



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

CELSO ROGÉRIO SCHMIDLIN JÚNIOR

**CONTRIBUIÇÕES PARA O ESTUDO DA MODELAGEM DE AEROGERADORES
BASEADOS NO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO**

FORTALEZA

2017

CELSO ROGÉRIO SCHMIDLIN JÚNIOR

CONTRIBUIÇÕES PARA O ESTUDO DA MODELAGEM DE AEROGERADORES
BASEADOS NO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Energias Renováveis e Sistemas Elétricos.

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima

Coorientador: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira

FORTALEZA

2017

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)

- S374c Schmidlin Júnior, Celso Rogério.
Contribuições para o Estudo da Modelagem de Aerogeradores Baseados no Gerador de Indução Duplamente Alimentado / Celso Rogério Schmidlin Júnior. – 2017.
198 f. : il. color.
- Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2017.
Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.
Coorientação: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira.
1. Modelagem. 2. Aerogeradores. 3. Gerador de indução duplamente alimentado. I. Título.
CDD 621.3
-

CELSO ROGÉRIO SCHMIDLIN JÚNIOR

CONTRIBUIÇÕES PARA O ESTUDO DA MODELAGEM DE AEROGERADORES
BASEADOS NO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Energias Renováveis e Sistemas Elétricos.

Aprovada em: 22 de dezembro de 2017.

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira
(Co-Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr.-Ing. Tobias Rafael Fernandes Neto
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Ph.D. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Cláudio Marques de Sá Medeiros
Instituto Federal de Educação, Ciência e
Tecnologia do Ceará (IFCE)

Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi
Universidade Federal de Santa Catarina
(UFSC)

Este trabalho é dedicado à minha esposa
e filhas, que juntamente com minha mãe
e sogra são as mulheres da minha vida.

AGRADECIMENTOS

A Deus, presença constante, pela minha vida, pela inspiração, por tudo.

À minha esposa Iraci, pelo amor, amizade, compreensão, orações e constante suporte em casa. Enquanto me dedicava a este trabalho, trouxemos para o nosso lar nossas duas lindas filhas, Melissa e Celina. Além do meu sincero agradecimento, todo meu amor é delas.

Aos meus pais, Celso e Regina, e aos meus sogros/pais, Ozanan e Glória, grandes incentivadores em todos os momentos.

Aos meus irmãos, cunhados e cunhadas, meu agradecimento pela torcida e pela vibração a cada conquista.

Ao professores Kléber, Fabrício, Tobias e Luiz Daniel, que estiveram sempre me orientando ao longo deste árduo caminho.

Aos professores Fernando Antunes, Cláudio Sá e Ivo Barbi, por aceitarem o convite de serem membros da banca examinadora deste trabalho.

Aos amigos do Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência & Integração a Sistemas de Energia (LAPIS) e demais colegas do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC), pelas longas conversas sobre os mais variados temas relativos à área de engenharia elétrica. Durante muitas destas discussões, algumas vezes despreziosas, surgiram soluções e ideias que, com certeza, contribuíram para nosso crescimento mútuo.

Aos queridos colegas e amigos do IFCE campus Maracanaú, em especial aos professores da área de Indústria, pela ajuda, apoio, torcida e compreensão.

Aos meus amigos, em especial os da Comunidade Um Novo Caminho, pelas orações e por serem reflexo de Deus na minha vida.

E a cada pessoa que, de alguma forma, contribuiu para a conclusão desta pesquisa.

Obrigado.

“Quanto a vós, nunca vos deixeis chamar de mestre, pois um só é o vosso mestre e todos vós sois irmãos. Pelo contrário, o maior dentre vós deve ser aquele que vos serve.”

(Jesus Cristo)

RESUMO

O sistema de conversão eólico-elétrico baseado no gerador de indução duplamente alimentado é bastante susceptível a afundamentos e desequilíbrios nas tensões da rede elétrica, pois o estator desta máquina está diretamente conectado à rede elétrica. Assim, para aumentar a suportabilidade a afundamentos de tensão e melhorar o desempenho do gerador durante situações de desequilíbrio das tensões da rede elétrica, muitos trabalhos têm proposto que o sistema de controle atue também nas componentes de sequência negativa, já que os desequilíbrios de tensão e a maioria dos afundamentos dão origem a estas componentes. Com isso, elevam-se ainda mais a complexidade, o esforço computacional e o tempo de simulação deste sistema. Assim, abre-se espaço para a utilização de modelos de ordem reduzida que, apesar de menos precisos, reduzem os esforços computacionais e o tempo de simulação, além de tornar a análise do comportamento do sistema mais simples. Neste contexto, é proposto nesta tese um modelo simplificado para as sequências positiva e negativa do sistema de conversão eólico-elétrico baseado em gerador de indução duplamente alimentado. Para a validação do modelo, os resultados provenientes deste são comparados com os advindos de simulações de um sistema de grande porte, as quais fazem uso de modelos de ordem elevada. Também são feitas comparações com os resultados provenientes de um protótipo experimental de potência reduzida. Tanto nas simulações quanto nos ensaios experimentais são usados controladores proporcional-integral e proporcional+ressonante respectivamente para o controle das componentes de sequências positiva e negativa das correntes do rotor. Apesar desta técnica estar consolidada, apresenta-se o equacionamento dos termos de alimentação direta, de forma que as componentes de eixo direto e em quadratura tornem-se desacopladas. Para a implementação experimental, é proposto nesta tese um modelo simplificado para o gerador de indução duplamente alimentado com estator em aberto durante o processo de sincronização à rede elétrica. Neste modelo consideram-se todas as perdas elétricas da máquina nesta situação como agrupadas na resistência do rotor. Além disso, detalha-se um método simplificado de estimação deste e outros parâmetros da máquina. Assim, pretende-se tornar a sintonia dos controladores de corrente mais simples, precisa e menos susceptível à perda de sintonia (devido à não consideração das perdas magnéticas e outras de menor relevância) durante a sincronização do gerador à rede elétrica.

Palavras-chave: Modelagem; Aerogeradores; Gerador de indução duplamente alimentado.

ABSTRACT

The wind energy conversion system based on the doubly-fed induction generator is very susceptible to sags and imbalances in the grid voltages, since the stator of this machine is directly connected to the electric grid. Thus, to increase the low voltage ride-through and to improve the performance of the generator during unbalanced grid voltages, many studies have proposed that the control system also act on the negative sequence components, since the voltage unbalance and most of the sags give rise to these components. Thus, are further increased the complexity, computational effort and simulation time of this complex system. This creates room for the use of reduced-order models that, although less precise, reduce computational efforts and simulation time, in addition to making the system behavior analysis simpler. In this context, it is proposed in the present thesis a simplified model for the positive and negative sequences of the wind energy conversion system based on the doubly-fed induction generator. For the validation of the proposed model, its results are compared with those coming from large-scale simulations, which use high-order models. Comparisons are also made with the results from an experimental reduced power prototype. Both in the simulations and in the experimental tests, proportional-integral controllers are used to control the positive sequence components of the rotor currents and proportional+resonant to the respective negative sequence components. Although this technique is already consolidated, it is presented the equation of the feed-forward terms, so that the direct and quadrature axis components become decoupled. For the experimental implementation, it is proposed in this thesis a simplified model for the doubly-fed induction generator with open stator during the synchronization process. To obtain such model, all the electrical losses of the machine in this situation are considered as grouped in the rotor resistance. In addition, it is detailed a simplified estimation method of the machine parameters. Thus, it is intended to make the current controllers tuning simpler, more precise and less susceptible to loss of tuning (due to the non-consideration of magnetic losses and other less important ones) during the synchronization of the generator with the electric grid.

Keywords: Modelling; Wind turbines; Doubly fed induction generator.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Potência instalada (em GW) de usinas eólicas no mundo de 1996 a 2016. . .	24
Figura 2 – SCEE baseado no DFIG.	26
Figura 3 – Implementação do modelo simplificado do DFIG.	45
Figura 4 – Sequência de etapas após a conexão à rede elétrica.	50
Figura 5 – Tensões [V] da rede antes da injeção de potências.	51
Figura 6 – Tensões da rede e do estator no início do afundamento da Figura 5.	51
Figura 7 – Potências ativas do estator.	52
Figura 8 – Potências reativas do estator.	52
Figura 9 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico (a e c) e simplificado (b e d) na injeção de potência com objetivo de controle I.	54
Figura 10 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico (a e c) e simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle I para II.	55
Figura 11 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico (a e c) e simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle II para III.	56
Figura 12 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico (a e c) e simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle III para IV.	57
Figura 13 – Tensões [V] da rede elétrica na injeção de potências pelo estator com desequilíbrio de tensão originado por um auto-transformador trifásico variável de 13,5 kW.	58
Figura 14 – Tensões [V] da rede elétrica na injeção de potências pelo estator com desequilíbrio de tensão originado por um auto-transformador trifásico variável de 30 kW.	59
Figura 15 – Potências ativas do estator na injeção de potências e objetivo de controle I. .	59
Figura 16 – Potências reativas do estator na injeção de potências e objetivo de controle I.	59
Figura 17 – Potências ativas do estator na mudança do objetivo de controle I para II. . .	60
Figura 18 – Potências reativas do estator na mudança do objetivo de controle I para II. .	60
Figura 19 – Potências ativas do estator na mudança do objetivo de controle II para III. .	60
Figura 20 – Potências reativas do estator na mudança do objetivo de controle II para III.	61
Figura 21 – Potências ativas do estator na mudança do objetivo de controle III para IV. .	61
Figura 22 – Potências reativas do estator na mudança do objetivo de controle III para IV.	61

Figura 23 – Correntes [A] do estator obtidas experimentalmente (a e c) e para o modelo simplificado (b e d) na injeção de potência com objetivo de controle I.	63
Figura 24 – Correntes [A] do estator obtidas experimentalmente (a e c) e para o modelo simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle I para II.	64
Figura 25 – Correntes [A] do estator obtidas experimentalmente (a e c) e para o modelo simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle II para III.	65
Figura 26 – Correntes [A] do estator obtidas experimentalmente (a e c) e para o modelo simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle III para IV.	66
Figura 27 – Implementação do modelo simplificado proposto.	67
Figura 28 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor.	68
Figura 29 – Sequência de etapas após a conexão à rede elétrica.	68
Figura 30 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico e simplificado no pior caso do afundamento assimétrico.	70
Figura 31 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico e simplificado no melhor caso do afundamento assimétrico.	71
Figura 32 – Tensões [V] da rede elétrica num afundamento assimétrico.	72
Figura 33 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico e simplificado no afundamento assimétrico.	73
Figura 34 – Modelo do DFIG durante a sincronização com a rede elétrica.	77
Figura 35 – Representação da estrutura experimental no ensaio de estimação de parâmetros.	81
Figura 36 – ECU desenvolvida para o ensaio de estimação de parâmetros.	82
Figura 37 – Tensões v'_{abr} de referência e medida para o degrau 2.	83
Figura 38 – Tensões v'_{abr} de referência e medida para o degrau 12.	84
Figura 39 – Potência reativa do rotor em função do quadrado de v'_{qr}	84
Figura 40 – Respostas de i'_{dr} a degraus em v'_{qr} de 10 a 20 V e 70 a 80 V.	85
Figura 41 – Respostas de i'_{qr} a degraus em v'_{qr} de 10 a 20 V e 70 a 80 V.	85
Figura 42 – Representação da estrutura experimental utilizada para o ensaio de sincronização.	86
Figura 43 – ECU desenvolvida para o ensaio de sincronização.	87
Figura 44 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor referidas ao estator.	87
Figura 45 – Variação dos polos da planta.	88
Figura 46 – ECU desenvolvida para o teste dos controladores de corrente.	89

Figura 47 – Resposta ao degrau unitário nas correntes do rotor para $T_{si} = 100\text{ms}$	89
Figura 48 – Malhas fechadas de controle das tensões do estator.	90
Figura 49 – Resposta ao degrau unitário em v_{qs}	91
Figura 50 – Tensões de fase de sequência positiva na sincronização.	92
Figura 51 – Corrente no estator no instante da conexão à rede elétrica.	92
Figura 52 – Planta representativa da sequência negativa do DFIG.	95
Figura 53 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor de sequência negativa.	96
Figura 54 – Controle de sequência negativa no referencial $\alpha\beta$	96
Figura 55 – Controle de sequência negativa no referencial dq_2	97
Figura 56 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor.	100
Figura 57 – Determinação das componentes de alimentação direta.	101
Figura 58 – Diagrama de Bode dos controladores P+R ideal e não ideal em função de ω_c	102
Figura 59 – Diagrama de Bode dos controladores P+R ideal e não ideal em função de K_R	103
Figura 60 – Correntes do rotor [kA] para os circuitos (a) 1 a 4 e (b) 5 a 8.	105
Figura 61 – Correntes do rotor [kA] nos eixos (a) d e (b) q	106
Figura 62 – Sistema trifásico de sequência positiva equilibrado qualquer.	118
Figura 63 – Vetor girante \vec{x}_1	118
Figura 64 – Sistemas de referência estacionários.	119
Figura 65 – Sistema trifásico equilibrado de sequência negativa qualquer.	120
Figura 66 – Vetor girante \vec{x} de sequência negativa.	120
Figura 67 – Sistemas de referência girantes.	123
Figura 68 – Componentes $\alpha\beta$ de um vetor espacial girante qualquer no referencial dq_1	124
Figura 69 – Componentes $\alpha\beta$ de um vetor espacial girante qualquer no referencial dq_2	125
Figura 70 – Componentes abc de um vetor espacial qualquer no referencial dq_1	126
Figura 71 – Componentes abc de um vetor espacial qualquer no referencial dq_2	127
Figura 72 – Máquina de indução trifásica simétrica, de dois polos, conectada em Y.	135
Figura 73 – Modelo de uma massa do DFIG.	141
Figura 74 – Conversões das variáveis do estator (s) para os referenciais dq_1 e dq_2	144
Figura 75 – Vetores girantes do rotor de sequência positiva (\vec{x}_{r1}) e negativa (\vec{x}_{r2}).	144
Figura 76 – Conversões das variáveis do rotor (s) para os referenciais dq_1 e dq_2	146
Figura 77 – Circuitos equivalentes em dq_10 e dq_20 da máquina de indução trifásica.	151
Figura 78 – Estrutura do DSOGI-FLL.	155

Figura 79 – Transformações de abc para dq_1 e dq_2	157
Figura 80 – Utilização de filtros para eliminar os termos oscilantes.	158
Figura 81 – Utilização do DDSRF para eliminar os termos oscilantes.	158
Figura 82 – Referencial dq orientado com o vetor fluxo concatenado do estator.	159
Figura 83 – Implementação das transformações das variáveis do estator e da rede.	162
Figura 84 – Implementação das transformações das variáveis do rotor.	163
Figura 85 – Planta representativa do DFIG em operação normal.	168
Figura 86 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor de sequência positiva.	168
Figura 87 – Metodologia de cálculo do NIAE.	171
Figura 88 – Metodologia de cálculo do NIAE.	172
Figura 89 – Malha fechada de controle com realimentação negativa generalizada.	173
Figura 90 – Magnitude da resposta em frequência do sistema de malha fechada.	176
Figura 91 – Magnitude do filtro passa-baixa de Butterworth de ordem n	177
Figura 92 – Resposta ao degrau da FT de malha fechada em função de T_1/T_2 com $T_1 = 1$	179
Figura 93 – Diagrama esquemático do sistema simulado.	181
Figura 94 – Sistema implementado no PSCAD/EMTDC.	181
Figura 95 – Sequência de inicialização do sistema.	182
Figura 96 – Tensão da fase c na inicialização do sistema.	183
Figura 97 – Tensões da rede e do estator de sequência positiva na inicialização do sistema.	183
Figura 98 – Correntes do rotor referidas ao estator de sequência positiva na inicialização do sistema.	184
Figura 99 – Diagrama do sistema implementado no PSCAD/EMTDC.	185
Figura 100 – Plataforma experimental do LAPIS.	186
Figura 101 – Determinação das Perdas Mecânicas.	190
Figura 102 – Implementação de um filtro digital não-recursivo.	197
Figura 103 – Implementação de um filtro digital recursivo de ordem 3.	197
Figura 104 – Implementação de um integrador retangular em cascata com um filtro FIR.	198

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Correntes do rotor de referência.	48
Tabela 2 – NIAE para as correntes do estator obtidas por meio dos modelos padrão e simplificado proposto.	55
Tabela 3 – NIAE para as correntes do estator obtidas por meio dos modelos padrão e simplificado proposto.	63
Tabela 4 – NIAE para as correntes do estator obtidas por meio dos modelos padrão e simplificado proposto durante um afundamento de tensão assimétrico. . . .	69
Tabela 5 – NIAE para as correntes do estator obtidas por meio dos modelos padrão e simplificado proposto durante um afundamento de tensão assimétrico. . . .	73
Tabela 6 – Estimação dos parâmetros das FTs do rotor.	83
Tabela 7 – Valores instantâneos de um sistema trifásico equilibrado de sequência positiva. 118	
Tabela 8 – Valores instantâneos do módulo e ângulo do vetor dado em (A.8).	119
Tabela 9 – Valores instantâneos de um sistema trifásico de sequência negativa genérico. 120	
Tabela 10 – Parâmetros do PI obtidos pelo método MO.	174
Tabela 11 – Parâmetros DFIG Simulado.	180
Tabela 12 – Dados de Placa da Máquina de Indução de Rotor Bobinado.	187
Tabela 13 – Ensaios Realizados na Máquina de Indução de Rotor Bobinado.	187
Tabela 14 – Valores de Base do Gerador de Indução de Rotor Bobinado.	188
Tabela 15 – Parâmetros do Gerador de Indução de Rotor Bobinado.	188
Tabela 16 – Separação das Perdas por Efeito Joule no Ensaio a Vazio.	190

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A	Analógico
CEP	Conversor Eletrônico de Potência
CC	Corrente Contínua
CFT	Conversor Fonte de Tensão
CLM	Conversor do Lado da Máquina
CLR	Conversor do Lado da Rede
D	Digital
DDSRF	<i>Decoupled Double Synchronous Reference Frame</i> - Sistema de Referência Síncrono Duplo Desacoplado
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
DFIG	<i>Doubly-Fed Induction Generator</i> - Gerador de Indução Duplamente Alimentado
DSOGI	<i>Double Second-Order Generalized Integrator</i> - Duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem
ECU	<i>Electronic Control Unit</i> - Unidade Eletônica de Controle
FOC	<i>Field Oriented Control</i> - Controle Orientado pelo Campo
FLL	<i>Frequency-Locked Loop</i> - Malha de Captura de Frequência
FT	Função de Transferência
GPEC	Grupo de Processamento de Energia e Controle
I	Integral
IPC	<i>Industrial Power Corruptor</i> - Corruptor de Potência Industrial
LAPIS	Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência & Integração a Sistemas de Energia

LVRT	<i>Low Voltage Ride Through</i> - Suportabilidade a Afundamentos de Tensão
MO	Magnitude Ótima
NIAE	<i>Normalized Integral of Absolute Error</i> - Integral Normalizada do Erro Absoluto
PCC	Ponto de Conexão Comum
P	Proporcional
PI	Proporcional-Integral
P+R	Proporcional + Ressonante
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> - Malha de Captura de Fase
PNSC	<i>Positive-/Negative-Sequence Calculation</i> - Cálculo das Sequências Positiva e Negativa
PU	Por Unidade
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulsos
QSG	<i>Quadrature Signal Generator</i> - Gerador de Sinal em Quadratura
R	Ressonante
SCEE	Sistema de Conversão Eólio-Elétrico
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SO	Simétrico Ótimo
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i> – Referencial Síncrono
SI	Sistema Internacional de Unidades
UFC	Universidade Federal do Ceará
VA	Volt-Ampere

LISTA DE SÍMBOLOS

Variáveis

a	Relação de espiras do rotor sobre a do estator ($a = N_r/N_s$)
B	Coefficiente de atrito [N.m.s]
e	Número de Euler
f	Frequência [Hz]
F	Função de Transferência de Malha Fechada
G	Função de Transferência de Malha Aberta
H	Constante de Inércia [s]
i	Corrente [A]
$\Im(\vec{x})$	Parte imaginária do vetor \vec{x}
j	Raiz de -1
J	Inércia [kg.m ²]
k	Constante das matrizes de invariância em amplitude ($k = 2/3$) ou potência ($k = \sqrt{2}/3$)
K	Ganho
L	Indutância [H]
n	Número de pares de polos
N	Número de espiras
P	Potência ativa [W]
r	Resistência elétrica [Ω]
$\Re(\vec{x})$	Parte real do vetor \vec{x}
s	Escorregamento ou operador de Laplace

t	Tempo [s]
T	Torque [N.m] ou período [s]
v	Tensão [V]
W	Energia [J]
x	Variável elétrica qualquer, em geral tensão (v), corrente (i) ou fluxo concatenado (ϕ).
X	Reatância [Ω]
Z	Impedância [Ω]
α	Eixo estacionário α e operador com módulo unitário e fase $2\pi/3$
β	Eixo estacionário β e ângulo de passo das pás [graus]
εx	Erro ou compensação da variável qualquer x
Δx	Diferença entre dois valores ou variação da variável qualquer x
θ	Ângulo [rad]
ξ	Fator de amortecimento
σ	Fator de dispersão do DFIG
τ	Constante de tempo [s]
ϕ	Fluxo concatenado [Wb]
φ	Ângulo [rad]
ω	Frequência angular [rad/s]

Subscritos

0,1,2	Sequências 0, positiva e negativa
a	Fase a (para variáveis elétricas) e amostragem (para período ou frequência)
abc	Referencial estacionário abc

a,b,c	Eixos/fases a , b e c
B	Valor de base
c	Eixo/fase c (para variáveis elétricas), cinética (para a energia) ou corte (para frequências)
CC	Corrente contínua
ch	Chaveamento
CLR	Conversor do Lado da Rede
cr	Cruzamento
cor	Correção
D	Atraso (<i>delay</i>)
$dq0$	Referencial $d0$
d,q	Eixos d e q
e	Eletromagnético (para o torque)
f	Campo (<i>field</i>) ou atrito (<i>friction</i>)
g	Rede (<i>grid</i>)
i	Corrente
I	Integral
l	Dispersão (<i>leakage</i> , para a indutância)
L	Carga (<i>load</i> , para o torque)
m	Eixo do rotor (para variáveis mecânicas) e mútua (para indutâncias)
max	Máximo
M	Magnetização (para indutâncias e tensões)
n	Elétrico do rotor (variáveis mecânicas multiplicadas pelo número de pares de polos n) e natural (frequência)

P	Proporcional (ganhos) ou planta (FTs)
q	Eixo q (para variáveis elétricas)
r	Circuito do rotor (para variáveis elétricas)
s	Estator (<i>stator</i> , para variáveis elétricas) ou assentamento (<i>settling</i> , para o tempo)
v	Tensão
Z	Impedância
α	Eixo α
$\alpha\beta$	Referencial $\alpha\beta$
$\alpha\beta 0$	Referencial $\alpha\beta 0$
β	Eixo β
θ	Ângulo [rad]
τ	Constante de tempo [s]
φ	Ângulo [rad]

Sobrescritos

<i>amp.</i>	Invariância em amplitude
<i>pot.</i>	Invariância em potência
'	Variável qualquer do rotor (tensão v , corrente i , fluxo concatenado λ , resistência r ou indutância L) referida ao estator ou do eixo do DFIG (rotação ω ou torque T) referida ao eixo da turbina
"	Variável qualquer do estator (tensão v , corrente i , fluxo concatenado λ , resistência r ou indutância L) referida ao rotor ou do eixo da turbina (rotação ω ou torque T) referida ao eixo do DFIG
*	Valor de referência ou complexo conjugado (para fasores)

\rightarrow	Vetor espacial
\wedge	Amplitude ou valor de pico
\cdot	Fasor

Matrizes e Vetores

0	Matriz quadrada com todos os elementos iguais a zero
I	Matriz identidade
K	Matriz de transformação de abc para $dq0$ com invariância em potência
L	Matriz de indutâncias
\mathbf{M}_{r1-r2}	Matriz de transformação entre os referenciais $r1$ e $r2$ (abc , $\alpha\beta0$ ou $dq0$)
r	Matriz de resistências
x	Vetor coluna da variável x qualquer (tensões \mathbf{v} , correntes \mathbf{i} ou fluxos concatenados λ)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Motivações	23
1.2	Problematização, Objetivos e Organização do Trabalho	27
<i>1.2.1</i>	<i>Problematização</i>	<i>27</i>
<i>1.2.2</i>	<i>Objetivos e Organização do Trabalho</i>	<i>28</i>
1.3	Revisão Bibliográfica	29
<i>1.3.1</i>	<i>Modelo de Quinta Ordem - Padrão</i>	<i>32</i>
<i>1.3.2</i>	<i>Modelos de Ordem Reduzida Clássicos</i>	<i>33</i>
<i>1.3.3</i>	<i>Outros Modelos de Ordem Reduzida</i>	<i>35</i>
<i>1.3.4</i>	<i>Modelagem da Máquina de Indução Duplamente Alimentada</i>	<i>36</i>
1.4	Publicações Resultantes da Pesquisa	40
<i>1.4.1</i>	<i>Artigos de Revistas</i>	<i>40</i>
<i>1.4.2</i>	<i>Artigos Apresentados em Congressos</i>	<i>41</i>
2	MODELO SIMPLIFICADO PARA O SCEE BASEADO EM DFIG	42
2.1	Equacionamento	42
2.2	Implementação	45
<i>2.2.1</i>	<i>Ângulo da Sequência Positiva do Fluxo do Estator</i>	<i>46</i>
<i>2.2.2</i>	<i>Correntes do Rotor de Referência</i>	<i>46</i>
<i>2.2.3</i>	<i>Obtenção das Componentes em dq_1 e dq_2</i>	<i>47</i>
2.3	Controle das Sequências Positiva e Negativa	49
2.4	Validação Durante Desequilíbrios de Tensão	50
<i>2.4.1</i>	<i>Simulação</i>	<i>50</i>
<i>2.4.2</i>	<i>Experimental</i>	<i>56</i>
2.5	Validação Durante Afundamentos de Tensão	64
<i>2.5.1</i>	<i>Estratégia de Controle Durante Afundamentos de Tensão</i>	<i>65</i>
<i>2.5.2</i>	<i>Simulação</i>	<i>68</i>
<i>2.5.3</i>	<i>Experimental</i>	<i>70</i>
2.6	Conclusões do Capítulo	74
3	SINCRONIZAÇÃO DO DFIG À REDE ELÉTRICA	75
3.1	Introdução	75
3.2	Modelagem do DFIG na Sincronização	77

3.3	Estimação dos Parâmetros das FTs	80
3.3.1	<i>Metodologia Proposta</i>	80
3.3.2	<i>Verificação Experimental</i>	81
3.4	Controle do DFIG na Sincronização	86
3.4.1	<i>Projeto dos Controladores de Corrente</i>	86
3.4.2	<i>Projeto dos Controladores de Tensão</i>	90
3.5	Conclusões do Capítulo	93
4	CONTROLADORES DAS CORRENTES DO ROTOR	94
4.1	Funções de Transferência da Sequência Negativa do DFIG	94
4.2	Controlador P+R Equivalente	96
4.2.1	<i>Equacionamento</i>	96
4.2.2	<i>Malhas de Controle das Correntes do Rotor</i>	99
4.2.3	<i>Sintonia dos Controladores P+R e R_0</i>	101
4.2.4	<i>Verificação por Meio de Simulação</i>	103
4.3	Comparação entre os Esquemas de Controle	104
4.4	Conclusões do Capítulo	105
5	CONCLUSÕES	107
5.1	Conclusões	107
5.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	108
	REFERÊNCIAS	109
	APÊNDICES	116
	APÊNDICE A – Transformações entre Referenciais	116
	APÊNDICE B – Modelo do DFIG no Referencial Trifásico	135
	APÊNDICE C – Modelo do DFIG nos Referenciais Síncronos	142
	APÊNDICE D – Transformações das Variáveis do DFIG	154
	APÊNDICE E – Controle Vetorial Clássico	165
	APÊNDICE F – Avaliação do Grau de Aproximação entre Curvas	170
	APÊNDICE G – Sintonia de Controladores PI	173
	APÊNDICE H – Descrição do Sistema Simulado	180
	APÊNDICE I – Descrição da Bancada	186
	APÊNDICE J – Implementações Digitais	195

1 INTRODUÇÃO

“Viver é enfrentar um problema atrás do outro.
O modo como você o encara é que faz a diferença.”

(Benjamin Franklin)

O presente capítulo tem o objetivo de introduzir o trabalho no contexto da modelagem de sistemas de conversão eólio-elétricos (SCEEs). Para tal, apresentam-se no mesmo: considerações sobre o que motivou a escolha do tema; a problematização deste tema e, a partir desta, os respectivos objetivos principais e secundários da tese; a revisão bibliográfica; e as publicações resultantes da pesquisa.

1.1 Motivações

Nesta seção são apresentadas considerações sobre o que motivou a escolha do tema desta tese. Inicia-se tratando do crescimento da utilização das fontes de energia renováveis, em especial da energia eólica, para geração de eletricidade. Ao final desta seção, mostra-se a importância da modelagem e simulação destes sistemas de conversão eólio-elétricos.

Apesar da tecnologia convencional de geração de eletricidade baseada em combustíveis fósseis (base da matriz energética de diversos países do mundo) ser madura e o seu custo de instalação ser previsível, a sua natureza não renovável, juntamente com a crescente demanda por energia, fará com que os preços (dos combustíveis utilizados e da energia elétrica produzida) continuem a subir. Além disso, estas fontes tradicionais também ocasionam impactos severos ao meio ambiente, seja por meio da emissão de gases do efeito estufa, vazamentos de óleo, acidentes radioativos, dentre outros.

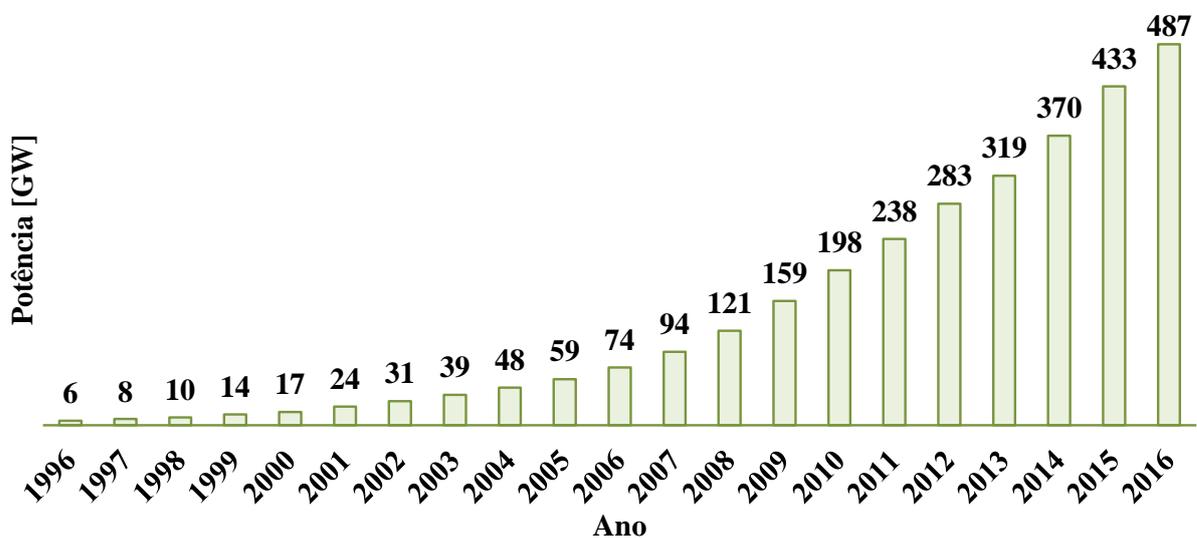
Uma forma de se minimizar esses problemas é aumentar a presença de fontes de energia renováveis (eólica, hidráulica, solar, dentre outras) nas matrizes energéticas, que além de não sofrerem com o fator escassez (que descreve todas as fontes de energia tradicionais), ainda são ditas “limpas”, dado que o impacto que causam ao meio ambiente é muito menor do que o causado pelas fontes de energia tradicionais.

No caso do Brasil, que sempre se orgulhou de possuir uma matriz energética com base em fonte renovável (hidroeletricidade), o não investimento na diversificação de sua matriz energética vem custando caro. O setor elétrico se tornou dependente das hidrelétricas e, com a falta de chuvas e o baixo nível dos reservatórios, as termelétricas, que deveriam ser acionadas

apenas em casos emergenciais, foram incorporadas ao sistema, elevando o custo do megawatt-hora (MWh) a níveis recordes.

Dentre as diversas fontes de energias renováveis, a energia eólica é abundante em todo o mundo e o vento sempre terá custo zero. Estes são, sem sombra de dúvidas, os principais motivos que justificam o porquê do seu crescimento ser mais significativo do que quaisquer outras (BLAABJERG; MA, 2013). Neste sentido, é mostrado na Figura 1 (GWEC, 2014; REN21, 2017) que o crescimento da potência eólica instalada no mundo de 1996 a 2016 apresenta uma tendência exponencial.

Figura 1 – Potência instalada (em GW) de usinas eólicas no mundo de 1996 a 2016.



Fonte: adaptada de (GWEC, 2014; REN21, 2017).

Além disso, a energia eólica ainda detém um grande potencial de exploração, mostrando que no futuro poderá se tornar a escolha número um dentre as fontes de energia renovável. Embora ainda haja divergências entre especialistas e instituições na estimativa do potencial eólico brasileiro (devido principalmente à falta de informações e às diferentes metodologias empregadas), estudos indicam valores da ordem de 143 GW (ANEEL, 2008). Deste potencial, atualmente cerca de 12,18 GW já estão em operação e 5,48 GW estão em construção (ANEEL, 2017). Ou seja, esses 13,88 GW correspondem menos de 10% do potencial eólico do Brasil.

Outro fator que influencia o crescimento da potência instalada de parques eólicos é o cumprimento de metas de energia renovável estabelecidas por governos em todo o mundo (LISERRE *et al.*, 2011). Apesar do Brasil não ter estipulado nenhuma meta de crescimento da participação da energia eólica na matriz energética nacional, muitos incentivos vêm sendo dados nesse sentido objetivando a diversificação desta matriz, que mostra uma grande dependência da

fonte hidroelétrica.

Como a presença dos SCEEs vem se tornando substancial nos sistemas elétricos de potência (SEPs) do Brasil e de outros países, todos os fatores pertinentes que possam influenciar a qualidade e a segurança da operação do SEP devem ser considerados (PERDANA, 2008).

Ao contrário do que se observava no início do desenvolvimento da energia eólica, quando os aerogeradores eram desconectados dos SEPs em situações de falhas sem trazer riscos de instabilidade no retorno do fornecimento, a maioria dos novos códigos de rede para conexão de grandes parques eólicos vêm exigindo que estes parques permaneçam conectados à rede na ocorrência de afundamentos de tensão (essa característica é normalmente tratada, em inglês, como *low voltage ride-through*, LVRT). Portanto, a geração eólica é agora obrigada a apresentar certa confiabilidade de fornecimento e certo nível de estabilidade¹.

Outros códigos de rede mais exigentes também vêm requerendo que os SCEEs contribuam, por exemplo, com o suporte de tensão e operação da rede como fazem as usinas de geração convencionais (LIMA, 2009). Apesar do nível de exigência destes códigos variar para cada país, percebe-se que o aumento da penetração dos SCEEs em determinado SEP também eleva o nível de exigência do respectivo código.

Como a tecnologia dos SCEEs difere significativamente da empregada por usinas geradoras convencionais baseadas em geradores síncronos, as características dinâmicas da rede elétrica podem ser drasticamente alteradas e, portanto, os requisitos de controle e operação da rede também podem ser diferentes (ANAYA-LARA *et al.*, 2009). Dessa forma, considera-se um desafio investigar a interação entre os controladores dos aerogeradores ou dos parques eólicos e os controladores da rede, sendo que para obter uma melhor compreensão de como estes sistemas de controle se influenciam mutuamente, a modelagem e a simulação são essenciais.

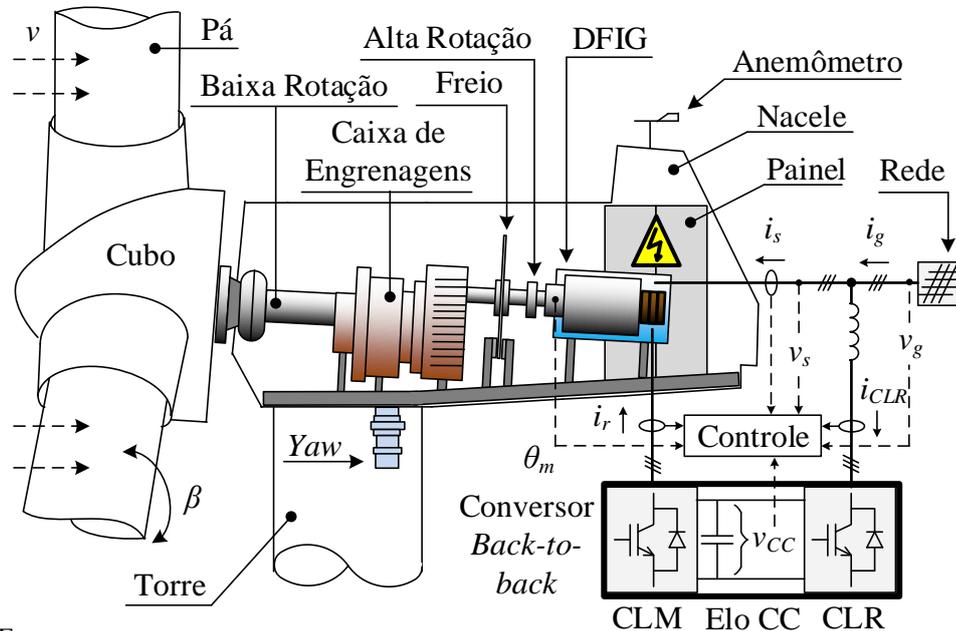
Hoje, o conceito mais atraente de SCEE de alta potência é o de velocidade variável (BLAABJERG; MA, 2013; ZHU; HU, 2012). Dentre suas diversas vantagens destaca-se a maior extração de energia, já que os sistemas de controle rastreiam o ponto de máxima potência em função da velocidade do vento.

Dos SCEEs de velocidade variável, o baseado no gerador de indução de rotor bobinado, num arranjo em que é tratado como gerador de indução duplamente alimentado (DFIG, do inglês *doubly-fed induction generator*), tem dominado o mercado (BLAABJERG; MA, 2013; ZHU; HU, 2012; ABAD *et al.*, 2011). É mostrada na Figura 2 uma representação dos diversos

¹ Segundo Perdana (2008), a estabilidade é definida como a habilidade de um sistema, para uma dada condição inicial de operação, de readquirir um estado de operação equilibrado depois de estar sujeito a um distúrbio.

elementos que compõem este conceito de SCEE.

Figura 2 – SCEE baseado no DFIG.



Fonte: autor.

Nesta Figura são apresentadas as seguintes variáveis: i , v , β e θ , que se referem a correntes, tensões, ângulo de passo das pás e ângulo. Os subscritos presentes nestas são: CC , CLR , g , m , r e s , os quais estão relacionados com o elo de corrente contínua (CC), o conversor do lado da rede (CLR), a rede elétrica, o eixo do rotor, o circuito do rotor e o estator.

O estator do gerador é diretamente conectado à rede, enquanto o rotor é alimentado por dois conversores bidirecionais conectados em *back-to-back*, com um elo CC entre eles (ABAD *et al.*, 2011; PETERSSON, 2005; DIAS *et al.*, 2017). Um destes conversores é conectado à rede (CLR) através de um filtro e é responsável pelo controle da tensão do elo CC , enquanto o outro é conectado ao rotor (conversor do lado da máquina, CLM) e tem como função o controle das potências ativa e reativa no estator, do torque eletromagnético ou da velocidade de rotação do DFIG de forma direta ou através do controle das correntes no rotor (DIAS *et al.*, 2017).

A principal vantagem desta topologia de SCEE é o fato do conversor *back-to-back* processar cerca de 30% da potência nominal do gerador (PETERSSON, 2005; DIAS *et al.*, 2017). Assim, em comparação com as topologias de SCEEs que fazem uso de conversores de escala plena, este conversor de escala parcial apresenta redução proporcional nas perdas e no custo (BLAABJERG; MA, 2013; PETERSSON, 2005; PENA *et al.*, 1996). Entretanto, isto também traz dificuldades adicionais a esta topologia de SCEE, como uma partida/sincronização mais complexa (ABAD *et al.*, 2011; TAPIA *et al.*, 2009) e um maior número de conexões/desconexões

à/da rede elétrica, uma vez que o DFIG somente pode ser controlado numa faixa de velocidades próximas da velocidade síncrona, em geral com escorregamento variando entre $\pm 0,3$ (ABAD *et al.*, 2011; TAPIA *et al.*, 2009), ou ainda devido o conversor não ser capaz de suportar as sobrecorrentes originadas durante afundamentos de tensão (LIMA *et al.*, 2011; LÓPEZ *et al.*, 2007; LÓPEZ E. GUBÍA, 2008).

Esta topologia de SCEE e outras também bastante utilizadas fazem uso de conversores eletrônicos de potência (CEPs) e de uma quantidade de elementos equivalente, cada qual com sua especificidade. Assim, pode-se dizer que estes sistemas apresentam elevada complexidade e, portanto, é essencial a modelagem de seus vários componentes e controladores (ANAYA-LARA *et al.*, 2009), sendo que o nível de detalhamento e a precisão dependem do estudo sendo realizado.

1.2 Problematização, Objetivos e Organização do Trabalho

Apresentam-se nesta seção a problematização do tema e, a partir desta, os respectivos objetivos principais e secundários da tese. Além disso, à medida que os objetivos são enumerados, detalha-se em que partes do texto estes serão tratados.

1.2.1 Problematização

O modelo matemático de um sistema dinâmico é definido como um conjunto de equações que representa com precisão, ou pelo menos razoavelmente bem, a dinâmica do sistema. Ademais, um sistema é representado de muitas maneiras diferentes e, portanto, pode ter vários modelos matemáticos, dependendo da perspectiva a ser considerada (OGATA, 2003).

Assim, um SCEE pode ser modelado em vários níveis de detalhe, dependendo da aplicação. Estes variam desde modelos simplificados, utilizados para estudar os efeitos da integração de parques eólicos à rede elétrica, até modelos detalhados e com alto grau de precisão em elementos finitos, que visam estudar o comportamento de um dado componente do sistema.

Tratando mais especificamente do SCEE em estudo, dado que o estator do DFIG está diretamente conectado à rede elétrica, esta máquina é bastante susceptível a afundamentos e desequilíbrios nas tensões da rede elétrica. Assim, para aumentar a suportabilidade a afundamentos de tensão (característica requerida por muitos códigos de rede) e melhorar o desempenho do DFIG durante situações de desequilíbrio das tensões da rede elétrica (a partir da redução das oscilações no torque eletromagnético, nas potências ativa/reativa do estator, e/ou nas correntes

de estator/rotor), muitos trabalhos têm proposto que o sistema de controle atue também nas componentes de sequência negativa (XU; WANG, 2007; MENDES *et al.*, 2015; MENDES, 2013; ZHOU *et al.*, 2009; HU *et al.*, 2009; HU; HE, 2009), já que a maioria dos afundamentos e/ou desequilíbrios de tensão dão origem a estas componentes (BOLLEN, 2000).

Com isso, elevam-se ainda mais a complexidade, o esforço computacional e o tempo de simulação deste sistema (RICHARDS; TAN, 1981). Assim, abre-se espaço para a utilização dos modelos de ordem reduzida que, apesar de menos precisos, reduzem os esforços computacionais e o tempo de simulação, além de tornar a análise do comportamento do sistema mais simples (LIMA *et al.*, 2011).

1.2.2 Objetivos e Organização do Trabalho

Neste contexto, é proposto um novo modelo simplificado para as sequências positiva e negativa do SCEE baseado em DFIG. Por meio deste, torna-se possível estimar mais facilmente o comportamento deste gerador e realizar estudos precisos de grandes parques eólicos baseados nessas máquinas.

Para a validação do modelo proposto, os resultados provenientes deste são comparados com os advindos de simulações de um sistema de grande porte, as quais fazem uso de modelos de ordem elevada. Também são feitas comparações com os resultados provenientes de um protótipo experimental de potência reduzida.

O detalhamento do modelo simplificado para as sequências positiva e negativa do SCEE baseado em DFIG, bem como sua respectiva validação, configuram-se nos objetivos principais desta tese. Assim, estes são prontamente tratados já no Capítulo 2.

Para a implementação tanto das simulações quanto dos ensaios experimentais, ao longo do texto são detalhadas as diversas técnicas utilizadas. Aquelas tidas como “clássicas” são tratadas nos apêndices, de forma que os capítulos desta tese se voltam mais especificamente àquilo que o trabalho propõe de novo. Dessa forma, os conteúdos dos capítulos 3 e 4 configuram-se como contribuições secundárias desta tese.

Neste sentido, é detalhado no Capítulo 3 um modelo simplificado proposto para o DFIG com estator em aberto durante o processo de sincronização à rede elétrica. Para a obtenção deste, consideram-se todas as perdas elétricas da máquina nesta situação como agrupadas na resistência do rotor. Além disso, é apresentado um método simplificado de identificação deste e outros parâmetros da máquina, o qual faz uso da vantagem proporcionada pelo DFIG que é o

acesso ao circuito do rotor. Assim, pretende-se tornar a sintonia dos controladores de corrente mais simples, precisa e menos susceptível à perda de sintonia (devido à não consideração das perdas magnéticas e outras de menor relevância) durante a sincronização do DFIG à rede elétrica.

No Capítulo 4, por sua vez, é tratado do equacionamento dos controladores ressonantes e respectivas componentes de alimentação direta, os quais são utilizados para o controle das componentes de sequência negativa das correntes do rotor. Nele é mostrada a importância da utilização das componentes de alimentação direta no desempenho destes controladores. Ainda, pela metodologia apresentada, é possível a determinação dos ganhos dos controladores a partir de métodos clássicos de sintonia, como o da magnitude ótima.

Por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões gerais da tese, bem como as sugestões de trabalhos futuros.

1.3 Revisão Bibliográfica

O SCEE baseado no DFIG é composto por vários elementos, como ilustra a Figura 2. Destes, tendo em vista os objetivos propostos nesta tese, o gerador configura-se como sendo aquele que requer mais atenção em termos de modelagem. Assim, nesta seção apresenta-se uma revisão bibliográfica deste tema, mais especificadamente do desenvolvimento e utilização dos vários modelos da máquina de indução apresentados ao longo dos anos.

Uma vez que uma grande proporção das cargas elétricas conectadas ao sistema de potência tratam-se de motores de indução, os primeiros modelos da máquina de indução foram desenvolvidos com o intuito de representá-la mais detalhadamente como uma carga (motor) de forma a obter simulações e resultados mais precisos do comportamento do sistema de potência.

Em ordem decrescente de complexidade, os diversos modelos analíticos da máquina de indução encontrados na literatura podem ser divididos em (THIRINGER; LUOMI, 2001; MIAO; FAN, 2008):

- **Quinta ordem:** considerado como sendo o modelo de ordem plena da máquina de indução², inclui as dinâmicas elétricas dos circuitos do estator e do rotor, bem como a dinâmica

² Embora seja assim considerado, este modelo trata-se de uma representação simplificada de um sistema eletromagnético ainda mais complexo. Por exemplo, caso as perdas no ferro sejam consideradas por meio de uma resistência equivalente adicionada em paralelo com a indutância de magnetização, de forma semelhante ao circuito equivalente de regime permanente, a ordem do modelo é aumentada em duas (THIRINGER; LUOMI, 2001). Outros efeitos a serem considerados que também poderiam vir a aumentar a ordem desse modelo seriam o efeito pelicular e a saturação.

mecânica (equação de *swing*). Por conta disso, esse modelo possui dinâmica de elevada largura de banda.

- **Terceira ordem:** o modelo clássico de terceira ordem ignora totalmente as dinâmicas elétricas do circuito do estator. Entretanto, há modelos refinados que ignoram apenas suas dinâmicas mais rápidas (WASYNCZUK *et al.*, 1985; RODRIGUEZ; WASYNCZUK, 1987).
- **Segunda ordem:** em geral são desenvolvidos a partir de simplificações do modelo de terceira ordem, como em (RICHARDS; TAN, 1981), que reduz as duas equações diferenciais de fluxos concatenados do rotor a somente uma.
- **Primeira ordem:** o modelo clássico de primeira ordem ignora totalmente as dinâmicas tanto do estator quanto do rotor. Como resta apenas a dinâmica mecânica, esse modelo é baseado na rotação do eixo. Entretanto, há modelos com base na tensão do rotor (AHMED-ZAID; TALEB, 1991).
- **Regime permanente:** ignora todas as dinâmicas (do estator, do rotor e mecânica), obtendo assim o modelo clássico de regime permanente da máquina de indução. Neste circuito, o único parâmetro variante é a resistência presente do circuito do rotor, a qual varia com o escorregamento.

Vale ressaltar que a ordem do modelo está relacionada com a quantidade de equações diferenciais de primeira ordem. Das referências pesquisadas, o primeiro artigo a apresentar o modelo da máquina de indução dessa forma foi (CATHEY *et al.*, 1973), citando a tese de doutorado (de 1972) do próprio autor. A partir de então, mesmo os modelos anteriormente desenvolvidos passaram a ser tratados por essa nomenclatura.

A escolha da ordem do modelo mais adequada é uma questão que vem sendo tratada a décadas e depende de diversos fatores.

Em relação à precisão, Maginniss e Schultz (1944) resolveram as equações do modelo de quinta ordem do motor de indução de Stanley (1938) incluindo a carga mecânica do rotor e a inércia em um analisador diferencial e, a partir dos resultados e conclusões apresentadas neste trabalho, mostrou a importância de considerar simultaneamente os fenômenos elétricos e mecânicos transitórios.

Entretanto, estes modelos de ordem mais elevada, apesar de mais precisos, conduzem a expressões mais complexas e demandam elevados esforços computacionais e tempo de

simulação, mesmo quando referidos a um referencial apropriado (RICHARDS; TAN, 1981). Assim, abriu-se espaço para a utilização dos modelos de ordem reduzida que, apesar de menos precisos, reduzem os esforços computacionais e o tempo de simulação, além de tornar a análise do comportamento da máquina mais simples.

Neste sentido, ao desenvolver o modelo de terceira ordem padrão do motor de indução, Brereton *et al.* (1957) trataram também das limitações da magnitude do intervalo de tempo a ser utilizado durante a resolução dos diversos modelos de motor de indução analisados, uma vez que isto poderia ter um impacto direto sobre o método utilizado para representar esta máquina.

Dado que sempre existirão interesses conflitantes, é impossível dar uma resposta simples à questão de quando um modelo simplificado pode ser usado. Após diversas simulações e ensaios experimentais, Thiringer e Luomi (2001) também chegaram a essa conclusão, além de afirmarem que ao selecionar o modelo a ser utilizado é essencial considerar o sistema em questão, os distúrbios a serem analisados, as quantidades a serem resolvidas, bem como a precisão necessária.

Neste contexto, na revisão bibliográfica apresentada na sequência trata-se do desenvolvimento e utilização dos vários modelos da máquina de indução apresentados ao longo dos anos. Nas Seções 1.3.1 a 1.3.3 tratam-se, em especial, dos modelos desenvolvidos para o motor de indução, sendo que:

- Na Seção 1.3.1 trata-se do modelo padrão de quinta ordem;
- Na Seção 1.3.2 trata-se do método clássico de redução da ordem do modelo, o qual é baseado na desconsideração de certas dinâmicas; e
- Na Seção 1.3.3 trata-se de outros métodos de redução da ordem do modelo, como a desconsideração apenas dos transitórios mais rápidos, linearização em torno de um ponto de operação e utilização de coletores integrais.

Por fim, na Seção 1.3.4 trata-se da utilização de modelos clássicos (em especial de quinta e terceira ordens) para a representação da máquina de indução duplamente alimentada. Ainda, trata da obtenção de outros modelos de ordem reduzida. Estes, por sua vez, determinados a partir da consideração da ação do sistema de controle do CLM.

Com isso, mostra-se também que o modelo simplificado proposto configura-se como uma contribuição inédita no campo da modelagem do DFIG.

1.3.1 Modelo de Quinta Ordem - Padrão

As equações da máquina de indução foram expressas em coordenadas *abc* (Apêndice B) primeiramente em (LEVINE, 1935). Por sua vez, estas equações foram representadas em termos de quantidades referidas ao estator em (STANLEY, 1938), para tal fazendo uso do método que Park (PARK, 1929) desenvolveu e aplicou nas máquinas síncronas de polos salientes (Apêndice A). O modelo resultante, também chamado de modelo de Park (THIRINGER; LUOMI, 2001), constituiu a base para o estudo de transientes de motores do tipo mais severo.

Na época do desenvolvimento deste modelo (1938) o grande desafio era conseguir chegar à sua solução. Neste mesmo ano, estas equações foram resolvidas na forma operacional literal para os casos dos transientes de corrente e de tensão para os quais é suficientemente preciso tratar a velocidade do rotor como uma constante (STANLEY, 1938). Entretanto, anos mais tarde (1944) a solução destas equações foi obtida sem esta simplificação, através de estudos em analisadores diferenciais (MAGINNISS; SCHULTZ, 1944).

Nas equações de (STANLEY, 1938), como as correntes, tensões e fluxos concatenados da máquina são referenciados a eixos fixos em relação ao estator, as quantidades de regime permanente do estator variam, portanto, na frequência fundamental. Assim, em (BRERETON *et al.*, 1957), as equações de (LEVINE, 1935) foram reescritas referindo-as a eixos girando na velocidade síncrona (Apêndice C).

Feijóo *et al.* (2000) obtiveram o modelo de quinta ordem apresentado em (BRERETON *et al.*, 1957) por uma forma alternativa, sendo então introduzida a possibilidade de modelar fontes de tensão no circuito do rotor. Com isso, possibilitou-se a simulação de alguns esquemas de geração, como turbinas eólicas de velocidade variável fazendo uso de máquinas de indução de rotor bobinado.

Segundo os estudos realizados em (THIRINGER; LUOMI, 2001), este modelo de quinta ordem prevê bem as respostas de velocidade do rotor, torque eletrodinâmico, potência ativa, potência reativa e corrente do estator a perturbações no torque do eixo, na frequência de alimentação e na magnitude da tensão. Além disso, as respostas previstas de potência ativa e corrente do estator a perturbações de baixa frequência na magnitude da tensão são melhoradas quando as perdas no ferro são levadas em consideração. Caso estas sejam acrescidas, a ordem do modelo é elevada.

Em relação à utilização deste modelo de quinta ordem, o mesmo tem sido extensivamente utilizado para estudar a máquina de indução sob as condições mais genéricas, como

demonstrado em (KRAUSE *et al.*, 2002) e diversos outros trabalhos. Ele é adequado à realização de estudos mais detalhados, como o projeto de controladores de corrente e análise do seu impacto na resposta inercial, análise da contribuição da corrente de falta, investigação das potências requeridas de conversores eletrônicos de potência, estudo do comportamento transitório dos circuitos do rotor, dentre outros (EKANAYAKE *et al.*, 2003).

Entretanto, para algumas aplicações, esta predição mais detalhada do modelo de quinta ordem não é necessária ou mesmo desejada (RICHARDS; TAN, 1981). Quando se necessita simular a conexão à rede elétrica de uma grande quantidade de máquinas (como ocorre em parques industriais, que apresentam grande quantidade de motores de indução de grande porte, ou em parques eólicos, que são compostos de muitos geradores), a utilização de modelos simplificados é quase que imperativa, dada a grande quantidade de elementos envolvidos (THIRINGER; LUOMI, 2001). O uso dos modelos de ordem reduzida diminui a complexidade do sistema como um todo e simplifica a determinação dos parâmetros necessários (THIRINGER; LUOMI, 2001). Além disso, também permite a realização de certos estudos simplificados, como obtenção de equações analíticas simples do comportamento da máquina elétrica em condições de transitórios na tensão da rede (LIMA *et al.*, 2010; LUNA *et al.*, 2011), por exemplo.

1.3.2 Modelos de Ordem Reduzida Clássicos

Tratando agora da simplificação deste modelo de quinta ordem, o método padrão de redução da ordem das equações da máquina de indução envolve desprezar certas derivadas (THIRINGER; LUOMI, 2001), como a taxa de variação temporal dos fluxos concatenados do estator e do rotor, bem como da dinâmica mecânica. Por isso, esta aproximação é tradicionalmente referida como “desconsideração dos transitórios” (WASYNCZUK *et al.*, 1985).

Ao desconsiderarem os transitórios do estator, Brereton *et al.* (1957) propuseram o modelo reduzido de terceira ordem padrão como alternativa aos modelo de primeira ordem, de regime permanente e outros modelos ainda mais simples³ que à época vinham sendo utilizados na representação de cargas de motores de indução durante estudos de estabilidade do sistema de potência.

Quanto à utilização dos modelos de primeira ordem e de regime permanente, o

³ De acordo com (CATHEY *et al.*, 1973), estes modelos eram divididos nas seguintes categorias: (1) impedância constante; (2) potência constante; (3) corrente constante; ou (4) alguma combinação dos três primeiros métodos. Eles foram transferidos para estudos de estabilidade a partir de estudos de fluxo de carga em regime permanente e apresentavam resultados suficientemente precisos para alguns casos, mas muitos autores expressaram preocupação com o uso geral deles para todas as condições.

primerio é adequado ao estudo dinâmico de longa duração em sistemas de potência, incluindo as características de carga do motor de indução. Já o segundo sempre foi empregado ao longo dos anos nos mais variados estudos, sendo ainda hoje muito utilizado como o limite inferior de comparação do desempenho dos demais modelos dinâmicos desenvolvidos, dado se tratar de um modelo que despreza totalmente as dinâmicas.

Krause e Murdoch III (1975) investigaram a precisão do modelo de terceira ordem de (BRERETON *et al.*, 1957) por meio da comparação de sua resposta dinâmica para distúrbios de grande escala com a predita pelo modelo completo. Já Sastry e Burrige (1976) compararam este mesmo modelo com o modelo completo por meio de simulação digital usando equações não-lineares. Dois casos foram investigados: a modelagem de carga transitória de uma única máquina e o desempenho do modelo no caso de máquinas interconectadas. Observou-se que os resultados obtidos utilizando o modelo simplificado se comparam bem com os obtidos usando o modelo completo e que foi obtida economia significativa no tempo de computação para o caso de máquinas interligadas.

Por estes motivos, o modelo de terceira ordem de (BRERETON *et al.*, 1957) acabou se tornando o padrão para representação do motor de indução em estudos de estabilidade do sistema de potência e tem sido amplamente utilizado desde então para estudos onde os transitórios da rede devem ser ignorados (EKANAYAKE *et al.*, 2003).

Já Skvarenina e Krause (1979) linearizaram as equações de ordem reduzida de (BRERETON *et al.*, 1957), demonstrando analiticamente e experimentalmente que a precisão do modelo de ordem reduzida aumenta à medida que a potência da máquina aumenta. Ainda, propuseram diretrizes para determinar quando as equações de ordem reduzida seriam precisas. Gunaratnam e Novotny (1980) mostraram que a relação de parâmetros sugerida em (SKVARENINA; KRAUSE, 1979) não é suficiente para distinguir corretamente todas as situações em que o modelo de ordem reduzida é uma boa representação. Assim, uma generalização desse critério foi desenvolvida (incluindo a operação de frequência variável) e mostrada para se aplicar com boa precisão para a maioria das situações.

Krause *et al.* (1979) estabeleceram teoricamente que para desprezar os “transientes do estator”, os termos contendo as derivadas dos fluxos concatenados e as diferenças entre frequências angulares presentes nas equações de Park devem ser desprezadas, e não somente aqueles contendo as derivadas dos fluxos concatenados, como se pensava até então.

O modelo de terceira ordem de (BRERETON *et al.*, 1957), entretanto, não levava em

conta a possibilidade de abertura do circuito do rotor de forma a permitir a conexão de uma fonte de tensão ou resistores, por exemplo. Com isso, outros modelos foram desenvolvidos de forma a lidar com essa questão (KRAUSE *et al.*, 1988; FEIJÓO *et al.*, 2000). Além disso, os efeitos de desequilíbrios na tensão da rede não são levados em conta no modelo de terceira ordem de (BRERETON *et al.*, 1957).

Richards e Tan (1981) apresentaram um novo modelo de segunda ordem para a máquina de indução, o qual foi desenvolvido a partir do modelo de terceira ordem, mas reduzindo as duas equações diferenciais de fluxos concatenados a somente uma. A partir do estudo computacional desenvolvido para comparar as respostas deste novo modelo a perturbações nas tensões, sejam essas equilibradas ou não, foi estabelecido que o modelo de segunda ordem proposto era capaz de prever transientes elétricos e mecânicos com precisão suficiente para muitas aplicações onde um modelo de terceira ordem foi previamente exigido.

1.3.3 Outros Modelos de Ordem Reduzida

Modelos refinados podem ser derivados eliminando a dinâmica oscilatória rápida das saídas de interesse por meio de técnicas de perturbação singulares. Exemplos de tais modelos refinados são o modelo de terceira ordem obtido ao desprezar apenas os transientes mais rápidos do fluxo do estator (BRERETON *et al.*, 1957; WASYNCZUK *et al.*, 1985; RODRIGUEZ; WASYNCZUK, 1987). Além destes modelos de terceira ordem, outros modelos de segunda ordem foram sugeridos (RICHARDS; TAN, 1981).

Wasynczuk *et al.* (1985) mostraram que o aperfeiçoamento obtido no modelo de terceira ordem clássico melhora acentuadamente a precisão do modelo reduzido resultante. A melhoria é demonstrada pela comparação das características de resposta predita por estes dois modelos de terceira ordem (clássico e refinado) com as preditas pelo modelo completo ou detalhado.

Todos os modelos de ordem reduzida apresentados anteriormente foram obtidos com base na desconsideração das dinâmicas do estator, rotor e/ou mecânica. Entretanto, surgiram outras técnicas de redução da ordem do modelo da máquina de indução. Por meio destas, foram desenvolvidos mais modelos simplificados, os quais são discutidos aqui.

Cathey *et al.* (1973), por meio da teoria dos sistemas lineares, linearizaram as equações diferenciais não-lineares invariantes em potência que descrevem o comportamento de um equivalente bifásico de um motor de indução trifásico equilibrado em torno de um ponto

nominal arbitrário. As soluções destas equações de pequenos sinais foram então usadas para desenvolver um modelo de carga de um motor de indução adequado para uso em um estudo de estabilidade transitória do sistema de potência. Por meio deste modelo de carga, as potências ativa e reativa entregue a um motor de indução foram expressas como funções implícitas da tensão e da frequência e funções explícitas das taxas de mudança de tensão e frequência. Dessa forma, o modelo obtido foi capaz de lidar com uma carga mecânica cujo torque variava como qualquer potência de velocidade.

Ainda, Cathey *et al.* (1973) também apresentaram uma técnica iterativa corretiva que reduz o erro introduzido pelo uso de um modelo linearizado. Sob a suposição de que a tensão terminal e a frequência do sistema podem ser aproximadas por um segmento de linha reta sobre qualquer intervalo de tempo, soluções dessas equações de pequenos sinais foram usadas para dar expressões de potência ativa e reativa entregue às condições transitórias do motor.

Ahmed-Zaid e Taleb (1991) investigaram as dinâmicas estruturais de máquinas de indução pequenas e grandes usando coletores integrais (em inglês, *integral manifolds*) e, dessa forma, foi mostrado que enquanto o comportamento dominante em máquinas de pequeno porte é caracterizado por um modelo de velocidade de primeira ordem bem conhecido, o comportamento correspondente em máquinas de grande porte é caracterizado por um novo modelo de tensão de primeira ordem desenvolvido. Com este modelo proposto, os autores pretendem melhor representar o desempenho dinâmico de motores de indução relativamente grandes, dado o modelo clássico de primeira ordem (com base na velocidade) não ser capaz de prever com precisão devido ser excessivamente simplificado.

1.3.4 Modelagem da Máquina de Indução Duplamente Alimentada

A máquina de indução duplamente alimentada tem os terminais do estator diretamente conectados à rede, enquanto que os do rotor são ligados, em geral, a um conversor eletrônico de potência por meio de anéis coletores. Quando a máquina elétrica opera como gerador, tem-se o DFIG, que é o mais utilizado em SCEEs de grande porte.

Krause *et al.* (1988) trataram da modelagem detalhada do sistema precursor ao DFIG, o qual era usado para conseguir um controle de velocidade subsíncrono de motores de indução. Neste sistema era utilizada uma combinação retificador-inversor conectada aos enrolamentos do rotor por meio de anéis coletores que fornecia uma tensão em série com os enrolamentos do rotor. O retificador era não controlado (portanto unidirecional) enquanto o disparo do inversor era

controlado para fornecer uma tensão negativa que deslocava a característica torque-velocidade do motor de indução de modo que o torque eletromagnético zero ocorresse em velocidades subsíncronas. Por conseguinte, o motor de indução operava a baixas velocidades sem a perda de potência relativamente alta do rotor inerente à operação convencional. Como a tensão do inversor era negativa, a energia era extraída dos circuitos do rotor e, por isso, este sistema tornou-se conhecido como um “esquema de recuperação de energia de escorregamento”, sendo a energia extraída dos circuitos do rotor e devolvida à fonte.

Muitos trabalhos que tratam de aerogeradores baseados em DFIG fazem uso da modelagem detalhada do sistema. Entretanto, na sequência serão discutidos os resultados obtidos em outros estudos tratando da modelagem simplificada desse sistema complexo.

Feijóo *et al.* (2000) obtiveram os modelos de quinta e terceira ordens apresentados em (BRERETON *et al.*, 1957) por uma forma alternativa, introduzindo a possibilidade de modelar fontes de tensão no circuito do rotor, de forma que a máquina de indução pudesse ser arranjada na forma de DFIG. Além desses, também obtiveram o modelo de regime permanente. Entretanto, as simulações realizadas visavam apenas provar que o modelo de terceira ordem da máquina de indução era adequado para utilização na forma duplamente alimentada do ponto de vista de regime permanente.

Já Ekanayake *et al.* (2003) desenvolveram estes modelos de quinta e terceira ordens do DFIG e os empregaram em um sistema de controle de uma turbina eólica. As simulações demonstraram que ambos apresentam resultados semelhantes para a partida da máquina e em resposta a mudanças no torque aplicado. O uso do conversor fonte de tensão do lado do gerador para o controle de tensão da rede foi demonstrado e, mais uma vez, foram obtidos resultados semelhantes para as duas representações da máquina. Um curto-circuito trifásico na rede próxima ao gerador foi investigado e o modelo de quinta ordem representou o comportamento do gerador em mais detalhes incluindo o comportamento transitório da corrente do estator. A representação de terceira ordem apresentou corretamente um valor médio semelhante da corrente do estator mas não mostrou detalhes do transitório.

Dessa forma, Ekanayake *et al.* (2003) concluíram que para estudos clássicos da dinâmica eletromecânica no domínio fasorial de grandes sistemas de potência, a simplicidade e o reduzido tempo de computação do modelo de terceira ordem aparentam ser atrativos. Para representações mais detalhadas da contribuição da corrente de falta e investigação das potências requeridas dos conversores, a representação de quinta ordem deve ser preferida. Entretanto, outros

efeitos, como o sistema de controle e os limites dos conversores, bem como o comportamento transitório dos circuitos do rotor do gerador, também são igualmente importantes de serem analisados em estudos mais detalhados.

De acordo com Ledesma e Usaola (2004), o modelo de terceira ordem de (BRERETON *et al.*, 1957) pode ser utilizado em estudos de estabilidade transitória mesmo quando o DFIG não trabalha próximo à velocidade síncrona (em que a frequência da corrente do rotor é próxima de zero e o ponto de operação do DFIG é semelhante ao de um gerador síncrono), pois os resultados são muito semelhantes do ponto de vista da estabilidade transitória e, em relação à velocidade do rotor do DFIG, os resultados são mais conservadores.

Kim *et al.* (2015) propuseram um modelo simplificado de um DFIG que faz uso do modelo de terceira ordem da máquina de indução além de considerar as dinâmicas da malha de captura de fase (PLL, do inglês *phase locked loop*) e dos controladores do conversor do lado do rotor e da turbina. Com este modelo objetivaram garantir resultados de simulação mais precisos em termos de estabilidade de tensão em estudos de estabilidade transitória, nos quais são geralmente utilizados modelos da máquina de indução ainda mais simplificados, que desconsideram as dinâmicas do rotor.

De acordo com Petersson (2005), uma característica dominante do sistema DFIG é a frequência natural da dinâmica do fluxo, que está próxima da frequência da rede. Assim, para preservar o comportamento de uma resposta oscilatória, as dinâmicas do fluxo não podem ser desprezadas e, ao considerá-las, o modelo mais simples que pode ser usado é o de segunda ordem. Dessa forma, Petersson *et al.* (2005) desenvolveram um modelo de segunda ordem (em notação vetorial) que inclui a dinâmica do fluxo, o que não é o caso dos modelos de ordem reduzida normalmente encontrados na literatura. A corrente do rotor foi colocada em seu valor de referência (considerando o controlador de corrente como tendo uma elevada largura de banda) e, dessa forma, foi possível preservar o comportamento dinâmico principal do DFIG que corresponde à dinâmica do fluxo. Para mostrar a validade do modelo proposto, foram apresentadas simulações e verificações experimentais da resposta dinâmica de um SCEE baseado em DFIG a afundamentos de tensão simétricos e assimétricos.

Lima *et al.* (2010) apresentou um modelo analítico simplificado para o aerogerador baseado no DFIG com abordagem semelhante à de Petersson *et al.* (2005), mas em coordenadas dq . O modelo reduzido resultante, por sua vez, foi validado experimentalmente em (LUNA *et al.*, 2011), tanto para condições normais quanto para afundamentos de tensão simétricos e

assimétricos. Partindo da suposição de que o DFIG é linear, suas equações clássicas de tensões e fluxos foram combinadas e após a aplicação da transformada de Laplace foram obtidas as correntes do estator no sistema de referência síncrono. Este sistema foi então simplificado considerando os seguintes critérios: 1) certas componentes das equações, com baixo peso no sistema, foram desprezadas; 2) o conversor do lado do rotor atua como uma fonte de corrente baseada em um algoritmo de controle orientado pelo campo (FOC, do inglês *field oriented control*); e 3) o referencial síncrono selecionado permite simplificar alguns termos da tensão do estator. Tendo em conta estas condições, foram encontradas expressões simples para o cálculo das correntes injetadas através do estator, em função das correntes do rotor e da tensão da rede.

Por meio deste modelo resultante, os autores afirmaram ser possível estimar de maneira mais intuitiva o comportamento deste gerador, possibilitando estudos precisos de grandes parques eólicos baseados nessas máquinas, inclusive contemplando situações de falhas (equilibradas ou não) na tensão da rede. Dessa forma, destacam a utilidade do modelo para projetar novas soluções de controle orientadas para melhorar a suportabilidade a afundamentos de tensão de turbinas eólicas baseadas no DFIG.

Com base no modelo clássico da máquina de indução com orientação no fluxo do estator, Marques e Sousa (2012) desprezaram apenas uma pequena parte dos termos de acoplamento cruzado e, assim, obtiveram funções de transferência simplificadas relacionando os transitórios do fluxo do rotor e suas forças eletromotrizes, além das forças eletromotrizes e suas oscilações. Com este modelo, apresentaram um estudo abrangente do DFIG durante afundamentos de tensão simétricos e assimétricos. A partir de resultados analíticos, de simulação e experimentais, mostraram que a resposta aos afundamentos de tensão depende da metodologia de projeto dos controladores proporcionais-integrais das malhas internas de corrente, sendo que foram analisadas duas técnicas de sintonia. Por fim, a análise e os resultados foram agrupados em função da magnitude do afundamento de tensão: se menor ou maior que 0,5 p.u.

Já Lima e Branco (2016), a partir do modelo desenvolvido em (LIMA *et al.*, 2010; LUNA *et al.*, 2011), apresentaram um modelo em malha fechada para o DFIG que leva em consideração os controladores proporcional-integral (PI) empregados no controle das correntes efetuado pelo conversor do lado do rotor, sendo que a determinação analítica dos ganhos destes controladores também é apresentada.

A partir de um modelo simplificado semelhante aos apresentados em (PETERSSON *et al.*, 2005; LIMA *et al.*, 2010), mas na forma de equações de estados, Bhattarai *et al.* (2016)

projetaram um controlador com realimentação de estados. As vantagens do controle proposto são a simplificação do projeto do controlador e a implementação em tempo real sem atraso computacional significativo, devido ao menor tamanho da matriz de realimentação de estados. Além disso, o controlador proposto apresentou uma resposta mais rápida do que o controlador PI clássico baseado em controle vetorial. A principal razão para isso é que o controlador proposto atualiza continuamente os seus ganhos com base nas condições do sistema, ao contrário do PI clássico que é projetado para um dado ponto de operação fixo.

Wang *et al.* (2016) desenvolveram um modelo não-linear simplificado do DFIG para o funcionamento normal, situação em que o modelo dinâmico do DFIG pode ser visto como um sistema entrada-saída não-linear. Para tal, fizeram uso da redução linear da ordem do modelo adotando a análise modal baseada nos polos dominantes para identificar os estados importantes. Com isso, um novo sistema de ordem reduzida é obtido substituindo os estados menos importantes por equações algébricas. Simulações e comparações entre alguns modelos simplificados amplamente utilizados foram realizadas e mostraram que o modelo de ordem reduzida proposto reproduz com um alto grau de precisão a saída de potência ativa gerada pelo modelo detalhado original. Dada a grande quantidade de DFIGs em parques eólicos modernos, os autores destacam o potencial do método proposto na modelagem de parques eólicos considerando o controle automático de geração.

1.4 Publicações Resultantes da Pesquisa

Nesta seção são enumeradas as publicações resultantes desta pesquisa, as quais são apresentadas tanto em revistas quanto em congressos.

1.4.1 Artigos de Revistas

1. SCHMIDLIN JR., C. R.; LIMA, F. K. A.; FERNANDES NETO, T. R.; BRANCO, C. G. C. Modelo Simplificado para as Sequências Positiva e Negativa do Sistema de Conversão Eólico-Elétrico Baseado em Gerador de Indução Duplamente Alimentado. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 2, p. 171-181, abr./jun. 2018.
2. SCHMIDLIN JR., C. R.; LIMA, F. K. A.; FERNANDES NETO, T. R.; BRANCO, C. G. C. Estimação De Parâmetros e Controle de um Gerador de Indução Duplamente Alimentado Durante a Sincronização com a Rede Elétrica. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 1, p.

118-126, jan./mar. 2018.

3. SCHMIDLIN JR., C. R.; LIMA, F. K. A. Wind Turbine and PMSG Dynamic Modelling in PSIM. **IEEE Latin America Transactions**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 14, n. 9, p. 4115-4120, sep. 2016.

1.4.2 Artigos Apresentados em Congressos

1. SCHMIDLIN JR., C. R.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C. Simplified Energy-Efficient Current Control of the PMSG Based WECS Machine Side Converter. In: **Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP) / Southern Power Electronics Conference (SPEC)**, Fortaleza, CE, Brasil, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 29 nov. - 2 dez, 2015.
2. SCHMIDLIN JR., C. R.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C., FERNANDES NETO, T. R. Modelling and Control of PMSG Based WECS: Evaluating the Test Bench Results. In: **2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, Curitiba, PR, Brazil, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 20-23 nov. 2016.

2 MODELO SIMPLIFICADO PARA O SCEE BASEADO EM DFIG

“Faça as coisas o mais simples que você puder,
porém não se restrinja às mais simples.”

(Albert Einstein)

Neste capítulo é apresentado um novo modelo simplificado para as sequências positiva e negativa do SCEE baseado em DFIG. Assim, é possível estimar mais facilmente o comportamento deste gerador e realizar estudos precisos de grandes parques eólicos baseados nessas máquinas.

Vale ressaltar que parte do conteúdo aqui apresentado consta no trabalho: SCHMIDLIN JR., C. R.; LIMA, F. K. A.; FERNANDES NETO, T. R.; BRANCO, C. G. C. Modelo Simplificado para as Sequências Positiva e Negativa do Sistema de Conversão Eólico-Elétrico Baseado em Gerador de Indução Duplamente Alimentado. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 2, p. 171-181, abr./jun. 2018.

2.1 Equacionamento

Como em sistemas a três fios não há as respectivas correntes e fluxos concatenados de sequência zero, essa componente não será considerada. Assim, as quantidades elétricas nos referenciais estacionários abc e $\alpha\beta$ são dadas por:

$$\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{x}_{abc1} + \mathbf{x}_{abc2}, \quad (2.1)$$

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta1} + \mathbf{x}_{\alpha\beta2}, \quad (2.2)$$

em que x é uma variável elétrica qualquer. Vale ressaltar que, ao longo desta tese, com o intuito de apresentar as equações de forma mais compacta, será adotada a notação vetorial. Assim, termos em negrito nas equações estão sempre relacionados a vetores ou matrizes.

No Apêndice C é detalhado o equacionamento clássico do DFIG (ou seja, o modelo de quinta ordem) nos referenciais síncronos dq_1 e dq_2 . As equações das tensões e fluxos concatenados do estator e rotor de sequências positiva e negativa são obtidas em (C.33) e (C.47), sendo reescritas aqui por questões didáticas.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{d1s} = r_s i_{d1s} + d\phi_{d1s}/dt - \omega_s \phi_{q1s} \\ v_{q1s} = r_s i_{q1s} + d\phi_{q1s}/dt + \omega_s \phi_{d1s} \\ v'_{d1r} = r'_r i'_{d1r} + d\phi'_{d1r}/dt - \omega_{r1} \phi'_{q1r} \\ v'_{q1r} = r'_r i'_{q1r} + d\phi'_{q1r}/dt + \omega_{r1} \phi'_{d1r} \end{array} \right. , \quad (2.3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{d1s} = (L_{ls} + L_M) i_{d1s} + L_M i'_{d1r} = L_s i_{d1s} + L_M i'_{d1r} \\ \phi_{q1s} = (L_{ls} + L_M) i_{q1s} + L_M i'_{q1r} = L_s i_{q1s} + L_M i'_{q1r} \\ \phi'_{d1r} = (L'_{lr} + L_M) i'_{d1r} + L_M i_{d1s} = L'_r i'_{d1r} + L_M i_{d1s} \\ \phi'_{q1r} = (L'_{lr} + L_M) i'_{q1r} + L_M i_{q1s} = L'_r i'_{q1r} + L_M i_{q1s} \end{array} \right. , \quad (2.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{d2s} = r_s i_{d2s} + d\phi_{d2s}/dt + \omega_s \phi_{q2s} \\ v_{q2s} = r_s i_{q2s} + d\phi_{q2s}/dt - \omega_s \phi_{d2s} \\ v'_{d2r} = r'_r i'_{d2r} + d\phi'_{d2r}/dt + \omega_{r2} \phi'_{q2r} \\ v'_{q2r} = r'_r i'_{q2r} + d\phi'_{q2r}/dt - \omega_{r2} \phi'_{d2r} \end{array} \right. , \quad (2.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{d2s} = (L_{ls} + L_M) i_{d2s} + L_M i'_{d2r} = L_s i_{d2s} + L_M i'_{d2r} \\ \phi_{q2s} = (L_{ls} + L_M) i_{q2s} + L_M i'_{q2r} = L_s i_{q2s} + L_M i'_{q2r} \\ \phi'_{d2r} = (L'_{lr} + L_M) i'_{d2r} + L_M i_{d2s} = L'_r i'_{d2r} + L_M i_{d2s} \\ \phi'_{q2r} = (L'_{lr} + L_M) i'_{q2r} + L_M i_{q2s} = L'_r i'_{q2r} + L_M i_{q2s} \end{array} \right. , \quad (2.6)$$

$$L_s = L_{ls} + L_M, \quad (2.7)$$

$$L'_r = L'_{lr} + L_M. \quad (2.8)$$

As variáveis i , v , ϕ , ω , r e L referem-se a correntes, tensões, fluxos concatenados, frequências angulares, resistências e indutâncias. Por sua vez, os subscritos r , s , l , M , d , q , 1 e 2 estão relacionados com: rotor, estator, dispersão, magnetização, eixos direto e em quadratura, componentes de sequência positiva e negativa. Ainda, o apóstrofo representa variáveis do rotor referidas ao estator. Por fim, ω_{r1} e ω_{r2} são dadas conforme (C.9) e (C.10).

Assumindo que o sistema descrito por (2.3) a (2.8) é linear, pode-se combinar estas equações (LIMA, 2009). Assim, ao se aplicar a transformada de Laplace, obtêm-se:

$$I_{d1s} = \frac{(r_s + sL_s)V_{d1s} + \omega_s L_s V_{q1s}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2} + \frac{-L_M(\omega_s^2 L_s + sr_s + s^2 L_s)I'_{d1r} + r_s \omega_s L_M I'_{q1r}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2}, \quad (2.9)$$

$$I_{q1s} = \frac{-\omega_s L_s V_{d1s} + (r_s + sL_s)V_{q1s}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2} + \frac{-r_s \omega_s L_M I'_{d1r} - L_M(\omega_s^2 L_s + sr_s + s^2 L_s)I'_{q1r}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2}, \quad (2.10)$$

$$I_{d2s} = \frac{(r_s + sL_s)V_{d2s} - \omega_s L_s V_{q2s}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2} + \frac{-L_M(\omega_s^2 L_s + sr_s + s^2 L_s)I'_{d2r} - r_s \omega_s L_M I'_{q2r}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2}, \quad (2.11)$$

$$I_{q2s} = \frac{\omega_s L_s V_{d2s} + (r_s + sL_s)V_{q2s}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2} + \frac{r_s \omega_s L_M I'_{d2r} - L_M(\omega_s^2 L_s + sr_s + s^2 L_s)I'_{q2r}}{\omega_s^2 L_s^2 + r_s^2 + s2r_s L_s + s^2 L_s^2}, \quad (2.12)$$

em que s é o operador de Laplace. Ainda, as tensões e correntes estão representadas em letras maiúsculas devido se encontrarem no domínio da frequência.

Destaca-se que (2.9) e (2.10) são equivalentes às respectivas equações apresentadas por Lima (2009), com a ressalva de que também são apresentadas aqui equações semelhantes para as correntes do estator de sequência negativa, ou seja, (2.11) e (2.12).

Para fins de simplificação de (2.9) a (2.12), consideram-se as mesmas hipóteses simplificadoras propostas por Lima *et al.* (2011), ou seja:

1. Despreza-se V_{d1s} , pois o vetor espacial da tensão do estator de sequência positiva está alinhado ao referencial q_1 (o que é garantido pelo controle vetorial orientado pelo campo do estator e tratado na Seção D.2);
2. Despreza-se r_s^2 no denominador, pois este é bem menor que o outro termo sem o operador de Laplace s , ou seja, $\omega_s^2 L_s^2$;
3. Dado o baixo valor de $r_s \omega_s L_M$ quando comparado com o denominador, desprezam-se os termos cruzados das correntes do rotor, ou seja, I'_{q1r} em (2.9), I'_{d1r} em (2.10), I'_{q2r} em (2.11) e I'_{d2r} em (2.12);
4. Considera-se, em regime permanente, a seguinte aproximação:

$$\frac{\omega_s^2 L_s + sr_s + s^2 L_s}{\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s} \approx 1. \quad (2.13)$$

Com isso, obtêm-se:

$$I_{d1s} = \frac{\omega_s L_s V_{q1s}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s)L_s} - \frac{L_M I'_{d1r}}{L_s}, \quad (2.14)$$

$$I_{q1s} = \frac{(r_s + sL_s)V_{q1s}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s)L_s} - \frac{L_M I'_{q1r}}{L_s}, \quad (2.15)$$

$$I_{d2s} = \frac{(r_s + sL_s)V_{d2s} - \omega_s L_s V_{q2s}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s)L_s} - \frac{L_M I'_{d2r}}{L_s}, \quad (2.16)$$

$$I_{q2s} = \frac{\omega_s L_s V_{d2s} + (r_s + sL_s)V_{q2s}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s)L_s} - \frac{L_M I'_{q2r}}{L_s}. \quad (2.17)$$

Destaca-se que (2.14) e (2.15) são equivalentes às respectivas equações apresentadas por Lima *et al.* (2011). Já as novas equações obtidas para as correntes do estator de sequência

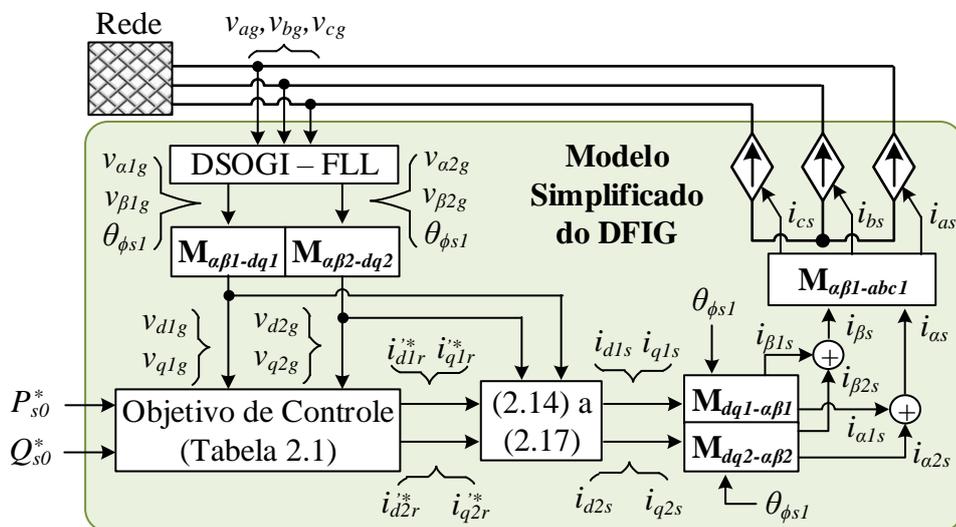
negativa diferem das de sequência positiva pelo fato das primeiras apresentarem a componente de eixo direto da tensão do estator de sequência negativa (V_{d2s}). Isso se deve ao sistema de controle vetorial orientado pelo campo do estator não garantir que vetor tensão do estator de sequência negativa esteja alinhado ao referencial q_2 , como ocorre com a sequência positiva.

Assumindo que o estator do DFIG está diretamente conectado à rede elétrica, as tensões do estator e da rede elétrica são iguais. Com isso, suas componentes em dq_1 e dq_2 também o são, ou seja, $v_{d1s} = v_{d1g}$, $v_{q1s} = v_{q1g}$, $v_{d2s} = v_{d2g}$ e $v_{q2s} = v_{q2g}$. Assim, pode-se usar em (2.14) a (2.17) as componentes em dq_1 e dq_2 das tensões tanto da rede elétrica quanto do estator.

2.2 Implementação

Na Figura 3 é apresentado um esquemático da implementação do modelo simplificado do DFIG, sendo que na sequência são detalhados cada um dos blocos constantes nesta figura.

Figura 3 – Implementação do modelo simplificado do DFIG.



Fonte: o autor.

Vale ressaltar que, de acordo com Lima (2009), os SCEEs baseados em DFIG podem ser representados por fontes de corrente controladas por corrente, conforme mostrado na Figura 3, desde que estejam conectadas à rede e utilizando controle vetorial orientado pelo campo no CLM. Ainda, estes podem inclusive ser conectados em paralelo sem problemas de interferência entre os respectivos controles.

2.2.1 Ângulo da Sequência Positiva do Fluxo do Estator

No controle vetorial clássico, é comum fazer com que o ângulo do sistema de referência dq_1 seja igual ao ângulo da sequência positiva do fluxo do estator ($\theta_{\phi_{s1}}$), conforme tratado na Seção D.2. Para tornar o controle vetorial mais estável, $\theta_{\phi_{s1}}$ é obtido de forma aproximada ao se desprezar a resistência do estator (ABAD *et al.*, 2011). Com isso, $\theta_{\phi_{s1}}$ é tido como sendo aquele que garante $v_{d1g} = 0$ e v_{q1g} máximo positivo, ou seja, o referencial girante está em fase com o eixo q_1 da tensão da rede elétrica. Assim,

$$\theta_{\phi_{s1}} \approx \theta_{g1} - \pi/2, \quad (2.18)$$

em que θ_{g1} é o ângulo da sequência positiva da rede elétrica, o qual é dado por (D.1) e é determinado por meio de um duplo integrador generalizado de segunda ordem com malha de captura de frequência (DSOGI-FLL, do inglês *double second-order generalized integrator – frequency locked loop*) detalhado na Seção D.1.1.

2.2.2 Correntes do Rotor de Referência

Com a rede desequilibrada, surgem componentes oscilantes nas potências ativa e reativa do estator, as quais apresentam frequência igual ao dobro da rede elétrica (XU; WANG, 2007; LIMA *et al.*, 2011; TEODORESCU *et al.*, 2011). A partir de (A.47) a (A.49) obtêm-se as potências ativa e reativa do estator (XU; WANG, 2007; TEODORESCU *et al.*, 2011):

$$P_s = P_{s0} + P_{sc2} \cos(2\omega_g t) + P_{ss2} \sin(2\omega_g t), \quad (2.19)$$

$$Q_s = Q_{s0} + Q_{sc2} \cos(2\omega_g t) + P_{ss2} \sin(2\omega_g t), \quad (2.20)$$

$$\begin{bmatrix} P_{s0} \\ Q_{s0} \\ P_{sc2} \\ P_{ss2} \\ Q_{sc2} \\ Q_{ss2} \end{bmatrix} = \frac{1}{1,5k^2} \begin{bmatrix} v_{d1g} & v_{q1g} & v_{d2g} & v_{q2g} \\ v_{q1g} & -v_{d1g} & v_{q2g} & -v_{d2g} \\ v_{d2g} & v_{q2g} & v_{d1g} & v_{q1g} \\ v_{q2g} & -v_{d2g} & -v_{q1g} & v_{d1g} \\ v_{q2g} & -v_{d2g} & v_{q1g} & -v_{d1g} \\ -v_{d2g} & -v_{q2g} & v_{d1g} & v_{q1g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1s} \\ i_{q1s} \\ i_{d2s} \\ i_{q2s} \end{bmatrix}, \quad (2.21)$$

em que $k = 2/3$ ou $k = \sqrt{2/3}$ para o caso de terem sido utilizadas as matrizes de transformação com invariância em amplitude ou em potência, respectivamente dadas em (A.64) e (A.65). Nesta tese, faz-se uso da segunda opção.

Por (2.14) a (2.17), as correntes do estator nos referenciais dq_1 e dq_2 estão relacionadas com as correntes no rotor nestes mesmos referenciais. Assim, as componentes da corrente do rotor podem ser utilizadas para controlar as componentes das correntes do estator e, conseqüentemente, as componentes das potências ativa e reativa, conforme (2.21).

No controle vetorial clássico, somente as componentes dq_1 da corrente do rotor são controladas e portanto só é possível o controle de duas das componentes de potência de (2.21), em geral as potências ativa e reativa médias (P_{s0} e Q_{s0}). Porém, ao se controlarem também as componentes dq_2 da corrente do rotor, dois outros parâmetros podem ser controlados, sendo que Xu e Wang (2007) trata dos seguintes objetivos:

- I Corrente de rotor equilibrada ($i'_{d2r} = i'_{q2r} = 0$);
- II Corrente de estator equilibrada ($i_{d2s} = i_{q2s} = 0$);
- III Potência ativa do estator sem oscilações ($P_{sc2} = P_{ss2} = 0$);
- IV Potência reativa do estator (e, conseqüentemente, torque eletromagnético) sem oscilações ($Q_{sc2} = Q_{ss2} = 0$).

Com isso, faz-se uso das correntes do rotor de referência da Tabela 1, semelhantes às de Mendes (2013) e Mendes *et al.* (2015), as quais são obtidas de (2.4), (2.6) e (2.21), com as seguintes aproximações:

1. Despreza-se v_{d1g} , pois o vetor espacial da tensão do estator de sequência positiva está alinhado ao referencial q_1 (devido o controle vetorial orientado pelo campo);
2. Dado o baixo valor de r_s , têm-se as aproximações de (D.13) a (D.16), ou seja, $\phi_{d1s} \approx v_{q1g}/\omega_s$, $\phi_{q1s} \approx 0$, $\phi_{d2s} \approx -v_{q2g}/\omega_s$ e $\phi_{q2s} \approx v_{d2g}/\omega_s$.

2.2.3 Obtenção das Componentes em dq_1 e dq_2

Para se confirmar que as referências de corrente foram devidamente determinadas e que o controle está atuando de forma adequada, é necessário o cálculo das componentes das potências ativa e reativa do estator. Para tal, de (2.21), as tensões da rede elétrica e correntes do estator devem estar devidamente representadas nos referenciais dq_1 e dq_2 .

No Apêndice D são apresentados alguns métodos *on-line* de separação de seqüências que atuam nos referenciais $\alpha\beta$ e dq .

Tabela 1 – Correntes do rotor de referência.

Objetivo I	Objetivo II
$i'_{d1r} = \frac{v_{q1g}^2 - v_{d2g}^2 - v_{q2g}^2 - Q_{s0}^* \omega_s L_s}{v_{q1g} \omega_s L_M}$	$i'_{d1r} = \frac{v_{q1g}}{\omega_s L_M} - \frac{Q_{s0}^* L_s}{v_{q1g} L_M}$
$i'_{q1r} = \frac{-P_{s0}^* L_s}{v_{q1g} L_M}$	$i'_{q1r} = \frac{-P_{s0}^* L_s}{v_{q1g} L_M}$
$i'_{d2r} = 0$	$i'_{d2r} = \frac{-v_{q2g}}{\omega_s L_M}$
$i'_{q2r} = 0$	$i'_{q2r} = \frac{v_{d2g}}{\omega_s L_M}$
Objetivo III	Objetivo IV
$i'_{d1r} = \frac{v_{q1g}(v_{q1g}^2 + v_{d2g}^2 + v_{q2g}^2 - Q_{s0}^* \omega_s L_s)}{\omega_s L_M(v_{q1g}^2 + v_{d2g}^2 + v_{q2g}^2)}$	$i'_{d1r} = \frac{v_{q1g}}{L_M} \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{Q_{s0}^* L_s}{v_{q1g}^2 - v_{d2g}^2 - v_{q2g}^2} \right)$
$i'_{q1r} = \frac{-P_{s0}^* v_{q1g} L_s}{L_M(v_{q1g}^2 - v_{d2g}^2 - v_{q2g}^2)}$	$i'_{q1r} = \frac{-P_{s0}^* v_{q1g} L_s}{L_M(v_{q1g}^2 + v_{d2g}^2 + v_{q2g}^2)}$
$i'_{d2r} = \frac{v_{q2g} i'_{d1r} - v_{d2g} i'_{q1r}}{v_{q1g}} - \frac{2v_{q2g}}{\omega_s L_M}$	$i'_{d2r} = \frac{-v_{q2g} i'_{d1r} + v_{d2g} i'_{q1r}}{v_{q1g}}$
$i'_{q2r} = \frac{2v_{d2g}}{\omega_s L_M} - \frac{v_{d2g} i'_{d1r} + v_{q2g} i'_{q1r}}{v_{q1g}}$	$i'_{q2r} = \frac{v_{d2g} i'_{d1r} + v_{q2g} i'_{q1r}}{v_{q1g}}$

Fonte: o autor.

Para o caso da tensão da rede elétrica, dado que o DSOGI-FLL já efetuou a separação das componentes $\alpha\beta$ em $\alpha\beta_1$ e $\alpha\beta_2$, basta realizar as transformações de A.19 e A.23, sendo que $\theta_{dq1} = \theta_{dq2} = \theta_{\phi s1}$.

Na Figura 81 é mostrada a estrutura baseada em malhas de desacoplamento (DDSRF, do inglês *decoupled double synchronous reference frame*) (RODRIGUEZ *et al.*, 2007) utilizada para obtenção das componentes dq_1 e dq_2 a partir das componentes em $\alpha\beta$. Para o caso das variáveis da rede ou do estator, os ângulos θ_1 e θ_2 são iguais ao ângulo da sequência positiva do fluxo concatenado do estator ($\theta_{\phi s1}$). Já para o caso da corrente do rotor, a partir de C.9 e C.10, são determinados os ângulos θ_1 e θ_2 , respectivamente, $\theta_{r1} = \theta_{\phi s1} - n\theta_m$ e $\theta_{r2} = \theta_{\phi s1} + n\theta_m$, em que n é o número de pares de polos do DFIG e θ_m o ângulo do eixo do rotor.

Notar que $\theta_1 + \theta_2$ é igual a $2\theta_{\phi s1}$, seja para variáveis da rede, do estator ou do rotor. Assim, as oscilações a serem eliminadas pelos filtros passa-baixa utilizados nas malhas de desacoplamento estão a uma frequência duas vezes maior que a frequência da rede.

2.3 Controle das Sequências Positiva e Negativa

Para o controle das correntes do rotor de sequência positiva, esta tese faz uso do controle vetorial clássico detalhado no Apêndice E. Entretanto, se somente este método for utilizado as componentes de sequência negativa dão origem a termos oscilantes, conforme tratado na Seção D.1.2, os quais não são controlados.

Para lidar com essa situação, há duas opções:

1. Separar as correntes do rotor em suas componentes de sequência por algum dos métodos apresentados na Seção D.1, para então utilizar outros PIs para o controle das componentes de sequência negativa; e
2. Não efetuar tal separação, mas fazer uso de controladores PI em dq_1 , cada um somado a controladores proporcional+ressonante (P+R) e/ou ressonante (R), com o termo ressonante sintonizado na frequência de oscilação, como proposto por Hu *et al.* (2009), Hu e He (2009) com base em Zmood *et al.* (2001), Suh *et al.* (2006) e Teodorescu *et al.* (2006).

A separação das correntes do rotor em suas componentes de sequência positiva e negativa tem a vantagem de permitir a utilização de controladores PI também para o controle das componentes de sequência negativa. Entretanto, dado que estes métodos de separação utilizam filtros, transformações entre referenciais e outros cálculos matemáticos, ocorrem modificações no sistema a ser controlado que, em geral, levam à diminuição da margem de fase.

Já a adição ao PI de um controlador P+R com o termo ressonante sintonizado na frequência de oscilação permite a manutenção da respectiva margem de fase além de não necessitar da inserção de outros elementos. Assim, esse método será utilizado nesta tese, sendo detalhado no Capítulo 4.

A sintonia dos controladores PI do SCEE baseado em DFIG simulado é feita pelo método da magnitude ótima (UMLAND; SAFIUDDIN, 1990; KESSLER, 1955), um método clássico de otimização usado frequentemente em aplicações de acionamento e eletrônica de potência. A Seção G.2 trata deste tópico específico.

Já a sintonia dos controladores PI do SCEE baseado em DFIG emulado na bancada experimental é feita por meio da metodologia proposta no Capítulo 3.

Para a sintonia dos controladores P+R e R utilizados para o controle das componentes de sequência negativa, é mostrado no Capítulo 4 que esse termo em CA tem relação com um PI em CC. Dessa forma, os mesmos ganhos dos PIs são utilizados nestes controladores.

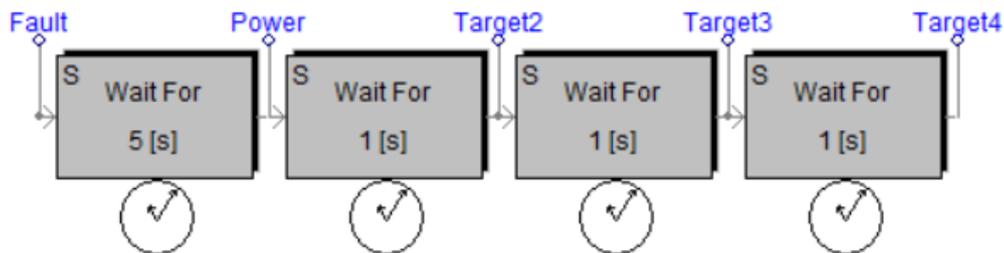
2.4 Validação Durante Desequilíbrios de Tensão

Nesta seção são apresentados resultados de simulação e experimentais que visam validar o modelo simplificado proposto durante desequilíbrios de tensão.

2.4.1 Simulação

Para validar o modelo simplificado proposto, simulou-se no PSCAD/EMTDC um sistema de geração baseado em DFIG de 2 MW, o qual é detalhado no Apêndice H. Após a sequência de inicialização do sistema, detalhada na Seção H.1, segue-se com a sequência de etapas mostrada na Figura 4.

Figura 4 – Sequência de etapas após a conexão à rede elétrica.



Fonte: o autor.

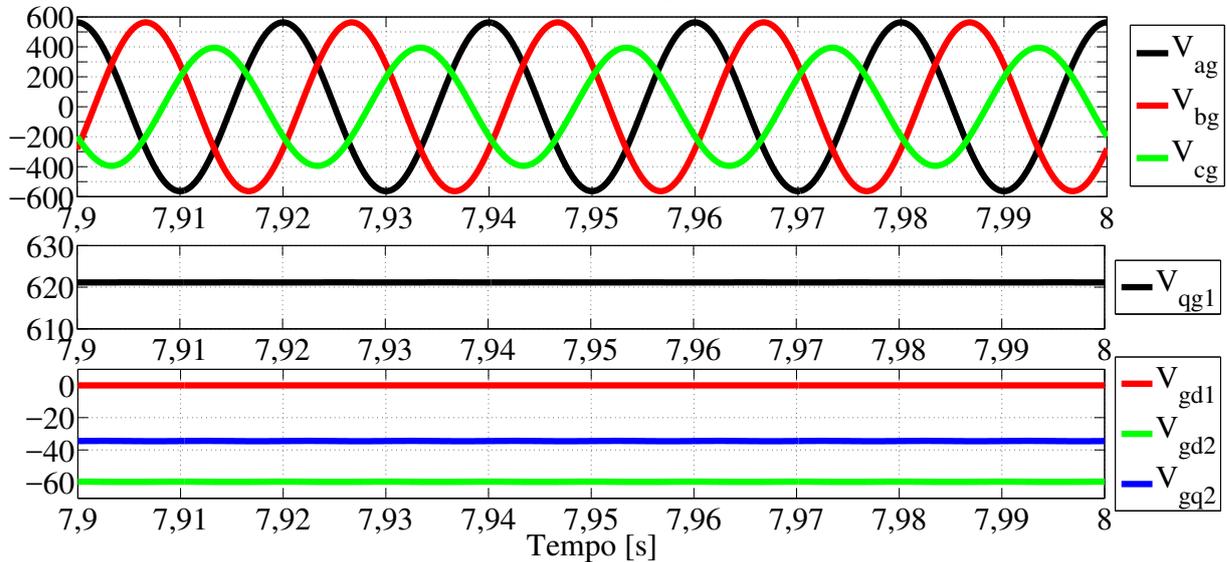
Da esquerda para a direita, é aplicado um afundamento em $t = 3$ s, ou seja, logo após o término da sequência da Figura 95. Fica a cargo do *data label* “Fault” enviar o pulso para início desta fase. Na Figura 94 é mostrada a utilização deste para alterar a posição da chave do ponto “A” para “B”, ou seja, nota-se que é aplicado um afundamento de 30 % na fase *c* da rede elétrica, o qual é mostrado na Figura 5. As tensões da rede e do estator em dq_1 e dq_2 no início do afundamento da Figura 5 são apresentadas na Figura 6.

Como mostrado na Figura 6, são verificados nas tensões do estator em dq_1 e dq_2 sobressinais no instante inicial do afundamento e oscilações de reduzida amplitude que se mantêm em regime permanente, os quais não estão presentes nas respectivas tensões da rede elétrica. Isso se deve ao fato de que as tensões do estator de eixo direto e quadratura de sequência positiva e negativa são separadas por meio do DDSRF, enquanto que as da rede elétrica são separadas por meio do DSOGI.

Esse comportamento do DDSRF se deve à sintonia dos filtros passa-baixa de primeira ordem presentes nas respectivas malhas de desacoplamento (mostradas na Figura 81). Nesta tese é utilizada nestes filtros uma frequência de corte $\sqrt{2}$ vezes menor que a frequência das variáveis

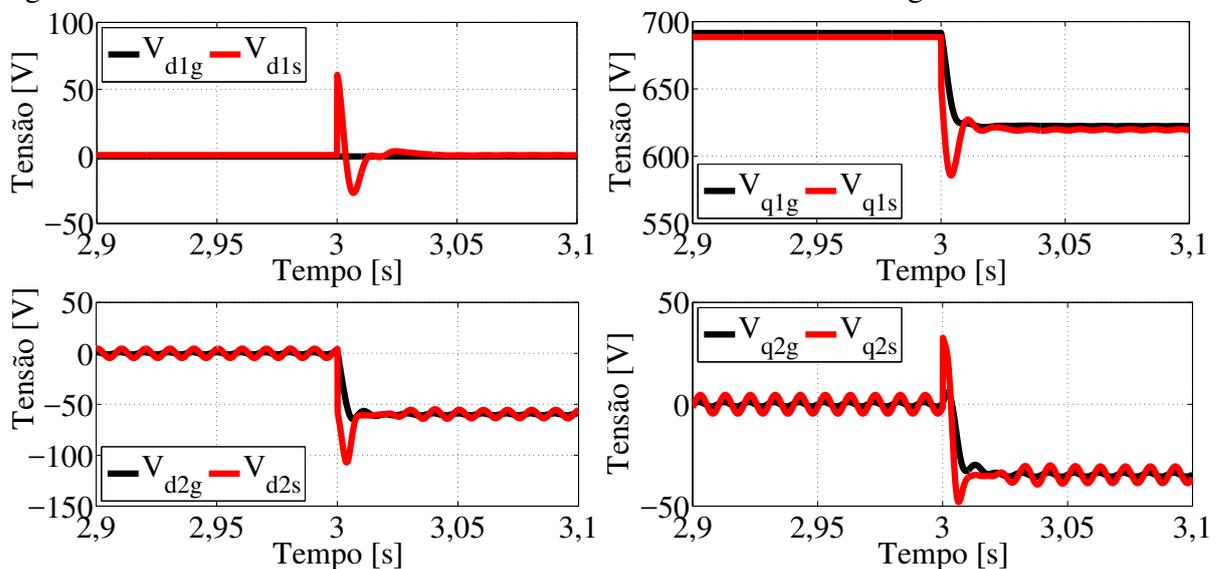
elétricas, que segundo (TEODORESCU *et al.*, 2011) garante um razoável equilíbrio entre a resposta temporal e o amortecimento das oscilações.

Figura 5 – Tensões [V] da rede antes da injeção de potências.



Fonte: o autor.

Figura 6 – Tensões da rede e do estator no início do afundamento da Figura 5.



Fonte: o autor.

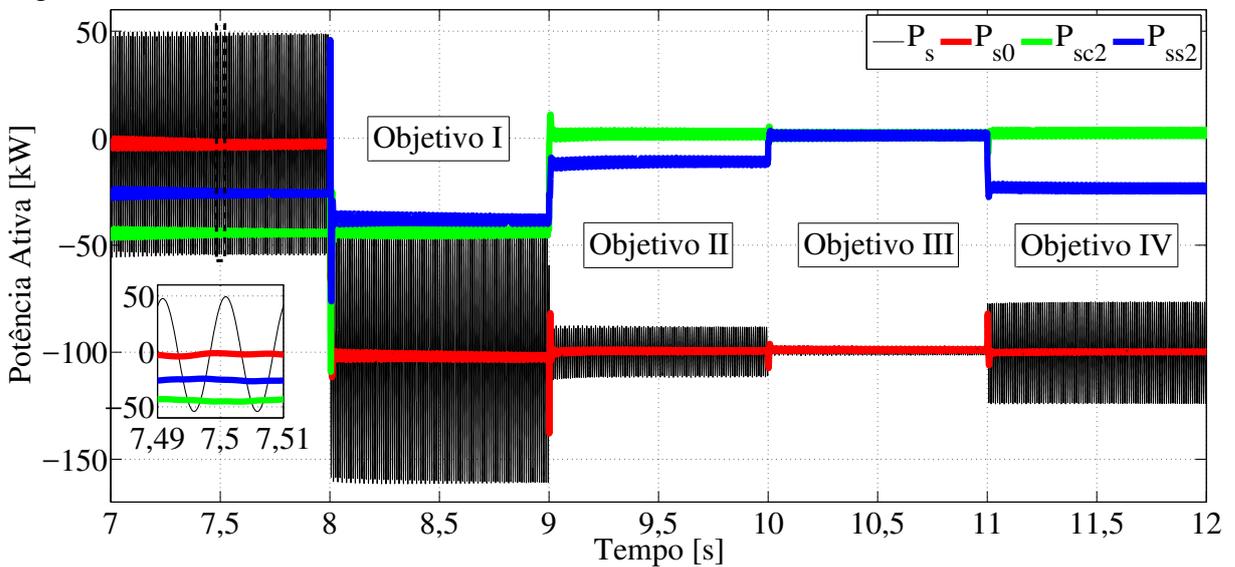
Ressalta-se que até o instante 8 s ainda não há injeção de potências por meio do estator e a rotação do sistema é a mesma da sincronização, ou seja, equivalente a um escorregamento de 0,3. Esta é mantida fixa durante todas as situações apresentadas na sequência. A Figura 5 se limita até o instante antes da injeção de potência, ou seja, decorridos os 5 s inseridos pelo bloco “Wait For 5[s]”, cuja finalidade é aguardar que o sistema se estabilize após a falta.

Os demais *data labels* da Figura 4 são responsáveis por enviar pulsos para a injeção

de potências (“Power”, sendo que são utilizadas as referências de corrente relativas ao objetivo I da Tabela 1) e ativação dos objetivos de controle II (“Target2”), III (“Target3”), e IV (“Target4”). Os blocos “Wait For 1 [s]” garantem que cada um destes objetivos de controle dure 1 s.

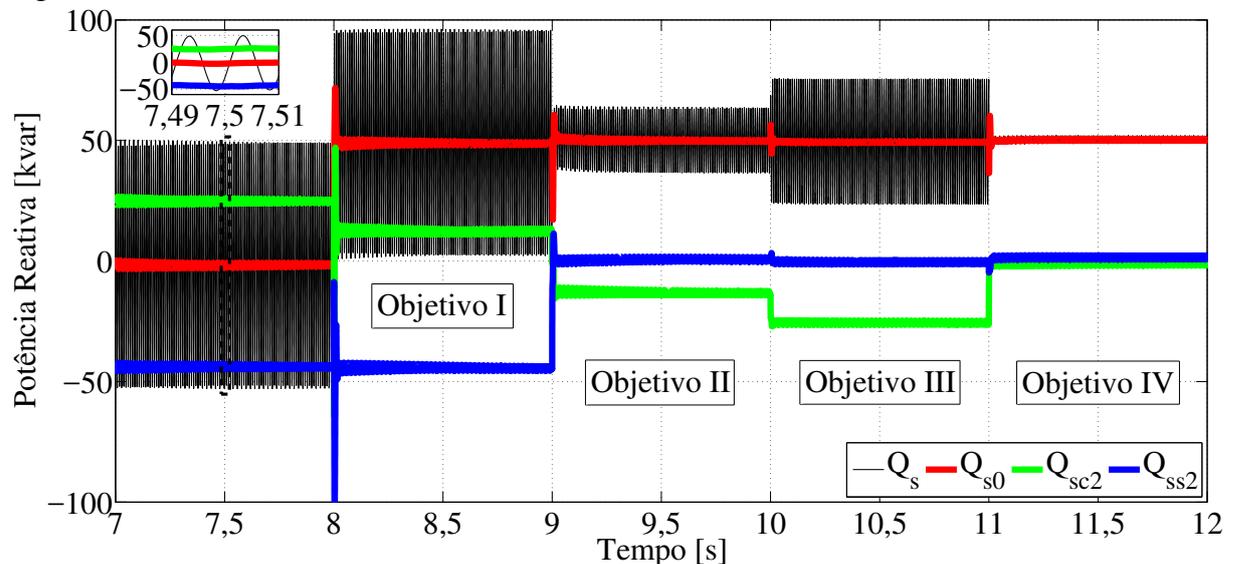
No instante 8 s, iniciou-se a injeção de potências pelo estator, com $P_{s0}^* = -100$ kW e $Q_{s0}^* = 50$ kvar. As Figuras 7 e 8 mostram estas potências (P_s e Q_s) e suas três componentes, calculadas por meio de (2.21). As referências de corrente do rotor para cada um dos objetivos de controle tratados anteriormente (identificados nas próprias Figuras 7 e 8) são calculadas conforme a Tabela 1.

Figura 7 – Potências ativas do estator.



Fonte: o autor.

Figura 8 – Potências reativas do estator.



Fonte: o autor.

Pelas Figuras 7 e 8 percebe-se que antes da injeção de potências (período de 7 a 8 s) já se verificam oscilações nas potências ativa e reativa. Para uma melhor visualização, são apresentados os retângulos em destaque no instante 7,5 s das Figuras 7 e 8. Estas oscilações se ao desequilíbrio entre as tensões das três fase da rede elétrica (como mostrado na Figura 5) e ao não controle das correntes de sequência negativa do rotor, pois nesta situação está sendo utilizado o objetivo de controle I.

Ainda, percebe-se também que os objetivos de controle III (período de 10 a 11 s) e IV (período de 11 a 12 s) atingem o resultado esperado, dado que as oscilações das potências ativa e reativa do estator são reduzidas a zero.

Nas Figuras 9 a 12 são mostradas as correntes do estator durante os objetivos de controle I, II, III e IV, respectivamente. Nas Figuras 9 a 12 (a) e (b) são mostradas as correntes do estator no referencial abc para os modelos clássico e simplificado (com sobrescrito “s”), respectivamente. Já nas Figuras 9 a 12 (c) e (d) são mostradas as correntes do estator nos referenciais dq_1 e dq_2 para os modelos clássico e simplificado (com sobrescrito “s”), respectivamente.

Apesar de cada objetivo de controle ter duração de 1 s, conforme mostrado nas Figuras 7 e 17, as Figuras 9 a 12 são limitadas a 0,1 s antes e depois da mudança do objetivo de controle. Com isso, objetiva-se uma melhor visualização destas correntes.

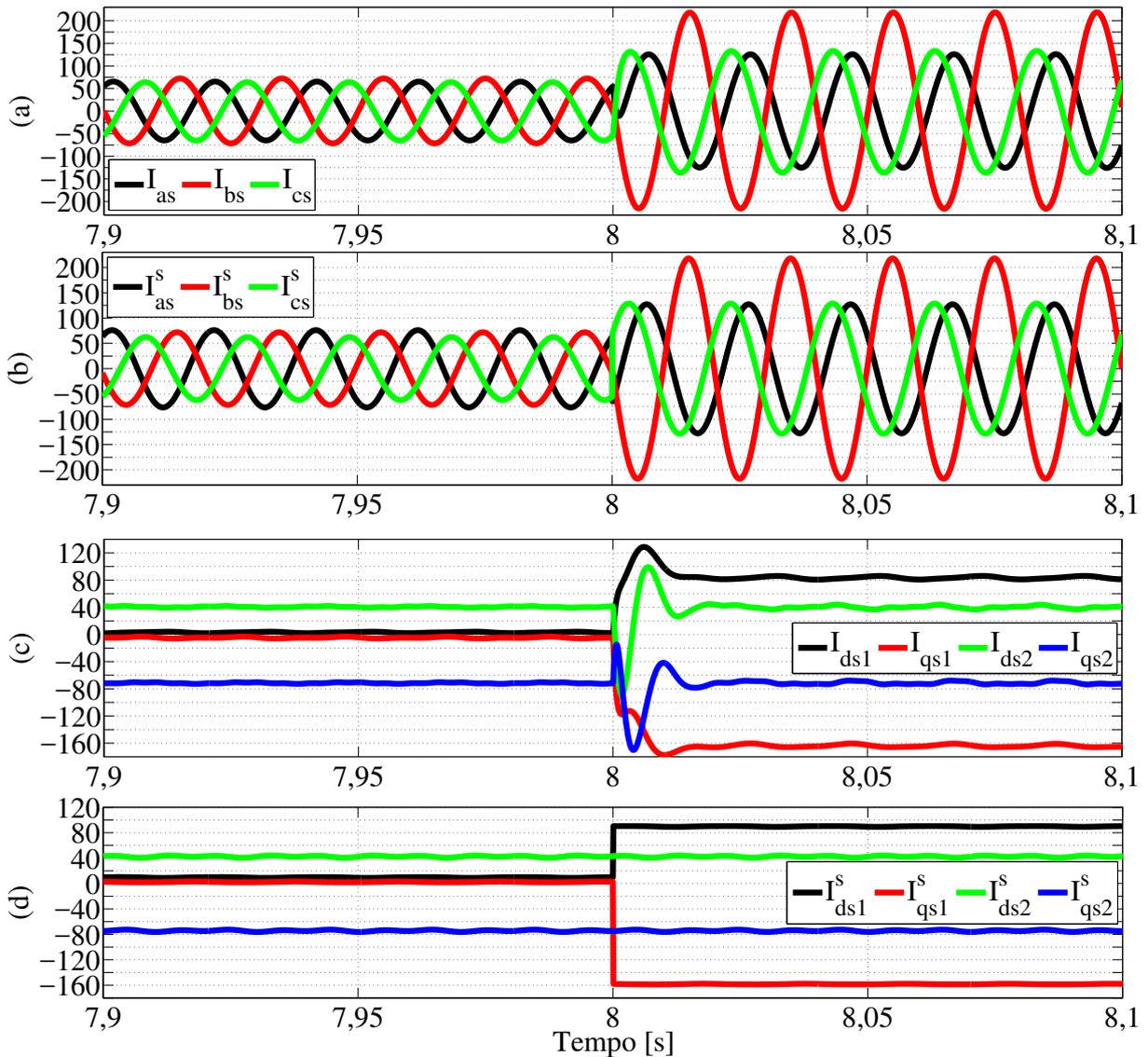
Na Figura 9 é mostrado que mesmo antes da injeção de potência pelo estator já há correntes de sequência negativa, as quais estão relacionadas com as oscilações nas potências ativa e reativa já mencionadas. Já pela Figura 10, nota-se o equilíbrio nas correntes após atingido o regime, o que garante que o objetivo de controle II foi atingido. O objetivo I, por sua vez, é facilmente alcançado, não sendo mostrado graficamente, dado que está relacionado com a injeção de corrente do rotor de sequência negativa nula.

Nas Figuras 9 a 12 (c) é mostrado que quando variam as referências de corrente verificam-se também sobressinais nas correntes i_{ds2} e i_{qs2} , o quais não estão presentes nas curvas das Figuras 9 a 12 (d). Estes sobressinais devem-se à frequência de corte escolhida para os filtros presentes no DDSRF, conforme já tratado anteriormente (Figura 6). Por essa razão, a avaliação da eficácia do modelo simplificado proposto é mais precisa a partir da utilização das correntes do estator no referencial abc , pois não inclui esse erro proveniente do DDSRF.

Comparando-se visualmente as Figuras 9 a 12 (a) com as Figuras 9 a 12 (b), percebe-se uma forte semelhança entre estas curvas. Entretanto, de forma a se realizar uma comparação

mais precisa, há a necessidade de utilizar algum método analítico. Para tal, esta tese fará uso do índice de desempenho detalhado no Apêndice F, chamado de integral normalizada do erro absoluto (NIAE, do inglês *normalized integral of absolute error*) (PEREIRA *et al.*, 2014).

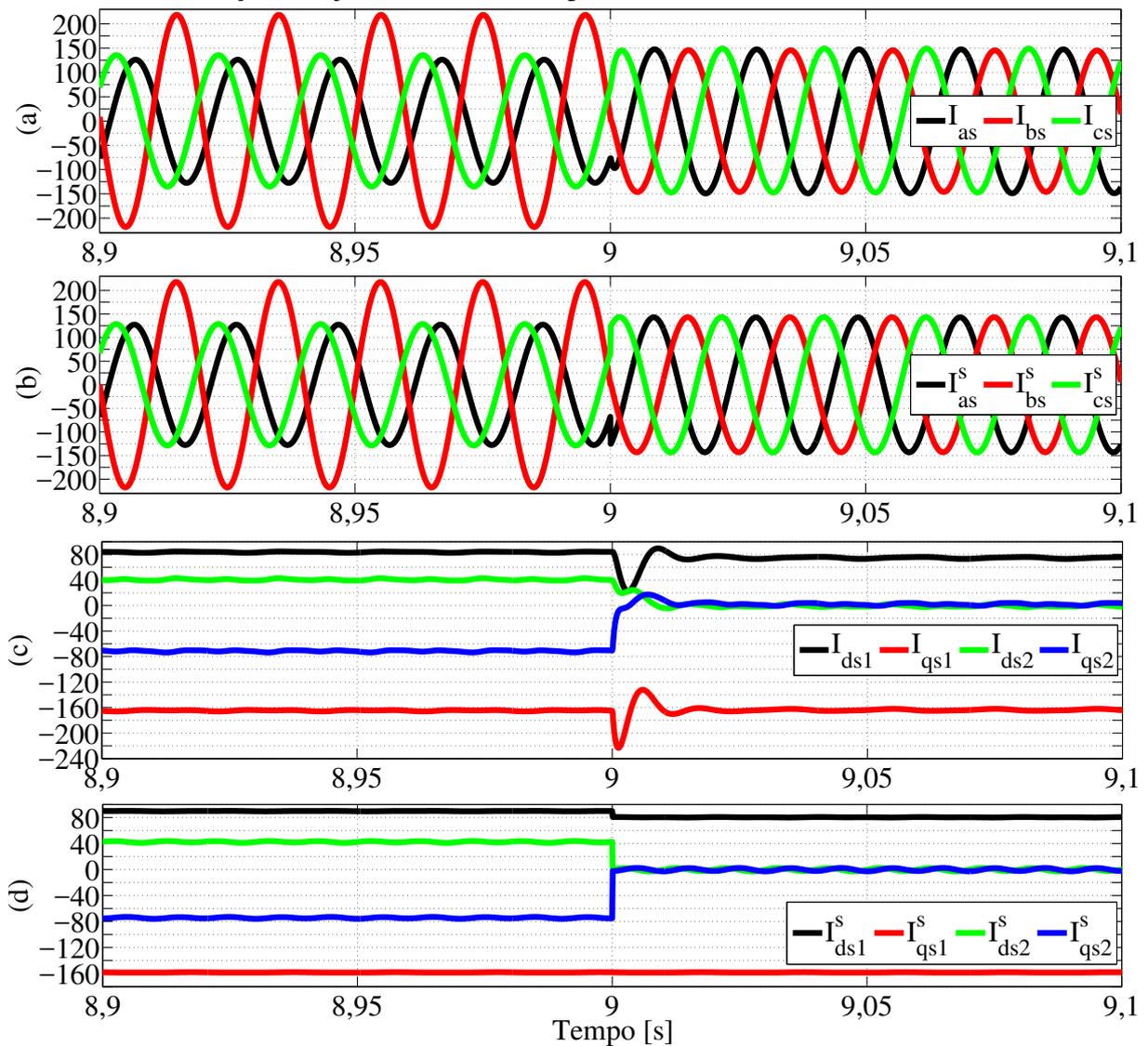
Figura 9 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico (a e c) e simplificado (b e d) na injeção de potência com objetivo de controle I.



Fonte: o autor.

Na Tabela 2 são apresentados os valores obtidos da comparação entre as correntes do estator dos modelos padrão e simplificado proposto, que mostra uma aproximação maior que 0,916 para as correntes do estator no referencial abc . Como tratado na Seção F.2, este valor é considerado satisfatório pelos autores para as comparações entre os resultados obtidos a partir dos modelos simplificado e padrão, ou seja, resultados de simulação.

Figura 10 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico (a e c) e simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle I para II.



Fonte: o autor.

Tabela 2 – NIAE para as correntes do estator obtidas por meio dos modelos padrão e simplificado proposto.

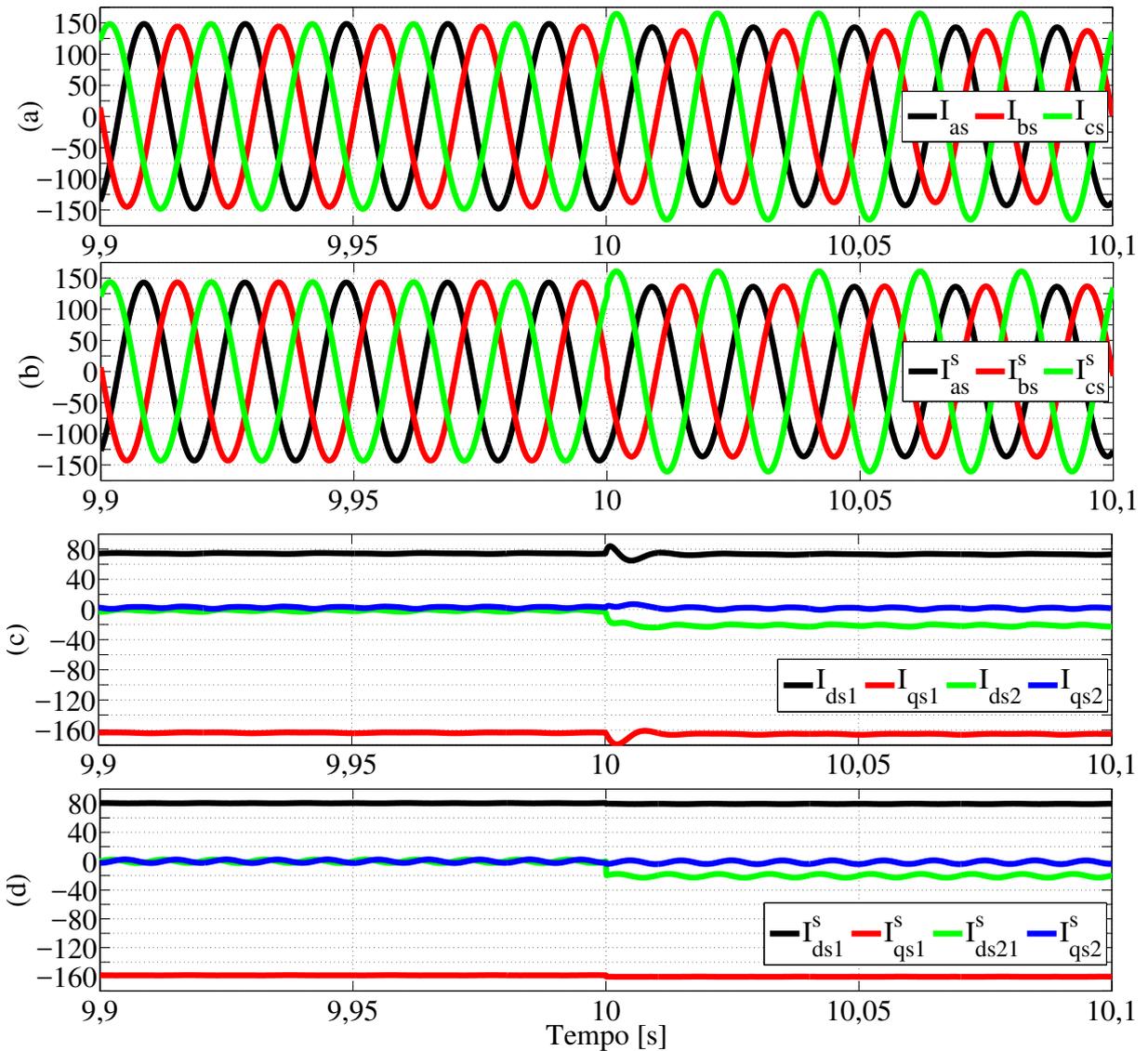
Objetivo	Fase a	Fase b	Fase c	d_1	q_1	d_2	q_2
I	0,9159	0,9664	0,9482	0,9252	0,9605	0,9348	0,9522
II	0,9323	0,9449	0,9553	0,9184	0,9668	-0,2068	-0,0769
III	0,9276	0,9411	0,9621	0,9150	0,9694	0,9108	-1,0090
IV	0,9338	0,9491	0,9486	0,9227	0,9666	0,9025	0,2347

Fonte: o autor.

Os valores negativos de NIAE na comparação entre as correntes i_{ds2} e i_{qs2} devem-se ao fato das respectivas correntes referência para a comparação (modelo padrão de quinta ordem) serem próximas a zero. Assim, o índice NIAE não é adequado para a comparação destas curvas,

conforme tratado na Seção F.1.

Figura 11 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico (a e c) e simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle II para III.

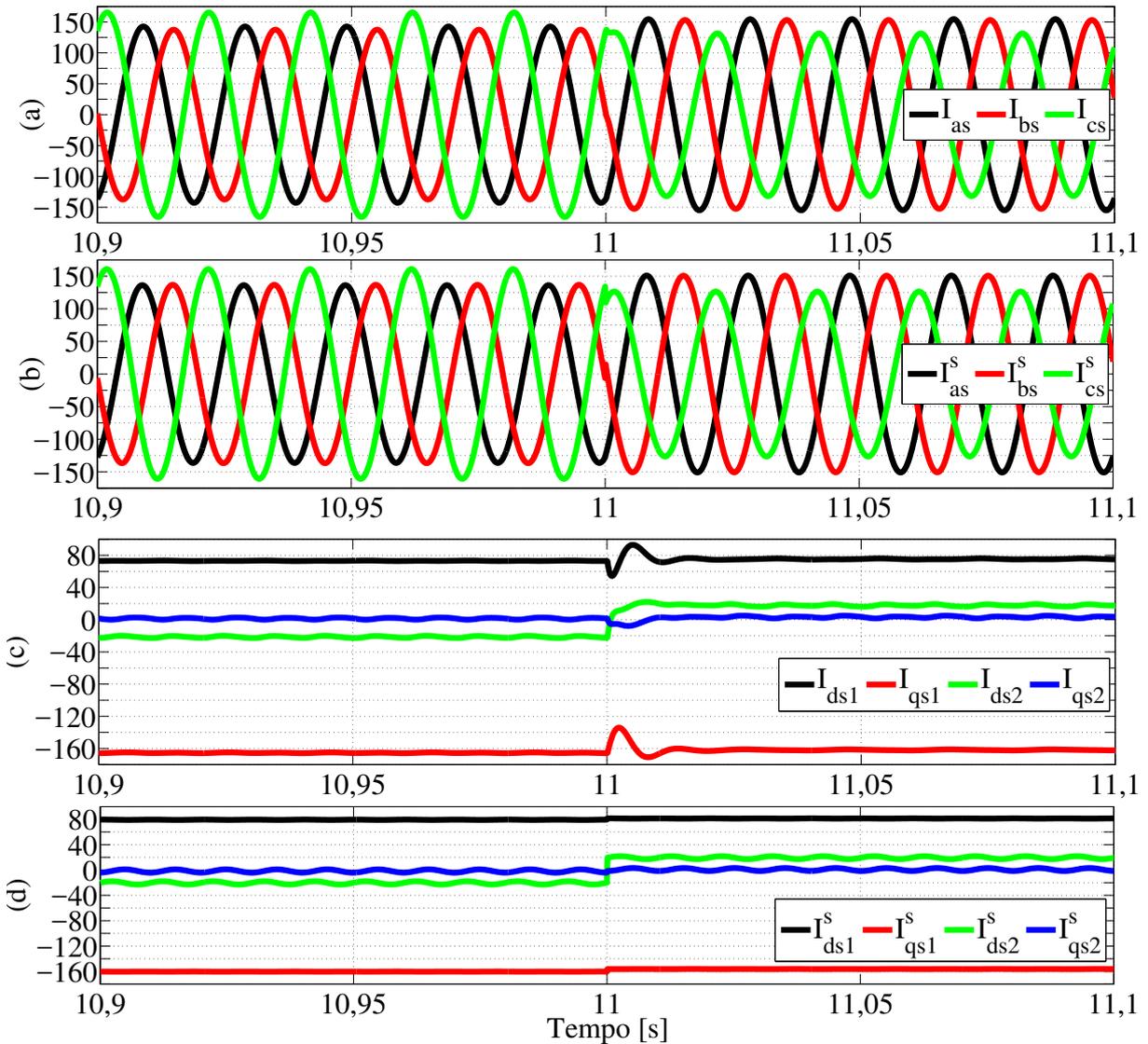


Fonte: o autor.

2.4.2 Experimental

A verificação experimental tratada aqui foi realizada no protótipo detalhado no Apêndice I, sendo que o diagrama da Figura 93 também é válido para a plataforma experimental. Ressalta-se que encontra-se diretamente acoplado ao eixo do DFIG um motor de indução trifásico de 10 CV alimentado por um inversor de frequência com controle vetorial *sensorless*, sendo este responsável por acionar o DFIG, ou seja, ele cumpre as funções da turbina e da caixa de engrenagens.

Figura 12 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico (a e c) e simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle III para IV.



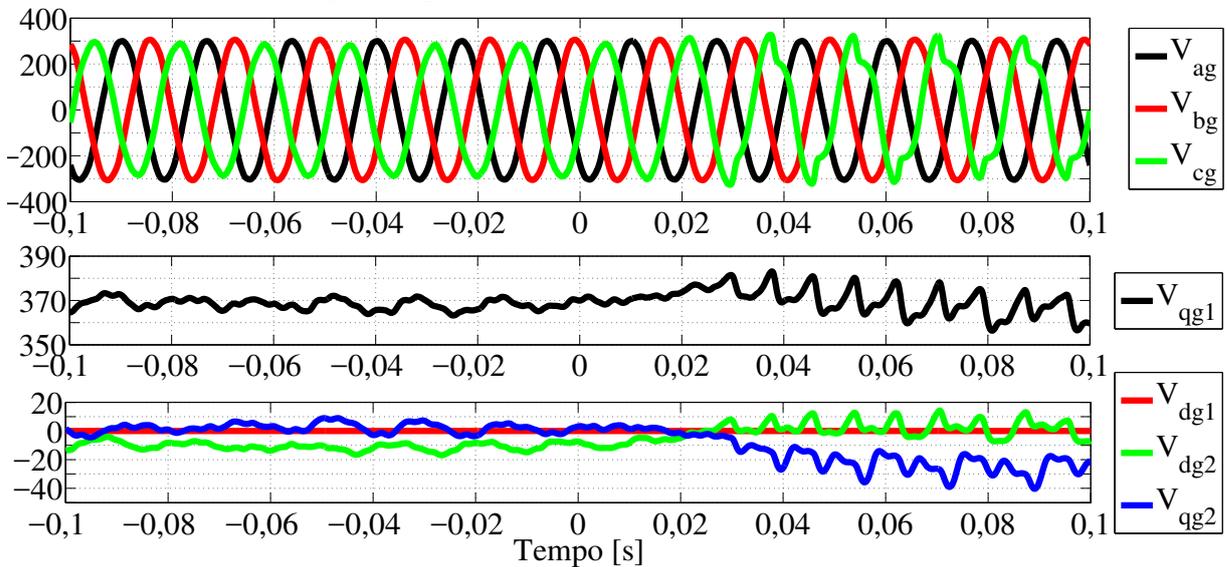
Fonte: o autor.

Todos os sinais medidos são enviados à plataforma dSPACE 1103, sendo tratados no Simulink. Deste, alguns são enviados à unidade eletrônica de controle (ECU, do inglês *electronic control unit*) desenvolvida no *software* ControlDesk (que acompanha o dSPACE), onde são visualizados e salvos. Desta última, também advêm os valores de referência das potências ativa (P_{s0}^*) e reativa (Q_{s0}^*), além da seleção dos objetivos de controle.

Para desequilibrar a tensão da rede elétrica foi utilizado inicialmente um auto-transformador trifásico variável de 13,5 kW, sendo que somente a fase *c* foi variada. Nessa situação verificou-se que a saturação deste resultou na distorção que se torna visível na tensão da fase *c* da Figura 13 a partir do instante 0 s (início da injeção de potências, com $P_{s0}^* = -1,0$ kW e $Q_{s0}^* = 0$ kvar). As taxas de distorção harmônica (TDH) das fases *a*, *b* e *c* antes da injeção de

potência são 2,01%, 2,1% e 4,67%. Já depois, estas se tornam 1,93%, 2,05% e 17,85%. Como mostrado na Figura 13, há distorções equivalentes nas componentes dq_1 e dq_2 .

Figura 13 – Tensões [V] da rede elétrica na injeção de potências pelo estator com desequilíbrio de tensão originado por um auto-transformador trifásico variável de 13,5 kW.



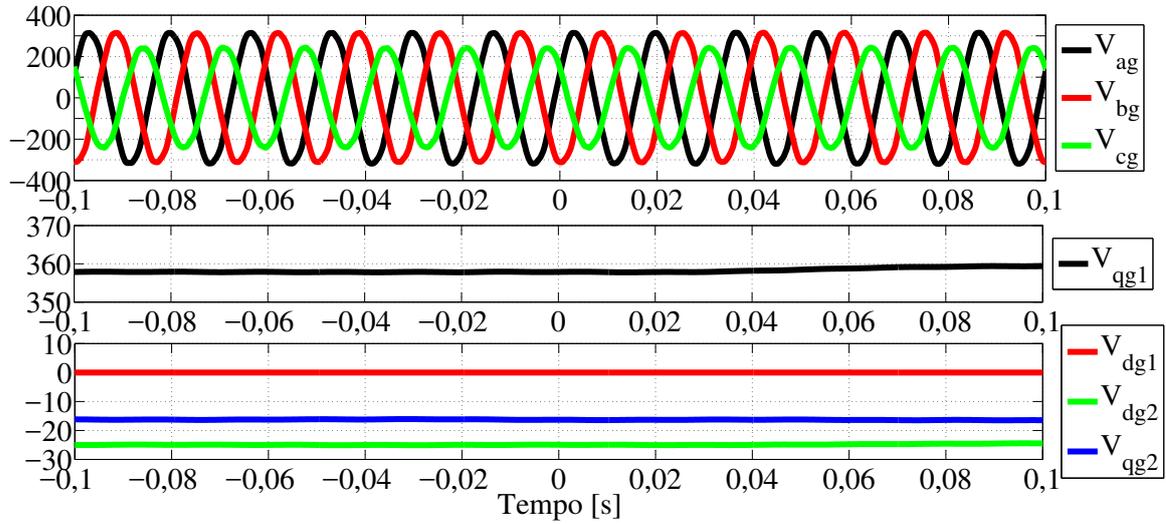
Fonte: o autor.

Dado à alta impedância do auto-transformador, a injeção de potências também influencia no desequilíbrio de tensão. Antes do instante 0 s os valores de pico das componentes fundamentais das tensões das fases a , b e c são 305,15 V, 308,5 V e 288,96 V. Já após, estes são iguais a 305,71 V, 309,2 V e 284,39 V. Além disso, ao se efetuar a conexão do estator do DFIG, verificou-se também que este compensava o desequilíbrio originado pelo auto-transformador.

Para contrar esse inconveniente, foi utilizado para desequilibrar a tensão da rede elétrica um auto-transformador trifásico variável de 30 kW localizado em outro laboratório (Grupo de Processamento de Energia e Controle, GPEC). Na Figura 14 são mostradas as tensões do estator com o DFIG conectado à rede elétrica com rotação equivalente a um escorregamento de 0,3 (mantida fixa por meio do controle vetorial do inversor que aciona o motor de indução acoplado diretamente ao eixo do DFIG).

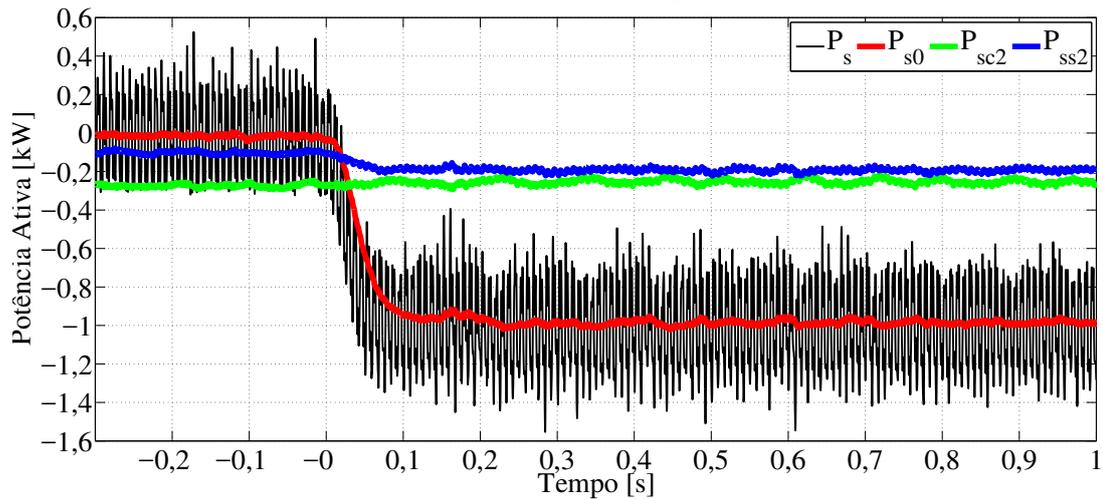
Nas Figuras 15 e 16 é mostrada a injeção de potências ativa e reativa pelo estator com $P_{s0}^* = -1,0$ kW e $Q_{s0}^* = 0,5$ kvar, sendo que as componentes de P_s e Q_s são calculadas por meio de (2.21). Antes e depois da injeção de potências as referências de corrente do rotor são relativas ao objetivo de controle I. Nas Figuras 17 a 22 são mostradas as potências ativa e reativa do estator nas mudanças dos objetivos de controle, sendo mantidas inalteradas as referências $P_{s0}^* = -1,0$ kW e $Q_{s0}^* = 0,5$ kvar.

Figura 14 – Tensões [V] da rede elétrica na injeção de potências pelo estator com desequilíbrio de tensão originado por um auto-transformador trifásico variável de 30 kW.



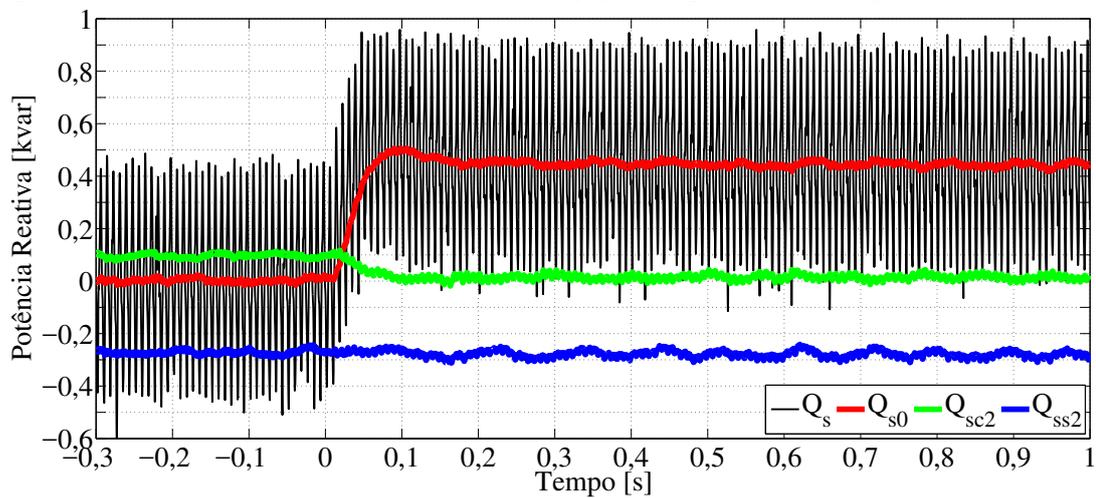
Fonte: o autor.

Figura 15 – Potências ativas do estator na injeção de potências e objetivo de controle I.



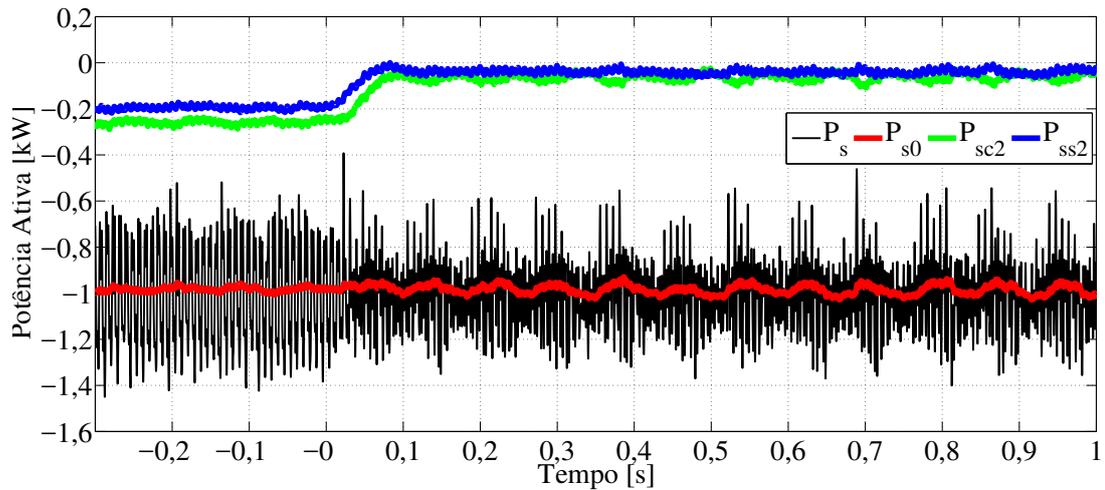
Fonte: o autor.

Figura 16 – Potências reativas do estator na injeção de potências e objetivo de controle I.



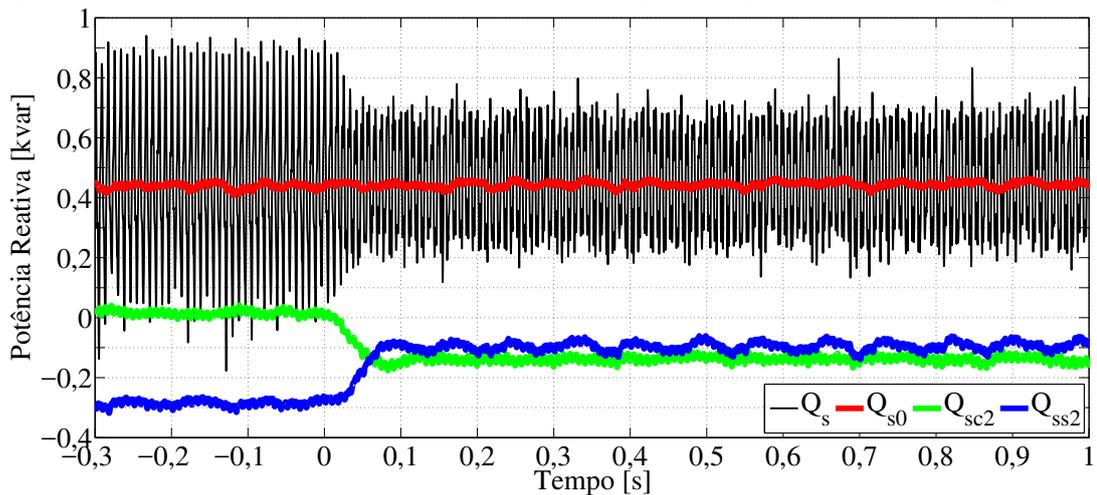
Fonte: o autor.

Figura 17 – Potências ativas do estator na mudança do objetivo de controle I para II.



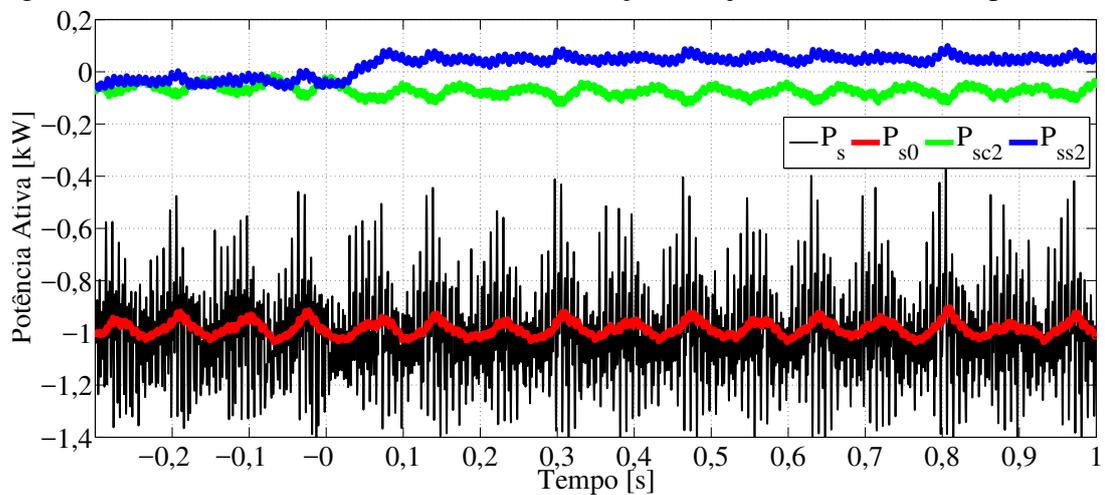
Fonte: o autor.

Figura 18 – Potências reativas do estator na mudança do objetivo de controle I para II.



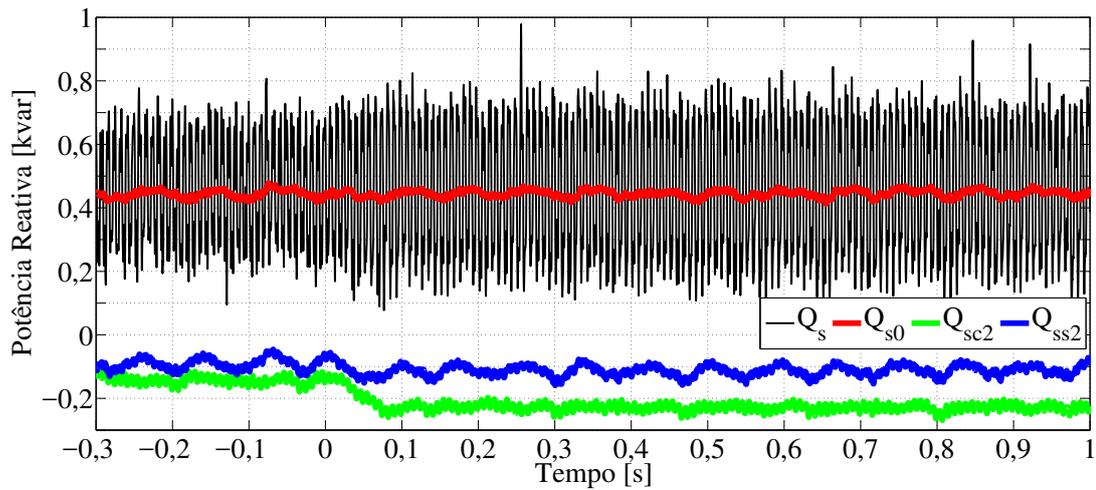
Fonte: o autor.

Figura 19 – Potências ativas do estator na mudança do objetivo de controle II para III.



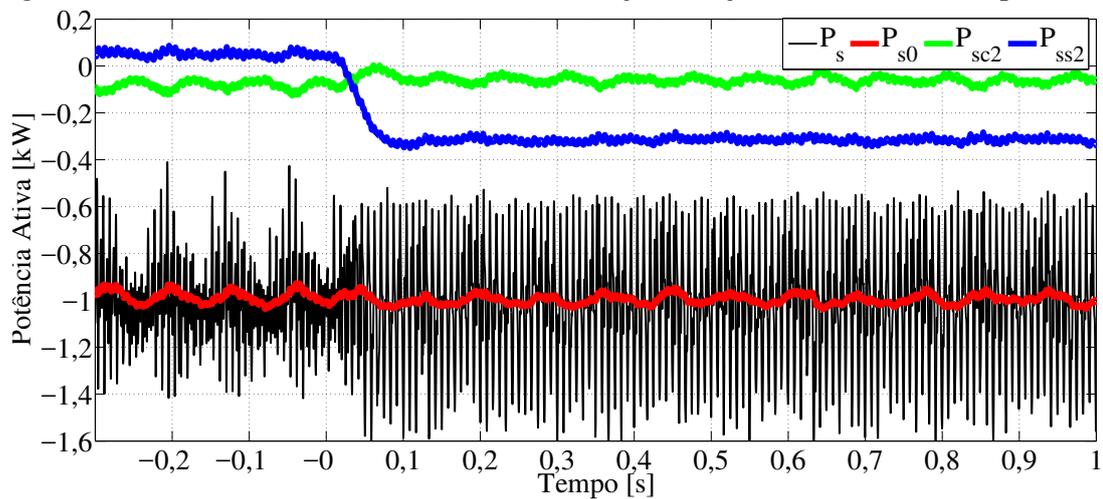
Fonte: o autor.

Figura 20 – Potências reativas do estator na mudança do objetivo de controle II para III.



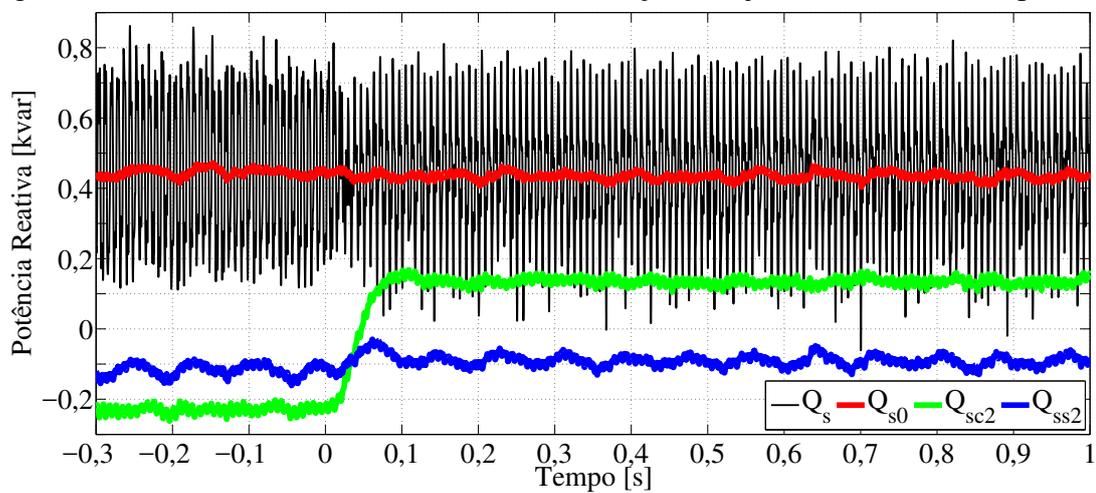
Fonte: o autor.

Figura 21 – Potências ativas do estator na mudança do objetivo de controle III para IV.



Fonte: o autor.

Figura 22 – Potências reativas do estator na mudança do objetivo de controle III para IV.



Fonte: o autor.

Como mostrado na Figura 17, as componentes oscilantes da potência ativa (P_{sc2} e P_{ss2}) já são reduzidas quando da entrada do objetivo de controle II. Já na Figura 19 é mostrado que há outras mudanças nos valores destas componentes oscilantes quando da entrada do objetivo de controle III. O não cumprimento por completo deste objetivo de controle e dos demais a serem analisados se deve à não consideração de r_s na obtenção das equações da Tabela 1 (aproximação válida para máquinas de grande porte, como o DFIG simulado, entretanto não é o caso da bancada de testes) e a erros nos valores dos demais parâmetros do DFIG.

Neste mesmo sentido, na Figura 22 percebe-se uma leve redução nas amplitudes das componentes oscilantes da potência reativa: Q_{sc2} passa de -230 kvar para 134 kvar e Q_{ss2} passa de -117 kvar para -92 kvar.

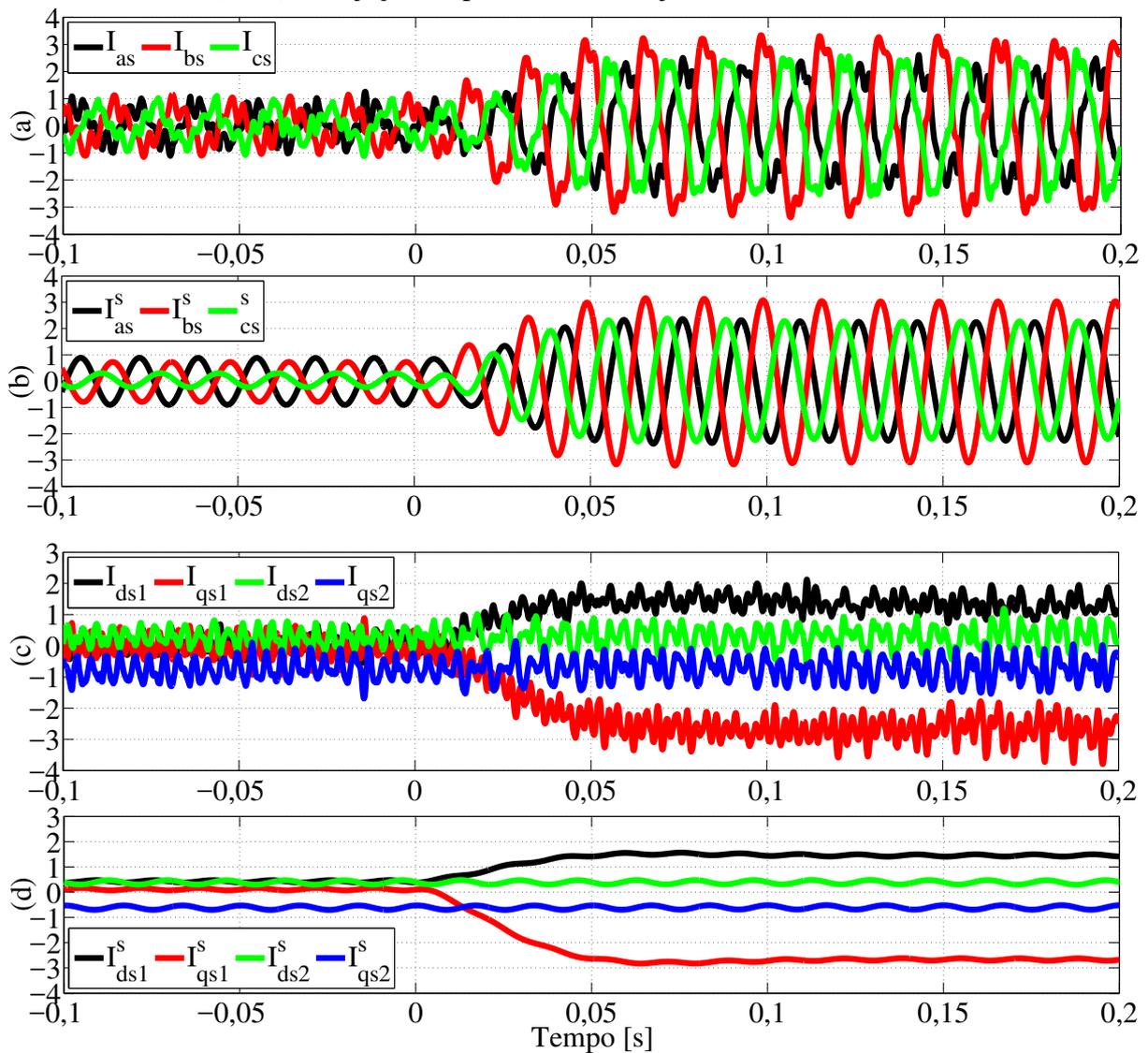
Nas Figuras 23 a 26 são mostradas as correntes do estator durante a injeção de potência com objetivo de controle I (relativas às Figuras 15 e 16) e as mudanças dos objetivos de controle de I para II (relativas às Figuras 17 e 18), de II para III (relativas às Figuras 19 e 20) e de III para IV (relativas às Figuras 21 e 22), respectivamente. Nas Figuras 23 a 26 (a) e (b) são mostradas as correntes do estator no referencial abc obtidas experimentalmente e para o modelo simplificado, respectivamente. Já nas Figuras 23 a 26 (c) e (d) são mostradas as correntes do estator nos referenciais dq_1 e dq_2 obtidas experimentalmente e para o modelo simplificado, respectivamente.

Na Figura 23 é mostrado que mesmo antes da injeção de potência pelo estator já há correntes de sequência negativa, as quais estão relacionadas com as oscilações nas potências ativa e reativa, como pode ser verificado nas Figuras 15 e 16. Pela Figura 24 nota-se o equilíbrio nas correntes após atingido o regime, o que garante que o objetivo de controle II foi atingido.

Na Tabela 3 são apresentados os valores obtidos da comparação entre as correntes do estator obtidas experimentalmente e por meio do modelo simplificado proposto, que mostra uma aproximação maior que 0,75 para as correntes do estator no referencial abc . Como tratado na Seção F.2, este valor é considerado satisfatório pelos autores para as comparações entre os resultados obtidos a partir do modelo simplificado e de forma experimental.

Os valores de NIAE da Tabela 3 que são mais próximos de zero na comparação entre as correntes i_{ds2} e i_{qs2} devem-se ao fato das respectivas correntes de referência para a comparação (valores experimentais) se aproximarem de zero. Assim, o índice NIAE não é adequado para a comparação destas curvas.

Figura 23 – Correntes [A] do estator obtidas experimentalmente (a e c) e para o modelo simplificado (b e d) na injeção de potência com objetivo de controle I.



Fonte: o autor.

Tabela 3 – NIAE para as correntes do estator obtidas por meio dos modelos padrão e simplificado proposto.

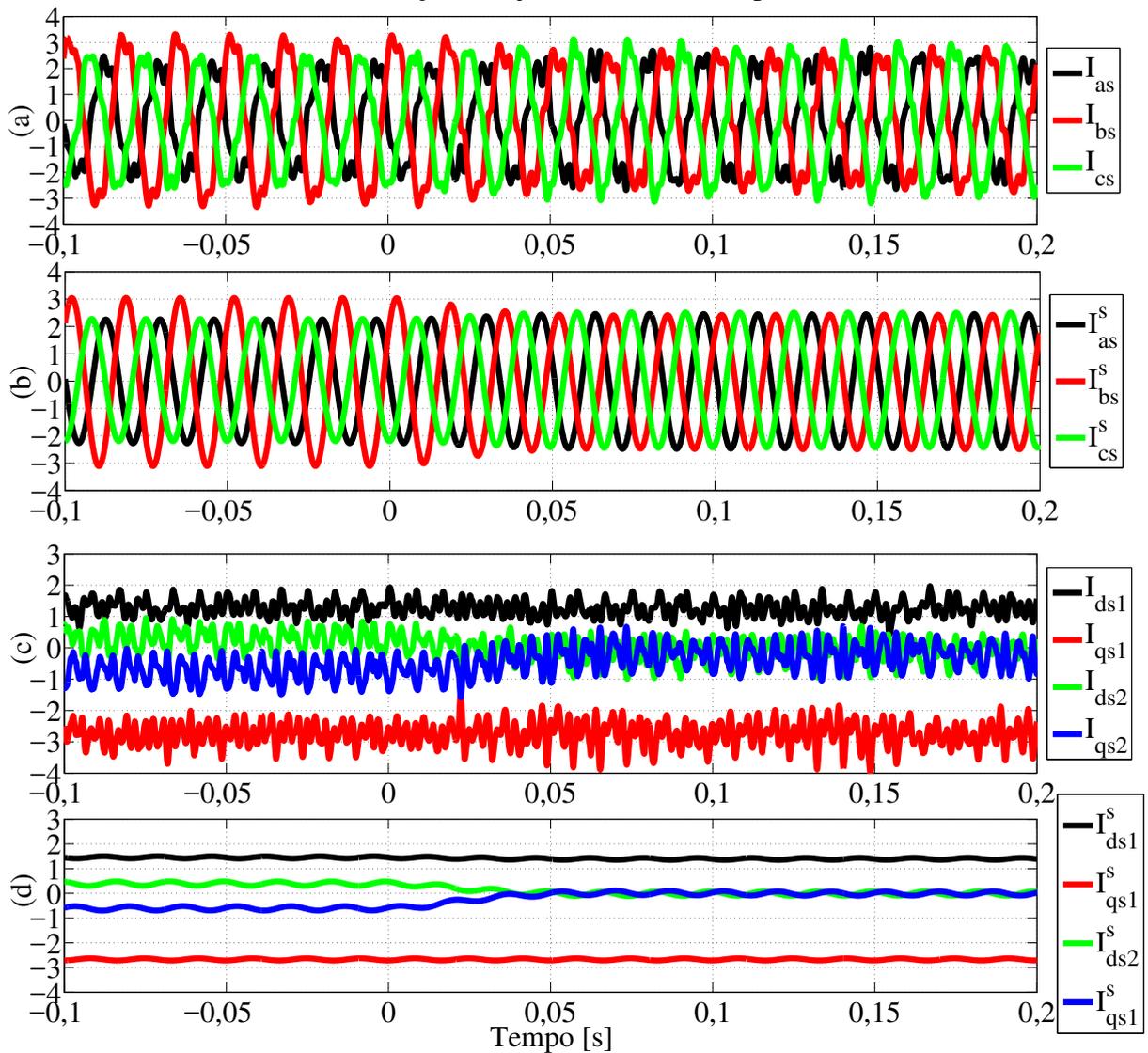
Objetivo	Fase a	Fase b	Fase c	d_1	q_1	d_2	q_2
I	0,7536	0,8465	0,7613	0,7795	0,9391	0,6426	0,8131
II	0,8041	0,8530	0,8125	0,8773	0,9673	0,3251	0,4965
III	0,7812	0,8305	0,8123	0,8775	0,9626	0,5936	0,1346
IV	0,8172	0,8571	0,7891	0,8774	0,9645	0,7224	0,2838

Fonte: o autor.

Ressalta-se ainda que os valores de NIAE da Tabela 3 foram calculados a partir das curvas apresentadas nas Figuras 23 a 26, ou seja, considerando as harmônicas observadas nos resultados experimentais. Como tratado também no Capítulo 3, estas devem-se problemas

construtivos do próprio DFIG utilizado.

Figura 24 – Correntes [A] do estator obtidas experimentalmente (a e c) e para o modelo simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle I para II.

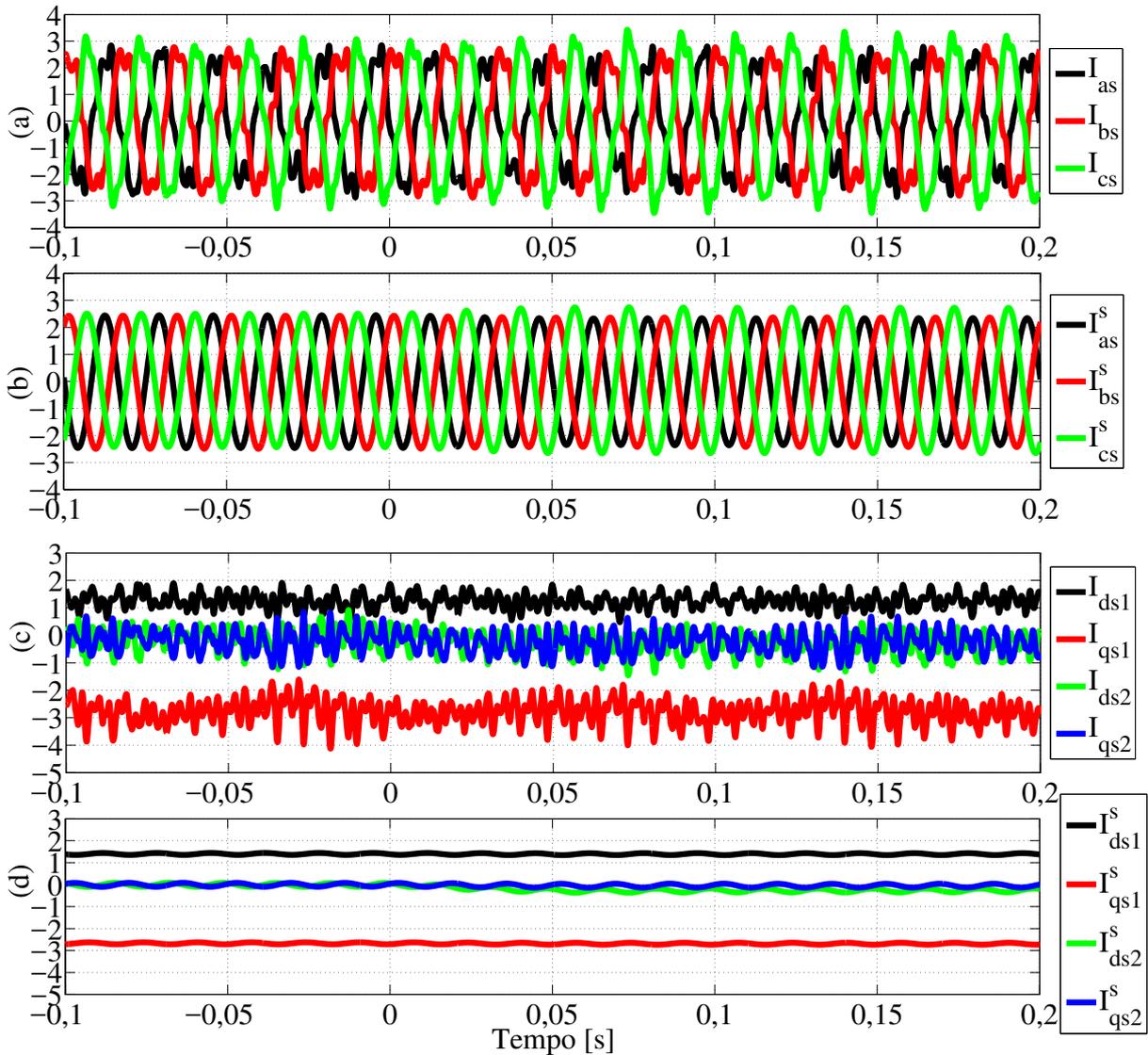


Fonte: o autor.

2.5 Validação Durante Afundamentos de Tensão

Nesta seção são apresentados resultados de simulação e experimentais que visam validar o modelo simplificado proposto durante afundamentos de tensão. Antes, porém, serão tecidos alguns comentários a respeito das estratégias de controle utilizadas nesta situação.

Figura 25 – Correntes [A] do estator obtidas experimentalmente (a e c) e para o modelo simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle II para III.



Fonte: o autor.

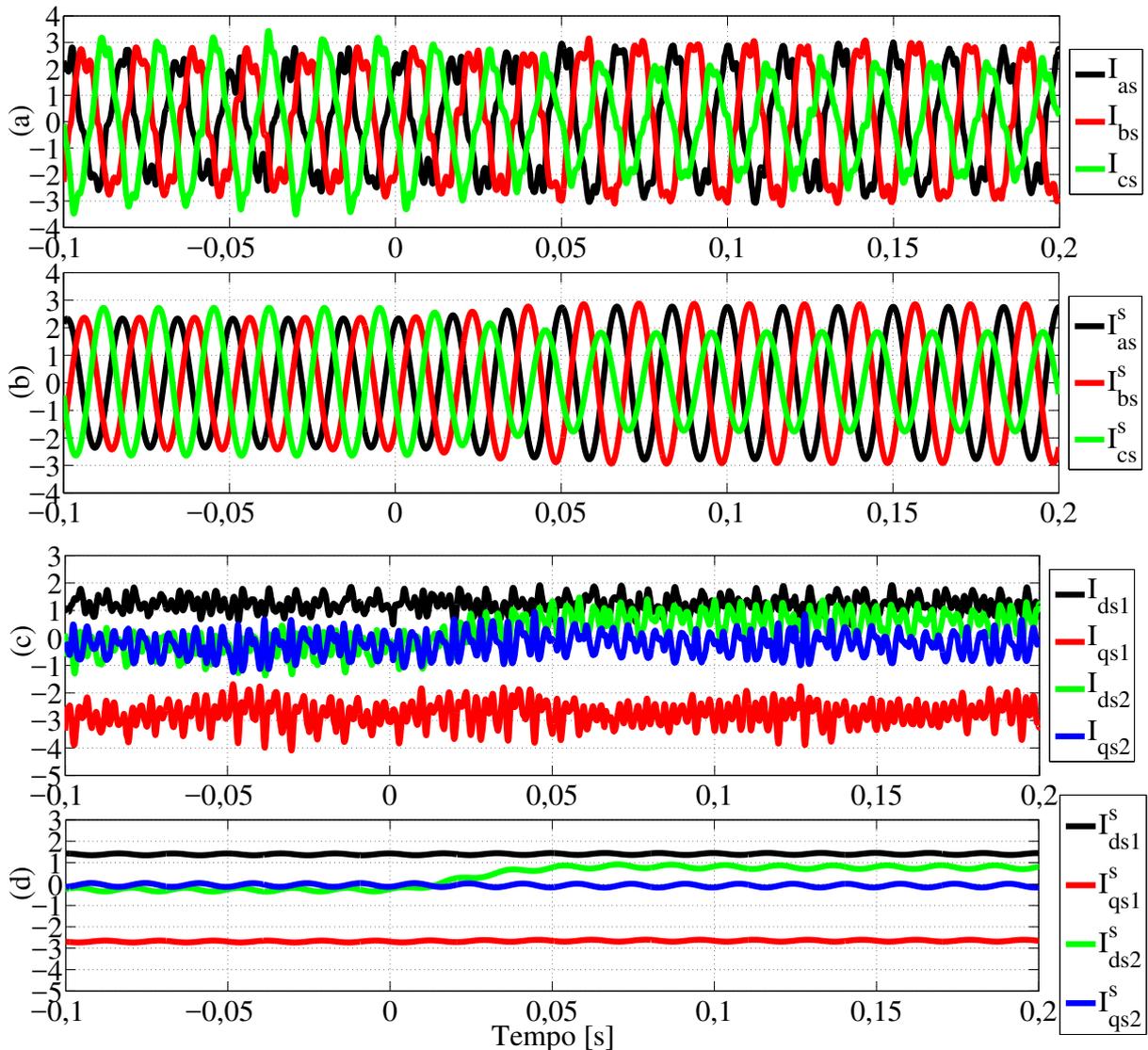
2.5.1 Estratégia de Controle Durante Afundamentos de Tensão

Talvez a maior desvantagem do SCEE baseado em DFIG seja a sua suscetibilidade a afundamentos de tensão no ponto de conexão comum (LÓPEZ *et al.*, 2007; LÓPEZ E. GUBÍA, 2008). Para lidar com as elevadas correntes induzidas no rotor é comum a utilização de circuitos *crowbar* e suas variações (LIMA, 2009; MENDES, 2013), os quais geralmente desconectam o CLM durante estas situações como forma de proteção.

Entretanto, com a elevação da penetração dos SCEEs nos sistemas de potência, os códigos de rede de diversos países vêm requerendo que os SCEEs permaneçam conectados durante afundamentos de tensão. Assim, diversos trabalhos vêm propondo estratégias de controle

que visam alcançar este objetivo sem fazer uso de outros circuitos de proteção.

Figura 26 – Correntes [A] do estator obtidas experimentalmente (a e c) e para o modelo simplificado (b e d) na mudança do objetivo de controle III para IV.



Fonte: o autor.

Dado este não se tratar de um objetivo específico desta tese, serão tratadas aqui apenas das análises e propostas apresentadas por Lima (2009) e Mendes (2013), não sendo aprofundado o tema em outras referências. Com isso, visa-se validar o modelo simplificado proposto também durante afundamentos de tensão, sem recorrer à desconexão do sistema.

Lima (2009) propõe uma estratégia de controle para o CLM durante afundamentos de tensão que se baseia na utilização das correntes do estator como valores de referência para as correntes do rotor referidas ao estator (chamada de “Realimentação das Correntes do Estator”), ou seja: $I'_{d1r}^* = I_{d1s}$, $I'_{q1r}^* = I_{q1s}$, $I'_{d2r}^* = I_{d2s}$ e $I'_{q2r}^* = I_{q2s}$.

Assim, caso esta técnica seja utilizada e considerando-se que o controle de corrente é rápido o suficiente, o modelo simplificado proposto em (2.14) a (2.17) torna-se:

$$I_{d1s} = \frac{\omega_s L_s V_{q1s}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s)(L_s + L_M)}, \quad (2.22)$$

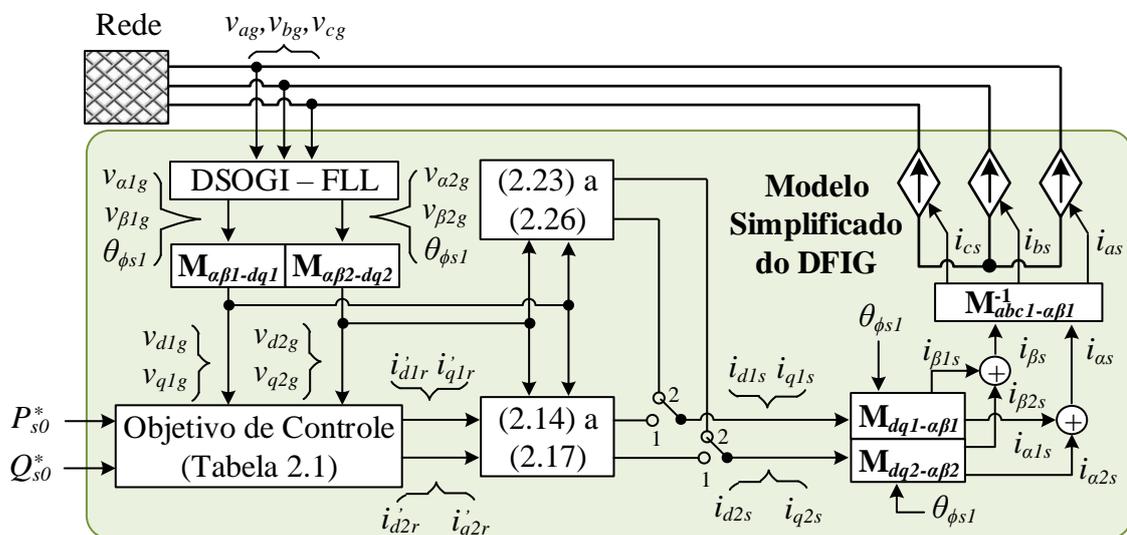
$$I_{q1s} = \frac{(r_s + sL_s)V_{q1s}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s)(L_s + L_M)}, \quad (2.23)$$

$$I_{d2s} = \frac{(r_s + sL_s)V_{d2s} - \omega_s L_s V_{q2s}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s)(L_s + L_M)}, \quad (2.24)$$

$$I_{q2s} = \frac{\omega_s L_s V_{d2s} + (r_s + sL_s)V_{q2s}}{(\omega_s^2 L_s + s2r_s + s^2 L_s)(L_s + L_M)}. \quad (2.25)$$

Na Figura 27 é mostrado o aprimoramento do modelo mostrado na Figura 3 agora considerando o controle durante afundamentos de tensão. Com as chaves seletoras na posição “1” tem-se o modelo em situação normal, já na posição “2”, tem-se o modelo utilizado durante afundamentos de tensão. A seleção da posição destas chaves deve ser feita por um método rápido de detecção de afundamentos de tensão, sendo que esta tese faz uso do apresentado em (DANTAS *et al.*, 2016).

Figura 27 – Implementação do modelo simplificado proposto.

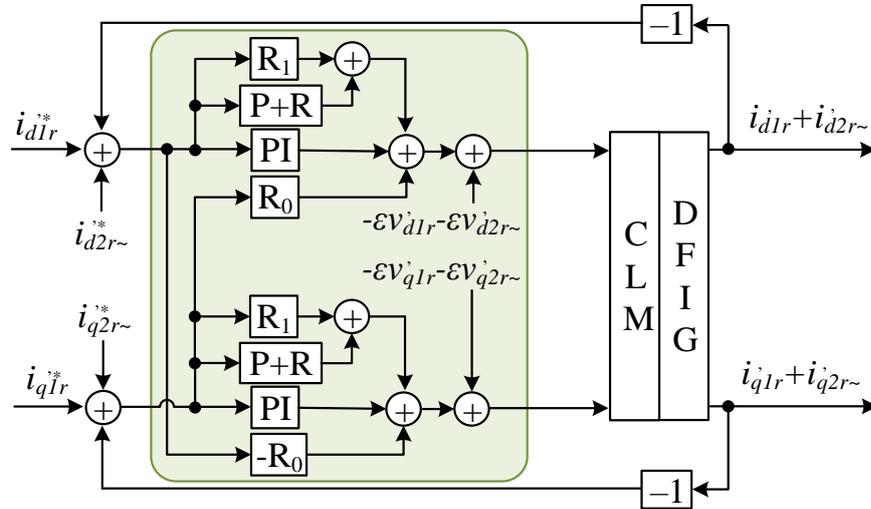


Fonte: o autor.

López E. Gubía (2008) mostram que durante afundamentos de tensão desequilibrados surgem elevadas tensões no rotor devido à componente de sequência negativa do fluxo concatenado do estator e, dependendo do instante de início do afundamento, também surge uma componente natural. Para melhorar o comportamento do DFIG durante este tipo de falha na rede, Mendes (2013) propõe se acrescentar mais um termo ressonante no controle das correntes do rotor, sendo este sintonizado na frequência da rede elétrica (ω_g). Assim, o controlador mostrado

na Figura 56 torna-se o da Figura 28.

Figura 28 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor.



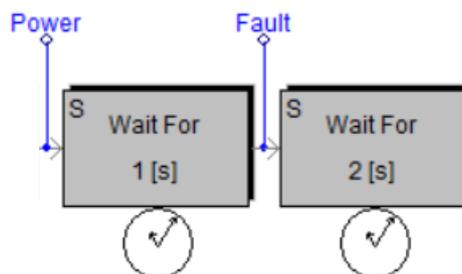
Fonte: o autor.

Na Figura 28, R_1 refere-se aos termos ressonantes sintonizados na frequência da rede elétrica. Por fim, não foram realizados estudos em relação ao ganho dos termos R_1 (que deve ter uma ação rápida dado ser responsável pelo controle da componente natural do fluxo concatenado do estator), o qual foi feito igual a 10 vezes o ganho do termo R , com a frequência de corte mantida igual a $\omega_c = 0,91$ rad/s.

2.5.2 Simulação

Para validar o modelo simplificado proposto diante de afundamentos de tensão, simulou-se novamente no PSCAD/EMTDC um sistema de geração baseado em DFIG de 2 MW detalhado no Apêndice H. Após a sequência de inicialização do sistema, detalhada na Seção H.1, segue-se com a sequência de etapas mostrada na Figura 29.

Figura 29 – Sequência de etapas após a conexão à rede elétrica.



Fonte: o autor.

Da esquerda para a direita, o *data label* “Power” é encarregado de iniciar o processo de injeção das mesmas potências da simulação anteriormente detalhada (com $P_{s0}^* = -100$ kW e $Q_{s0}^* = 50$ kvar) no instante $t = 3$ s, sendo que qualquer dos objetivos de controle pode ser utilizado, dado que ainda não há desequilíbrio de tensão. Decorrido 1 s para estabilização, fica a cargo do *data label* “Fault” enviar o pulso para início desta fase.

Mais uma vez, é aplicado um afundamento de 30 % na fase *c* da rede elétrica, o qual é mostrado nas Figuras 5 e 6. Além disso, esse *data label* também modifica as referências de corrente do rotor (aplicando a técnica de controle detalhada anteriormente) e o modelo simplificado (alterando a posição das chaves seletoras da Figura 27 de “1” para “2”).

Nas Figuras 30 e 31 são mostradas, respectivamente, as correntes do estator durante dois afundamentos: com o pico da componente natural do fluxo do estator 1) máximo e 2) mínimo. Nas Figuras 30 (a) e 31 (a) são mostradas as correntes do estator nos referenciais dq . Já nas Figuras 30 (b,c,d) e 31 (b,c,d) são mostradas as correntes do estator nas fases *a*, *b* e *c* para os modelos padrão e simplificado. Optou-se por não apresentar as correntes do estator nos referenciais dq_1 e dq_2 pelo fato dos métodos de separação de sequência detalhados anteriormente serem menos precisos durante transitórios, que se trata justamente da situação sob análise.

Na Tabela 4 são apresentados os valores obtidos da comparação entre as correntes do estator dos modelos padrão e simplificado proposto, sendo obtida uma aproximação maior que 0,73 para as correntes do estator no referencial *abc*. Como tratado na Seção F.2, este valor é considerado satisfatório pelos autores para as comparações entre os resultados obtidos a partir dos modelos simplificado e padrão, ou seja, resultados de simulação.

Tabela 4 – NIAE para as correntes do estator obtidas por meio dos modelos padrão e simplificado proposto durante um afundamento de tensão assimétrico.

Afundamento	Fase a	Fase b	Fase c	d	q
1	0,9550	0,8541	0,7389	0,9000	0,1131
2	0,9551	0,9250	0,8883	0,9542	0,4179

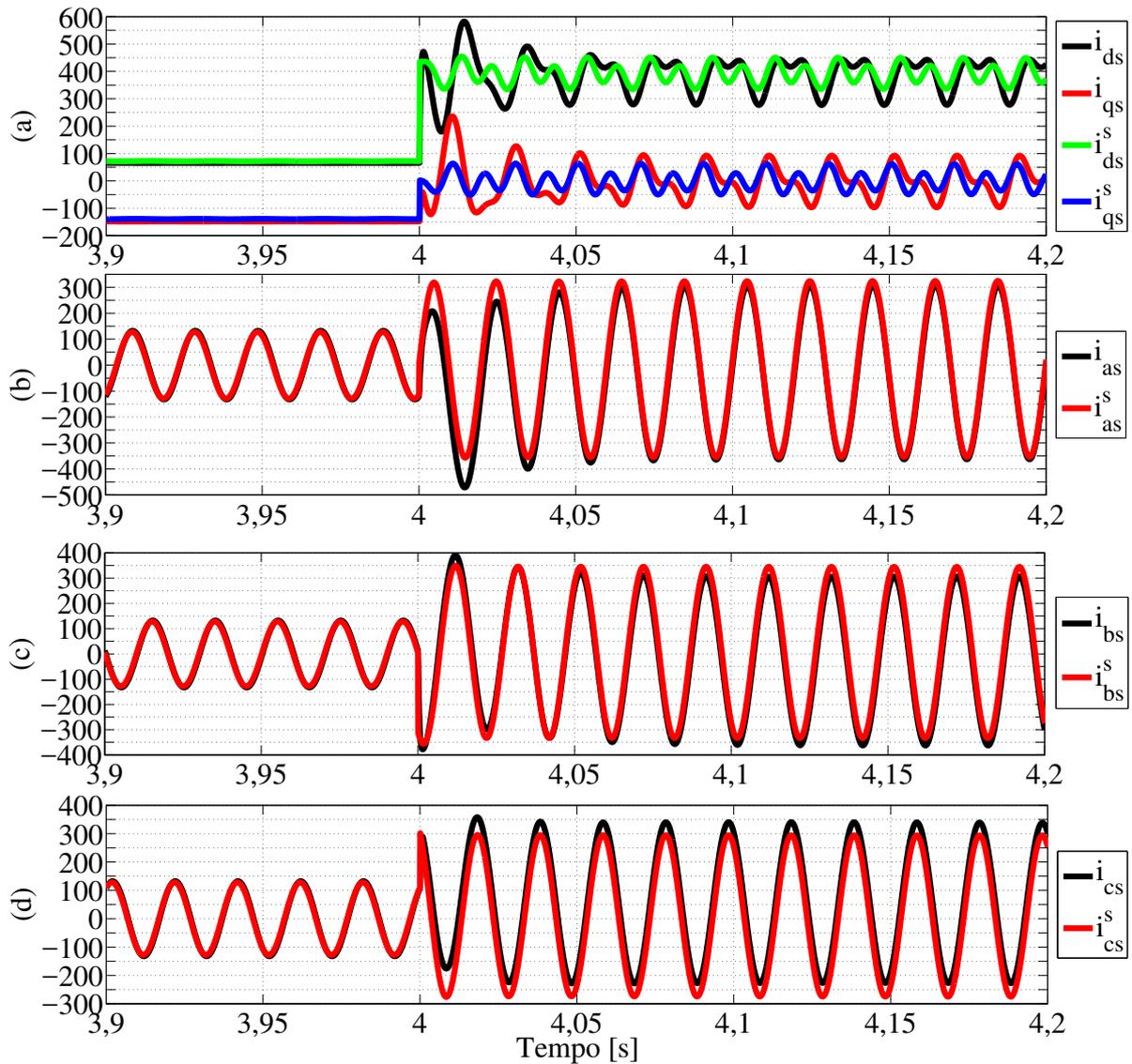
Fonte: o autor.

Percebe-se que no afundamento tipo 2 o modelo simplificado proposto obtém melhor aproximação, dado que o controle durante o afundamento atua mais rapidamente, devido à menor amplitude da componente natural do fluxo concatenado do estator.

Os valores de NIAE da Tabela 4 que são mais próximos de zero na comparação entre as correntes i_{qs} devem-se ao fato das respectivas correntes de referência para a comparação (mo-

delo padrão) se aproximarem de zero. Assim, o índice NIAE não é adequado para a comparação destas curvas. Ainda, melhores resultados podem ser obtidos caso o ganho do termo ressonante R_1 seja aprimorado.

Figura 30 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico e simplificado no pior caso do afundamento assimétrico.



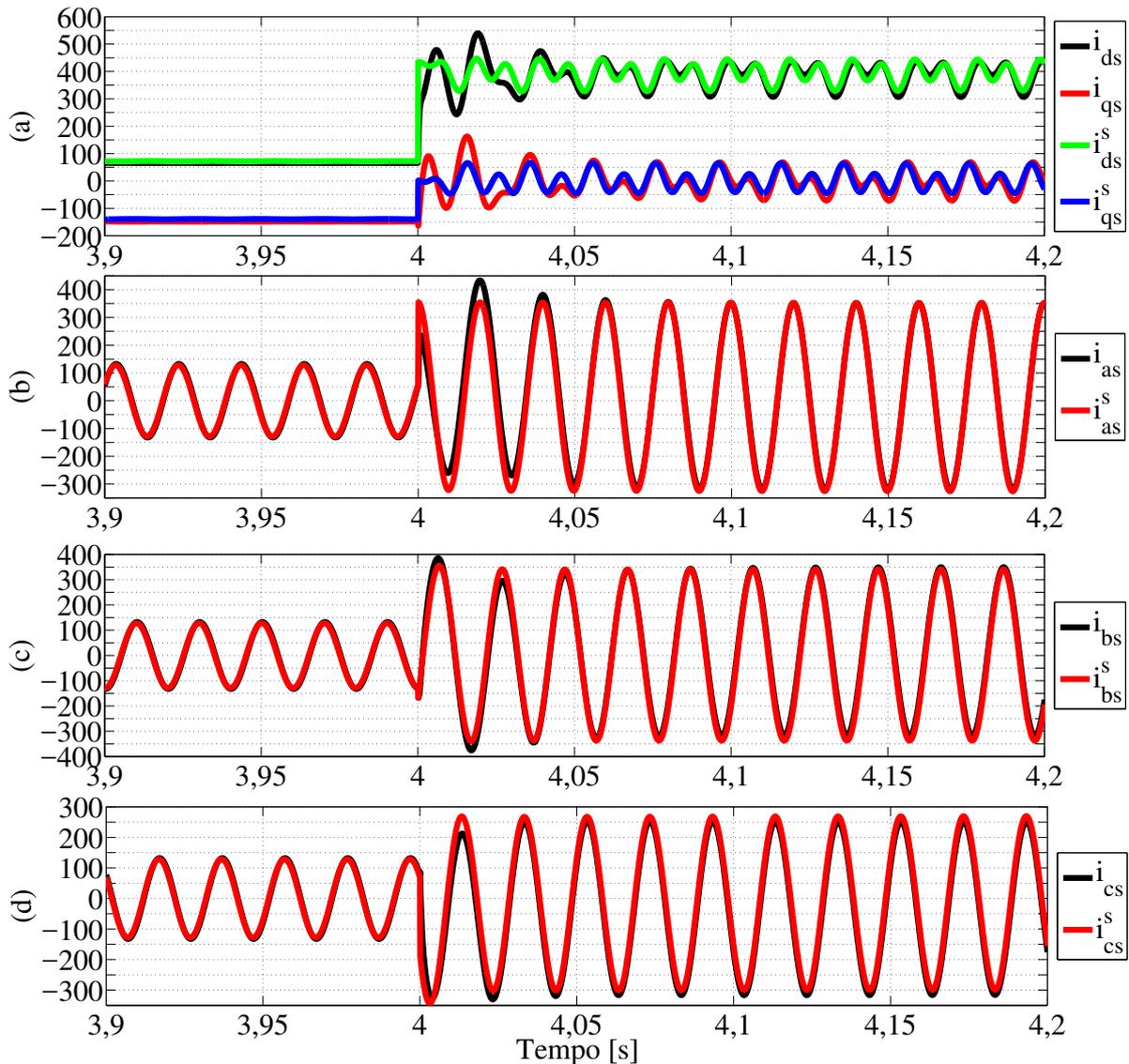
Fonte: o autor.

2.5.3 Experimental

Para a emulação de um afundamento de tensão, a norma IEC61400-21 (IEC, 2008) recomenda que seja utilizada uma estrutura como um divisor de tensão com indutores. Conforme tratado por Mendes (2013), também poderia ser utilizado para tal um corruptor de potência industrial (IPC, em inglês *Industrial Power Corruptor*).

Dado que não há disponibilidade de tais estruturas no Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC), foi utilizado um auto-transformador variável monofásico (de 220 V e 12,5 A) na fase c , de forma a se obter um afundamento nesta fase. Na Figura 32 são mostradas as tensões da rede elétrica durante o afundamento obtido.

Figura 31 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico e simplificado no melhor caso do afundamento assimétrico.



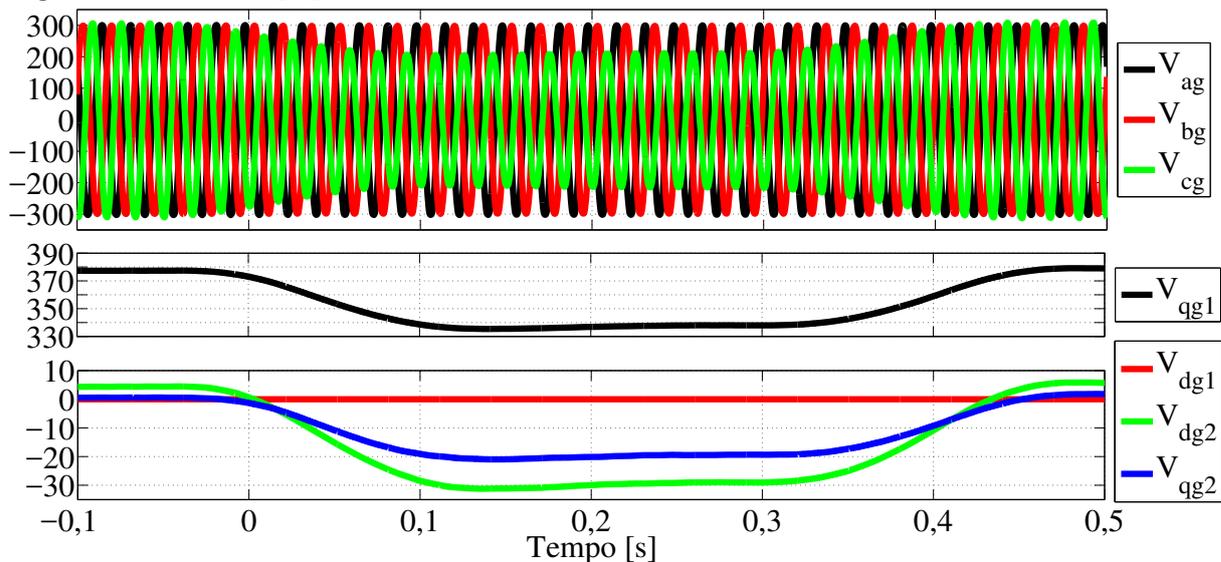
Fonte: o autor.

Nos períodos anterior e posterior ao afundamento, as correntes do estator são referentes às mesmas potências dos ensaios apresentados na Seção 2.4.2, ou seja, $P_{s0}^* = -1$ kW e $Q_{s0}^* = 0,5$ kvar, sendo que qualquer dos objetivos de controle pode ser utilizado, dado que ainda não há desequilíbrio de tensão.

A detecção do afundamento de tensão é feita pelo método proposto por Dantas *et*

al. (2016), sendo que um pulso é gerado quando a tensão de qualquer das fases cai abaixo de 90% da tensão nominal. Este pulso, realiza a modificação das referências de corrente do rotor (aplicando a técnica de controle detalhada anteriormente) e do modelo simplificado (ou seja, modifica a posição das chaves seletoras da Figura 27 de “1” para “2”).

Figura 32 – Tensões [V] da rede elétrica num afundamento assimétrico.



Fonte: o autor.

Na Figura 33 são mostradas as correntes do estator durante o afundamento. Na Figura 33(a) são mostradas as correntes do estator nos referenciais dq obtidas experimentalmente e do modelo simplificado (identificadas com o sobrescrito “s”). Já nas Figuras 33(b, c, d) são mostradas as correntes do estator nas fases a , b e c obtidas experimentalmente e do modelo simplificado (identificadas com o sobrescrito “s”). Optou-se por não apresentar as correntes do estator nos referenciais dq_1 e dq_2 pelo fato do método de separação de sequência utilizado ser menos preciso durante transitórios, que se trata justamente da situação sob análise.

Na Tabela 5 são apresentados os valores obtidos da comparação entre as correntes do estator obtidas experimentalmente e do modelo simplificado, sendo que é obtida uma aproximação maior que 0,78 para as correntes do estator no referencial abc . Como tratado na Seção F.2, este valor é considerado satisfatório pelos autores para as comparações entre os resultados obtidos a partir do modelo simplificado e de forma experimental.

O baixo valor de NIAE na comparação entre as correntes i_{qs} deve-se ao fato das respectivas correntes de referência para a comparação (experimentais) se aproximarem de zero. Assim, o índice NIAE não é adequado para a comparação destas curvas.

Ressalta-se ainda que os valores de NIAE da Tabela 5 foram calculados a partir das

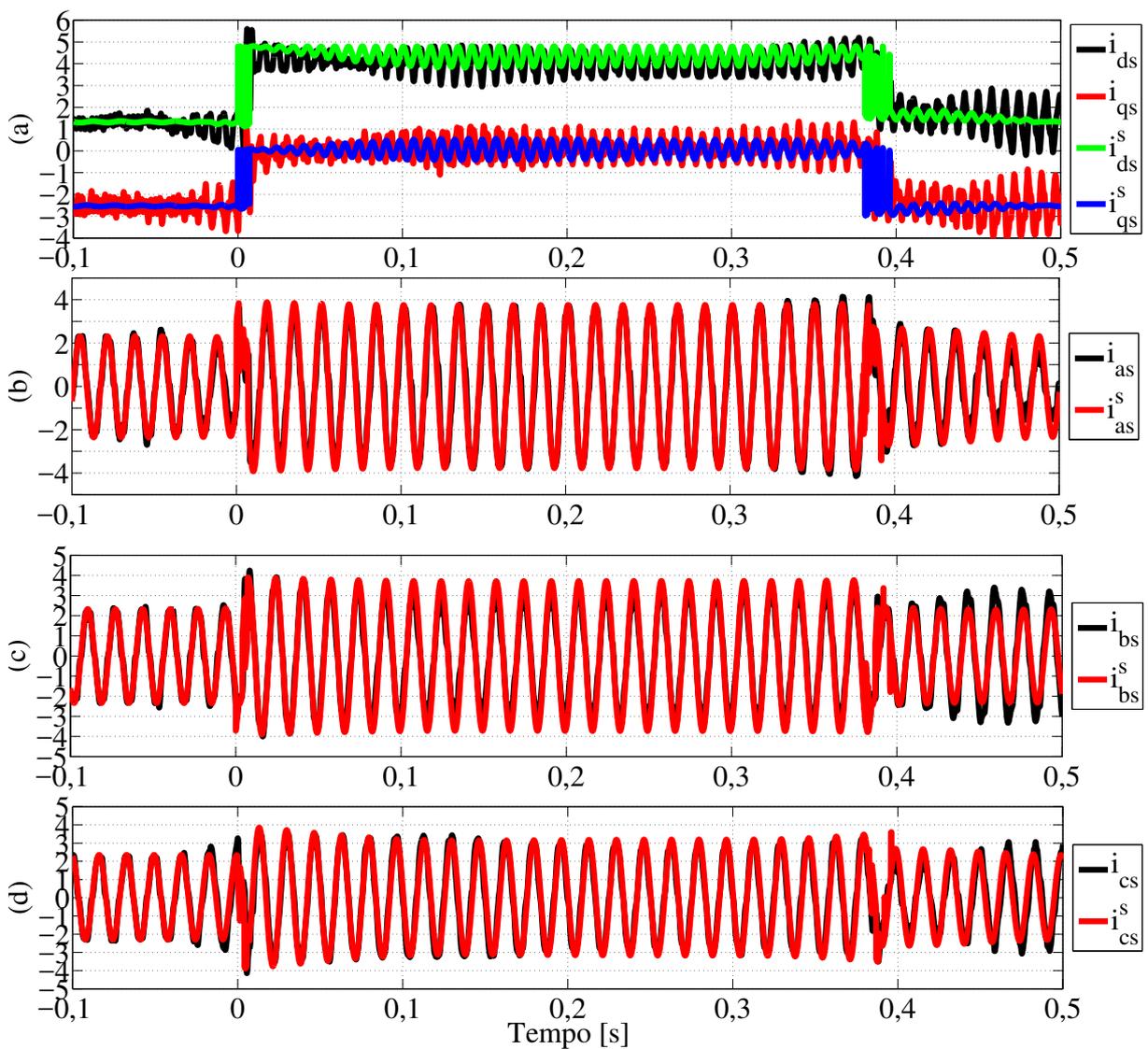
curvas apresentada na Figura 33, ou seja, considerando as harmônicas observadas nos resultados experimentais. Como tratado também no Capítulo 3, estas devem-se problemas construtivos do próprio DFIG utilizado.

Tabela 5 – NIAE para as correntes do estator obtidas por meio dos modelos padrão e simplificado proposto durante um afundamento de tensão assimétrico.

Fase a	Fase b	Fase c	d	q
0,8189	0,7861	0,7890	0,8492	0,5879

Fonte: o autor.

Figura 33 – Correntes [A] do estator para os modelos clássico e simplificado no afundamento assimétrico.



Fonte: o autor.

2.6 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi proposto um novo modelo simplificado para as sequências positiva e negativa do SCEE baseado em DFIG. Mostrou-se de forma experimental e por meio de simulação que este modelo aproxima satisfatoriamente (segundo os autores) o comportamento das correntes do estator frente a desequilíbrios na tensão na rede elétrica e afundamentos de tensão. Com isso, torna-se mais simples a realização de estudos precisos de grandes parques eólicos baseados nessas máquinas.

Na realização experimental, mostrou-se a importância da utilização de um auto-transformador variável de elevada potência e, portanto, de menor impedância. Por meio dele, é possível impor o desequilíbrio necessário com uma menor quantidade de harmônicas, o que é necessário para a validação do modelo.

Verificou-se também que o DFIG utilizado apresenta componentes harmônicas nas correntes do estator, as quais não são previstas pelo modelo simplificado proposto. Entretanto, estas devem-se em especial a problemas construtivos no próprio DFIG. Assim, seria interessante a realização de testes semelhantes em outra máquina, de forma a comprovar essa afirmação.

Para a implementação do SCEE tanto em simulação quanto em bancada experimental foram utilizadas diversas técnicas para se lidar com a sequência negativa, dentre elas destaca-se o DSOGI, o DDSRF e o controle por meio de controladores PI e P+R. Assim, a implementação realizada também servirá para a realização de estudos futuros, como desenvolvimento de técnicas de LVRT diante de afundamentos assimétricos.

3 SINCRONIZAÇÃO DO DFIG À REDE ELÉTRICA

“Na vida, não existe nada a temer, mas a entender.”

(Marie Curie)

No presente capítulo, propõe-se considerar todas as perdas do DFIG com estator em aberto durante o processo de sincronização à rede elétrica como agrupadas na resistência do rotor. Para tal, é proposto um método simplificado de identificação deste e outros parâmetros da máquina. Além disso, é detalhado o projeto de um método clássico de sincronização do DFIG à rede elétrica.

Como nesta tese faz-se uso do controle vetorial orientado pelo campo tanto para a sincronização do DFIG à rede elétrica quanto para a sua operação normal após a conexão, o método simplificado de estimação proposto também será realizado considerando as variáveis representadas no referencial dq_1 .

Vale ressaltar que o conteúdo aqui apresentado consta no trabalho: SCHMIDLIN JR., C. R.; LIMA, F. K. A.; FERNANDES NETO, T. R.; BRANCO, C. G. C. Estimação De Parâmetros e Controle de um Gerador de Indução Duplamente Alimentado Durante a Sincronização com a Rede Elétrica. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 1, p. 118-126, jan./mar. 2018.

3.1 Introdução

Nesta seção é apresentada uma introdução ao tema proposto no capítulo. Este conteúdo, por sua vez, trata-se de uma contribuição secundária desta tese.

Antes de iniciar o processo de sincronização, é necessário que o DFIG esteja na rotação mínima. Para tal, ao ser detectada a velocidade mínima do vento é ativado o controle de passo das pás que permite que a rotação do sistema se eleve de zero até a mínima (com escorregamento de 0,3), para então se iniciar o processo de sincronização (ABAD *et al.*, 2011). No trabalho de Kasem *et al.* (2008) e outros, propõe-se a redução desta velocidade mínima para fins de maximizar a produção de energia do SCEE baseado em DFIG, entretanto essa não se trata da situação normalmente encontrada na prática e, portanto, não será considerada nesta tese.

Há na literatura diversos trabalhos tratando da modelagem e controle do DFIG com o CLM e o CLR controlados, em geral, pelo controle vetorial. No caso do CLM, normalmente faz-se uso da orientação pelo campo com o referencial no fluxo do estator (ABAD *et al.*, 2011; DIAS

et al., 2017; PETERSSON, 2005; PENA *et al.*, 1996; TAPIA *et al.*, 2009; ABDELBASET *et al.*, 2017; YUAN *et al.*, 2004; SUSPERREGUI *et al.*, 2014; CHEN *et al.*, 2009; ABO-KHALIL, 2012; VOLTOLINI, 2007; TEODORESCU *et al.*, 2011; LIMA; BRANCO, 2016; DANTAS *et al.*, 2016). Por sua universalidade, este também foi estendido ao processo de sincronização à rede elétrica.

Assim, tanto para a operação normal do DFIG quanto para se obter a sincronia entre as tensões do estator e da rede elétrica, é comum a utilização de uma malha de controle no eixo direto (d) e outra no eixo em quadratura (q), cada uma destas composta por duas malhas fechadas em cascata com controladores proporcional-integral (PI) (ABAD *et al.*, 2011; TAPIA *et al.*, 2009; ABDELBASET *et al.*, 2017). Como detalhado no Apêndice E, as malhas internas controlam as correntes do rotor e, externamente a estas, há malhas de controle das tensões do estator (durante a sincronização) ou outras relativas à operação normal após a conexão (potências ativa e reativa do estator, torque ou velocidade). Assim, as malhas internas de corrente podem ser compartilhadas para as duas situações de operação (ABAD *et al.*, 2011; TAPIA *et al.*, 2009; ABDELBASET *et al.*, 2017; YUAN *et al.*, 2004).

Há na literatura um limitado número de publicações descrevendo a sincronização do DFIG à rede elétrica (ABAD *et al.*, 2011; TAPIA *et al.*, 2009; ABDELBASET *et al.*, 2017; YUAN *et al.*, 2004; SUSPERREGUI *et al.*, 2014; CHEN *et al.*, 2009; ABO-KHALIL, 2012). Ainda, como são esperadas modificações no sistema a ser controlado após a conexão do DFIG à rede elétrica (devido à inserção do circuito do estator), essa variação deve ser considerada no projeto dos controladores de corrente caso estes sejam mantidos para as duas situações: sincronização e operação normal após a conexão (TAPIA *et al.*, 2009; YUAN *et al.*, 2004).

A Figura 77 traz o modelo clássico da máquina de indução em coordenadas dq que despreza as perdas no núcleo magnético (perdas no ferro) e outras de menor relevância (perdas suplementares). Como muitos esquemas de controle orientado pelo campo se baseiam neste circuito, eles também ignoram estas perdas. Assim, o projeto dos controladores tem como base um circuito que não reflete de todo a realidade da planta. Desta forma, os resultados serão diferentes do projetado. Além disso, alguns trabalhos relatam que o sistema de controle pode perder a sintonia caso as perdas no ferro sejam desprezadas (LEVI, 1995; LEVI *et al.*, 1996).

De acordo com (C.12), a frequência das variáveis elétricas do rotor de sequência positiva é igual à do estator vezes o escorregamento. Assim, para o caso de motores de indução em que o escorregamento é cerca de 0,05, a perda no ferro do estator trata-se da parte dominante

da perda total no ferro (YUAN *et al.*, 2004). Por isso, estas perdas são comumente modeladas por meio da conexão de uma resistência em paralelo com a indutância de magnetização L_M . Apesar de apresentar boa precisão, essa abordagem torna as equações da máquina mais complexas o que implica em alta demanda computacional (BAŠIĆ *et al.*, 2012).

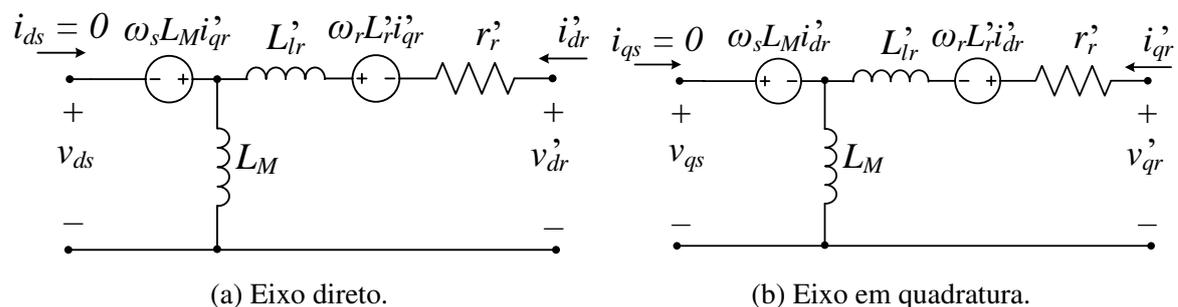
Entretanto, as perdas no ferro do rotor do DFIG são mais elevadas que a de motores de indução, pois seu rotor opera com frequências maiores, em especial durante a sincronização, em que o escorregamento é igual a 0,3. Além disso, como o rotor do DFIG é alimentado por um CEP, as componentes harmônicas de tensão oriundas do chaveamento (da ordem de 2 a 20 kHz) também contribuem com a elevação das perdas no ferro do rotor (LEVI, 1995).

3.2 Modelagem do DFIG na Sincronização

Nesta seção será realizado o equacionamento do modelo do DFIG durante a sincronização com o estator em aberto. Com base neste modelo são realizados a estimação de parâmetros e o controle desta máquina detalhados na sequência.

Durante a sincronização do DFIG com o estator em aberto suas respectivas correntes são nulas. O gerador é assim alimentado pelo CLM, que aplica tensões ao rotor com o objetivo de induzir tensões no estator em sincronia com a rede elétrica (TAPIA *et al.*, 2009). Dessa forma, $i_{ds} = i_{qs} = 0$ e os circuitos equivalentes da máquina nos eixos d e q da Figura 77 são simplificados para os da Figura 34.

Figura 34 – Modelo do DFIG durante a sincronização com a rede elétrica.



Fonte: o autor.

Vale ressaltar que estão sendo consideradas somente as componentes de sequência positiva. Assim, possíveis componentes de sequência negativa se manifestarão como oscilações no dobro da frequência da rede, conforme tratado no Apêndice D. Ainda, as componentes de sequência zero não são consideradas dada a não circulação de correntes desta natureza nos circuitos do estator e rotor, devido aos respectivos centros estrela não estarem conectados a

nenhum outro ponto.

Com isso, a partir de (C.33), (C.47) e dos circuitas da Figura 34, tem-se:

$$\begin{cases} v_{ds} = -\omega_s L_M i'_{qr} + L_M di'_{dr}/dt \\ v_{qs} = \omega_s L_M i'_{dr} + L_M di'_{qr}/dt \\ v'_{dr} = r'_r i'_{dr} + L'_r di'_{dr}/dt - \omega_r L'_r i'_{qr} \\ v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + L'_r di'_{qr}/dt + \omega_r L'_r i'_{dr} \end{cases} \quad (3.1)$$

Das duas primeiras equações de (3.1), percebe-se que, em regime permanente (desprezando os termos contendo derivadas), tem-se:

$$\begin{cases} \overline{v_{ds}} = -\omega_s L_M \overline{i'_{qr}} \\ \overline{v_{qs}} = \omega_s L_M \overline{i'_{dr}} \end{cases}, \quad (3.2)$$

em que a barra sobre as variáveis denota que estas estão em regime permanente. Com isso, as tensões do estator têm uma relação de proporcionalidade com as correntes do rotor. Desta feita, o controle das correntes do rotor garante também o controle das tensões do estator.

Assim, para se efetuar a sincronização do DFIG com a rede elétrica serão projetadas malhas internas de controle das correntes do rotor e, externamente a estas, malhas de controle das tensões do estator. Ainda, nesta situação a rotação do DFIG será mantida constante, equivalente a um escorregamento de 0,3.

Na literatura há outros métodos de controle disponíveis para se executar a sincronização do DFIG à rede elétrica, sendo que se optou por este, como tratado em (TAPIA *et al.*, 2009; SUSPERREGUI *et al.*, 2014; VOLTOLINI, 2007), dada à sua simplicidade e semelhança com o controle utilizado nesta tese para a operação do DFIG depois de conectado à rede elétrica.

Segundo Ridley *et al.* (1988), a dinâmica da malha interna de controle deve ser mais rápida que a da malha externa. Para tal, é possível se projetar a malha interna com uma frequência de cruzamento bem alta, próxima de metade da frequência de chaveamento. Assim, a baixas frequências o ganho da malha interna é bastante baixo e o ganho da malha externa é muito maior.

Impondo ao rotor um degrau de baixa amplitude na tensão v'_{qr} com v'_{dr} mantido constante (ou seja, $dv'_{dr}/dt = 0$), as variáveis de (3.1) também irão desenvolver pequenas excursões em relação aos seus respectivos pontos de equilíbrio e, assim, pode-se efetuar a linearização do modelo do DFIG para essa situação. Com isso, aplicando a transformada de

Laplace à equação linearizada resultante da terceira equação de (3.1), obtém-se:

$$\frac{\Delta I'_{dr}(s)}{\Delta I'_{qr}(s)} = \frac{\omega_r L'_r}{r'_r + sL'_r}, \quad (3.3)$$

em que Δ representa um pequeno desvio na respectiva variável em relação ao ponto de equilíbrio.

A forma padrão de uma FT de primeira ordem é dada por:

$$F_1(s) = \frac{K_1}{sT_1 + 1}. \quad (3.4)$$

Comparando (3.3) e (3.4), obtêm-se:

$$T_1 = \frac{L'_r}{r'_r}, \quad (3.5)$$

$$K_1 = \frac{\omega_r L'_r}{r'_r} = \omega_r T_1. \quad (3.6)$$

Aplicando-se agora a transformada de Laplace à equação linearizada resultante da quarta equação de (3.1) e fazendo uso de (3.3), chegam-se às seguintes FTs:

$$\frac{\Delta I'_{dr}(s)}{\Delta V'_{qr}(s)} = \frac{\omega_r L'_r}{s^2 L_r'^2 + s 2r'_r L'_r + (r_r'^2 + \omega_r^2 L_r'^2)}, \quad (3.7)$$

$$\frac{\Delta I'_{qr}(s)}{\Delta V'_{qr}(s)} = \frac{r'_r + sL'_r}{s^2 L_r'^2 + s 2r'_r L'_r + (r_r'^2 + \omega_r^2 L_r'^2)}. \quad (3.8)$$

A forma padrão de uma FT de segunda ordem é dada por:

$$F_2(s) = \frac{K_2}{s^2 T_2^2 + s 2\xi T_2 + 1}. \quad (3.9)$$

Comparando (3.7) e (3.9), obtêm-se:

$$K_2 = \frac{\omega_r L'_r}{r_r'^2 + \omega_r^2 L_r'^2}, \quad (3.10)$$

$$T_2 = \frac{L'_r}{\sqrt{r_r'^2 + \omega_r^2 L_r'^2}} = \omega_r T_1, \quad (3.11)$$

$$\xi = \frac{r'_r}{\sqrt{r_r'^2 + \omega_r^2 L_r'^2}} = \omega_r T_1. \quad (3.12)$$

Não é necessário detalhar a aplicação ao rotor de um degrau na tensão v'_{dr} com $v'_{qr} = 0$, dado que o resultado são equações semelhantes a (3.3) a (3.12), apenas com K_1 e K_2 com sinais negativos em (3.6) e (3.10). Ainda, como será mostrado, o equacionamento apresentado é suficiente para a estimação dos parâmetros do DFIG e sintonia dos controladores de corrente.

3.3 Estimação dos Parâmetros das FTs

Na sequência é proposta uma metodologia simples para a estimação dos parâmetros das FTs apresentadas anteriormente, a qual é verificada experimentalmente no protótipo detalhado no Apêndice I.

3.3.1 Metodologia Proposta

Substituindo-se (3.6) em (3.10), chega-se a:

$$r'_r = \frac{K_1}{K_2(1 + K_1^2)}. \quad (3.13)$$

De (3.4) e (3.9), tem-se que em regime permanente $F_1(s) = K_1$ e $F_2(s) = K_2$. Assim, a partir de (3.3) e (3.7), obtêm-se:

$$K_1 = \frac{\overline{\Delta i'_{dr}}}{\overline{\Delta i'_{qr}}}, \quad (3.14)$$

$$K_2 = \frac{\overline{\Delta i'_{dr}}}{\overline{\Delta v'_{qr}}}, \quad (3.15)$$

em que $\Delta \bar{x}$ representa a diferença entre os valores em regime permanente da variável x depois e antes da aplicação de um degrau.

Assim, substituindo (3.14) e (3.15) em (3.13) é obtido $r'_{r'}$. Com a frequência angular ω_r , L'_r é obtida a partir de (3.6) e, conseqüentemente, T_1 , T_2 e ξ , respectivamente a partir de (3.5), (3.11) e (3.12).

Como será apresentado na sequência, esses parâmetros são úteis para a sintonia dos controladores de corrente. Feito isso, serão aplicados pequenos degraus na referência de i'_{dr} ou i'_{qr} , mantendo a outra em zero. Assim, de posse dos valores em regime permanente das correntes do rotor e tensões do estator antes e depois do degrau, e conhecendo-se o valor de ω_s , determina-se L_M a partir de (3.2), ou seja:

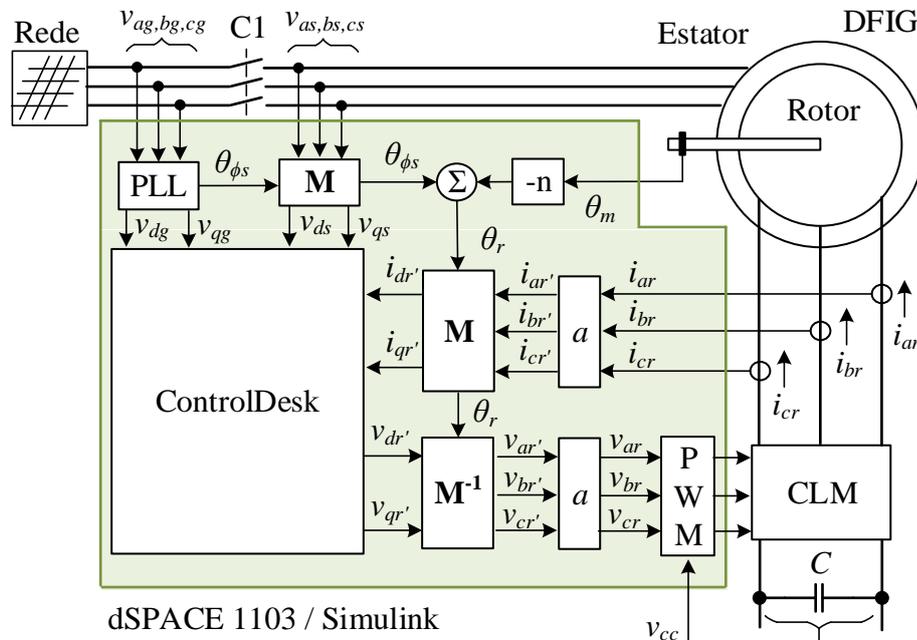
$$L_M = \frac{-\overline{\Delta v_{ds}}}{\overline{\Delta i'_{qr}} \omega_s} = \frac{\overline{\Delta v_{qs}}}{\overline{\Delta i'_{dr}} \omega_s}. \quad (3.16)$$

De posse de L_M , são projetados os controladores das tensões do estator para a sincronização do DFIG à rede elétrica. Com isso, a metodologia de estimação de parâmetros proposta é simples de ser implementada, pois necessita apenas de valores em regime permanente das variáveis em dq .

3.3.2 Verificação Experimental

A verificação experimental tratada aqui foi realizada no protótipo detalhado no Apêndice I, sendo que na Figura 35 é mostrado um diagrama de blocos representativo da estrutura experimental utilizada no ensaio de estimação. Todos os sinais medidos são enviados à plataforma dSPACE 1103, sendo tratados no Simulink. Deste, alguns sinais são enviados à unidade eletrônica de controle (ECU, do inglês *electronic control unit*) desenvolvida no *software* ControlDesk (que acompanha o dSPACE), onde são visualizados e salvos. Desta última, conforme mostrado na Figura 36, também advêm os valores de referência das tensões v'_{dr} e v'_{qr} .

Figura 35 – Representação da estrutura experimental no ensaio de estimação de parâmetros.



Fonte: o autor.

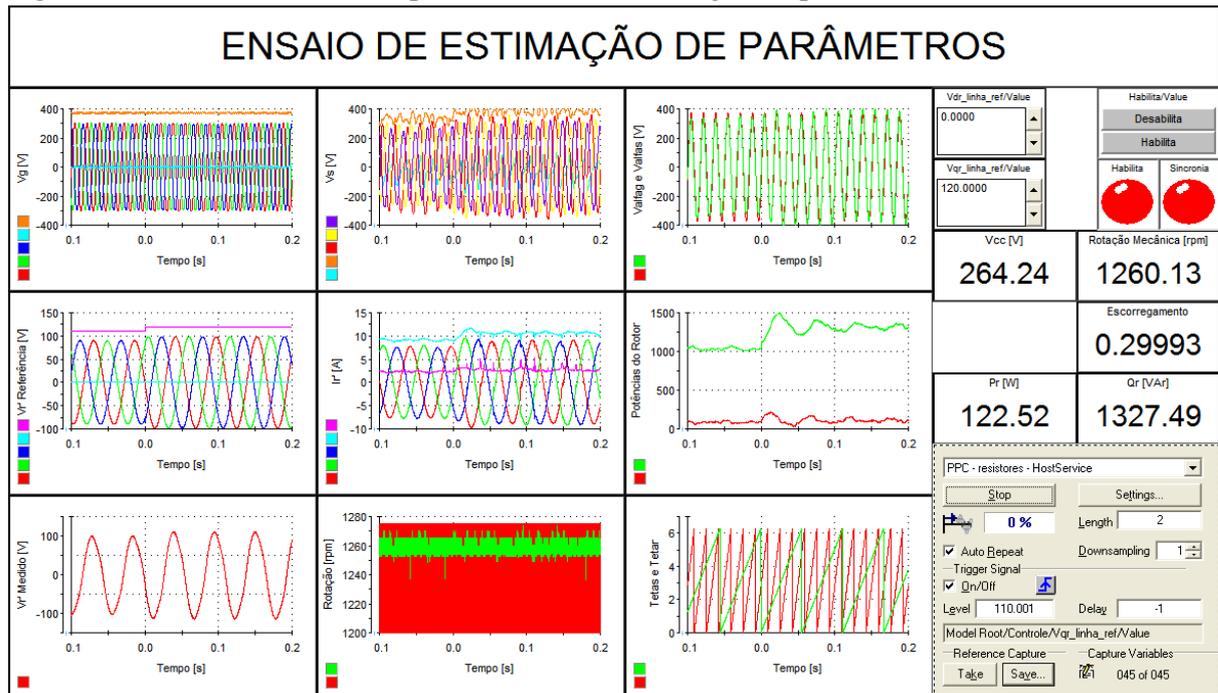
Como mostrado na Figura 35, as tensões da rede elétrica são enviadas a um PLL, obtendo-se as tensões em dq e o ângulo θ_{ϕ_s} , conforme detalhado na Seção 2.2.1. Há na literatura diversas topologias diferentes de PLL, sendo que este trabalho faz uso do DSOGI-FLL detalhado na Seção D.1.1. Este ângulo também é utilizado para transformar as tensões do estator de abc para dq por meio da matriz \mathbf{M} de invariância em potência de (A.64), a qual é utilizada em todas as transformações entre os referenciais abc e dq .

Para a transformação das correntes do rotor de abc para dq é utilizado, por sua vez, o ângulo θ_r calculado a partir (D.17).

Nota-se que as correntes do rotor em abc são multiplicadas pela relação de espiras

(a), obtendo-se i'_{ar} , i'_{br} e i'_{cr} . Assim, trabalha-se no dSPACE com variáveis referidas ao estator. Com isso, as tensões do rotor referidas ao estator em abc (v'_{ar} , v'_{br} e v'_{cr}), obtidas da aplicação de \mathbf{M}^{-1} às tensões de referência advindas do ControlDesk, também são multiplicadas por a (obtendo-se v_{ar} , v_{br} e v_{cr}) antes de serem enviadas ao bloco de modulação por largura de pulsos (PWM, do inglês, *Pulse Width Modulation*).

Figura 36 – ECU desenvolvida para o ensaio de estimação de parâmetros.



Fonte: o autor.

Com o DFIG girando à velocidade mínima de 1260 rpm (escorregamento de 0,3 e $\omega_r = 113,1$ rad/s) são aplicados degraus na tensão v'_{qr} (com $\Delta v'_{qr} = 10$ V) até a sincronização ($v'_{qr} = 120$ V) e, assim, obtêm-se os dados da Tabela 6.

Vale ressaltar que apesar de não haver malha fechada de controle da tensão de saída do inversor estes valores foram verificados por meio de medição. Para tal, foi utilizada uma placa de tensão confeccionada com o sensor LEM LM25-P e um filtro passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte 718 Hz (a frequência de chaveamento é 10 kHz e a da fundamental das tensões do rotor é 18 Hz). Nas Figuras 37 e 38 são mostradas as tensões entre as fases a e b do rotor referidas ao estator (v'_{abr}) para as situações de um degrau em v'_{qr} de 10 para 20 V e de 110 para 120 V, ou seja, os degraus 2 e 12 da Tabela 6. Como pode ser observado, os valores de referência para o modulador PWM e os valores medidos são bastante próximos.

Como mostrado na Tabela 6, a indutância L'_r apresenta uma variação de até 10,5% para os degraus de 1 a 7, com valor máximo próximo ao da Tabela 15 ($L'_r = L_M + L'_{lr} = 108$ mH

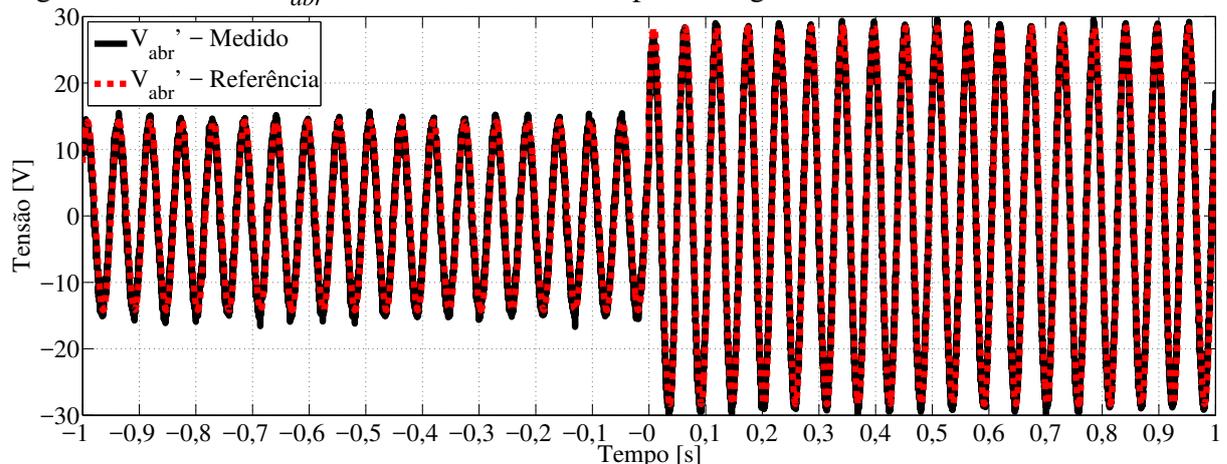
+ 6,42 mH = 114,42 mH). Entretanto, à medida que o ponto de operação se desloca para v'_{qr} com valores maiores que 70 V, verifica-se uma redução em L'_r . Isso se deve à saturação do rotor, como pode ser verificado pela Figura 39, na qual é mostrada a variação da potência reativa do rotor (Q_r) em função do quadrado da tensão v'_{qr} . É sabido que a potência reativa varia de forma linear com o quadrado da tensão. Como mostrado na Figura 39, essa relação de linearidade é somente verificada até tensões v'_{qr} de 70 V.

Tabela 6 – Estimação dos parâmetros das FTs do rotor.

Degrau	v'_{qr}	K_1	K_2	r'_r [Ω]	T_1 [ms]	L'_r [mH]	T_2 [ms]	ξ
1	0-10	1,73	0,0647	6,69	15,30	102,38	7,66	0,500
2	10-20	2,66	0,0682	4,83	23,54	113,59	8,28	0,352
3	20-30	3,31	0,0708	3,91	29,25	114,43	8,46	0,289
4	30-40	3,67	0,0726	3,50	32,41	113,31	8,53	0,263
5	40-50	3,90	0,0751	3,20	34,50	110,43	8,57	0,248
6	50-60	4,03	0,0776	3,15	35,61	107,35	8,58	0,241
7	60-70	4,15	0,0804	2,83	36,66	103,91	8,60	0,234
8	70-80	4,29	0,0841	2,63	37,96	99,77	8,61	0,227
9	80-90	4,28	0,0897	2,47	37,82	93,46	8,61	0,228
10	90-100	4,21	0,0995	2,26	37,18	84,13	8,60	0,231
11	100-110	4,01	0,1185	1,98	35,43	70,24	8,58	0,242
12	110-120	3,73	0,1514	1,65	32,98	54,50	8,54	0,259

Fonte: o autor.

Figura 37 – Tensões v'_{abr} de referência e medida para o degrau 2.

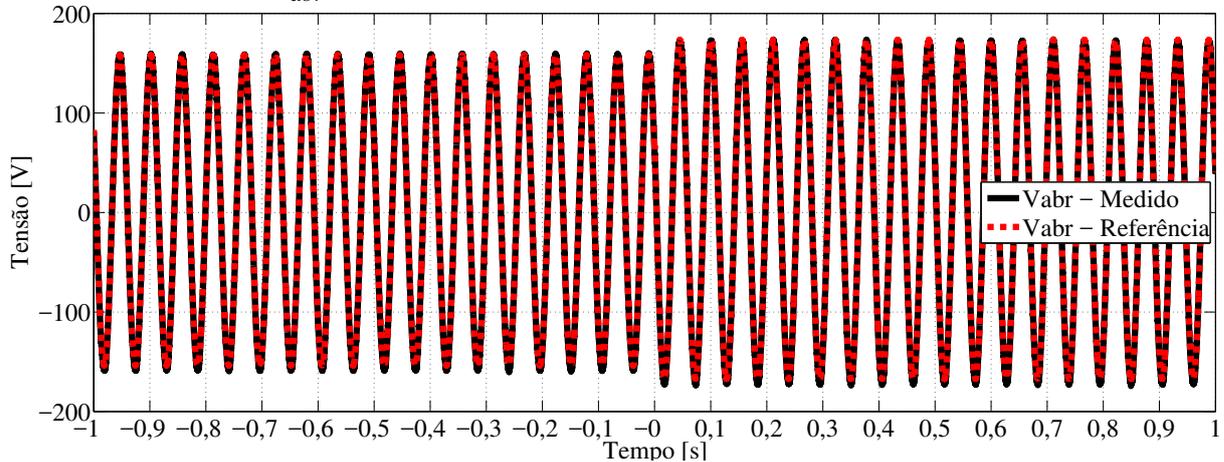


Fonte: o autor.

Por sua vez, a resistência r'_r apresenta-se 12,13 vezes maior que a da Tabela 15 ($r'_r = 0,5515 \Omega$) para o degrau 1, a qual vai diminuindo à medida que v'_{qr} aumenta. Esta variação de r'_r trata-se de uma consequência e desvantagem de se considerarem as perdas no ferro e outras

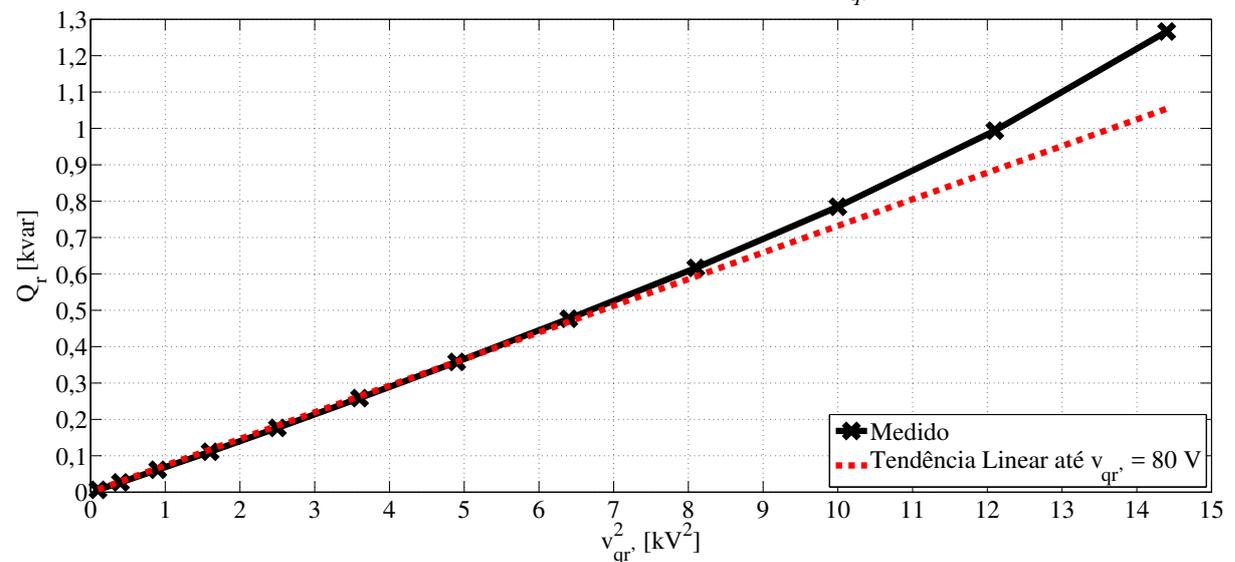
perdas de menor relevância como agrupadas na resistência do rotor referida ao estator ao invés de representá-las como um resistor em paralelo com a indutância de magnetização (L_M), como tratado também em (BAŠIĆ *et al.*, 2012).

Figura 38 – Tensões v'_{abr} de referência e medida para o degrau 12.



Fonte: o autor.

Figura 39 – Potência reativa do rotor em função do quadrado de v'_{qr} .

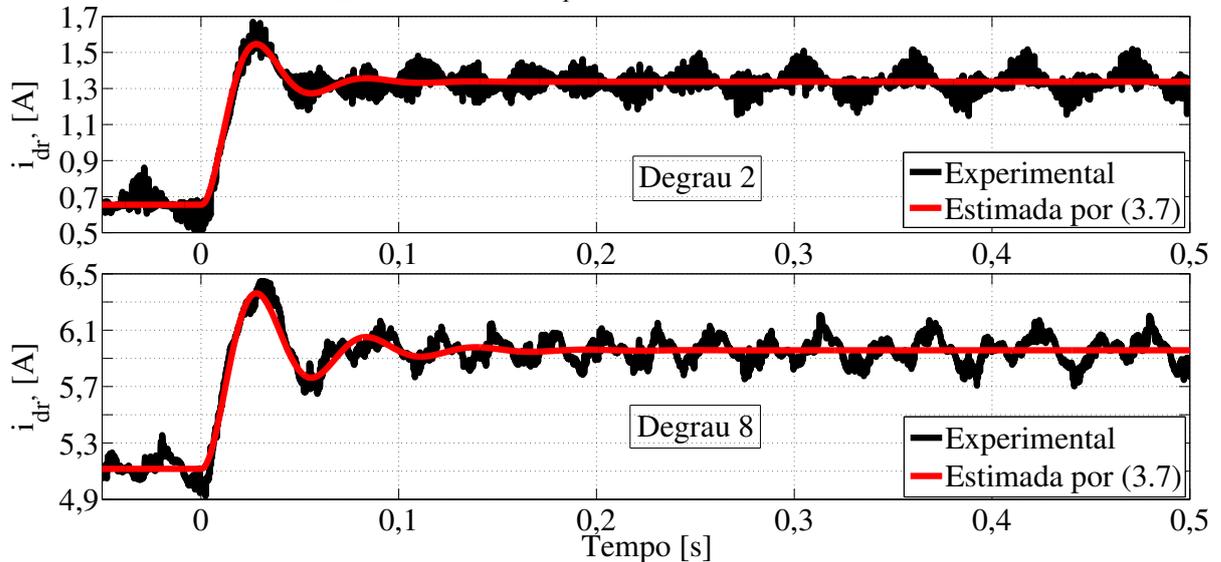


Fonte: o autor.

Nas Figuras 40 e 41 são mostradas as respostas do sistema a degraus em v'_{qr} indo até 20 V e 80 V. As demais curvas obtidas para degraus em v'_{qr} entre estes extremos apresentam-se de forma semelhante e não são mostradas. Ainda, não são mostrados os gráficos para tensões maiores, pois, como tratado anteriormente, há a saturação do rotor da máquina, que distorce as formas de onda de corrente. Também são mostradas as respostas do sistema a degraus em v'_{qr} indo de 0 a 10 V pois as correntes apresentam valores reduzidos e os ruídos de medição tornam difícil a análise visual.

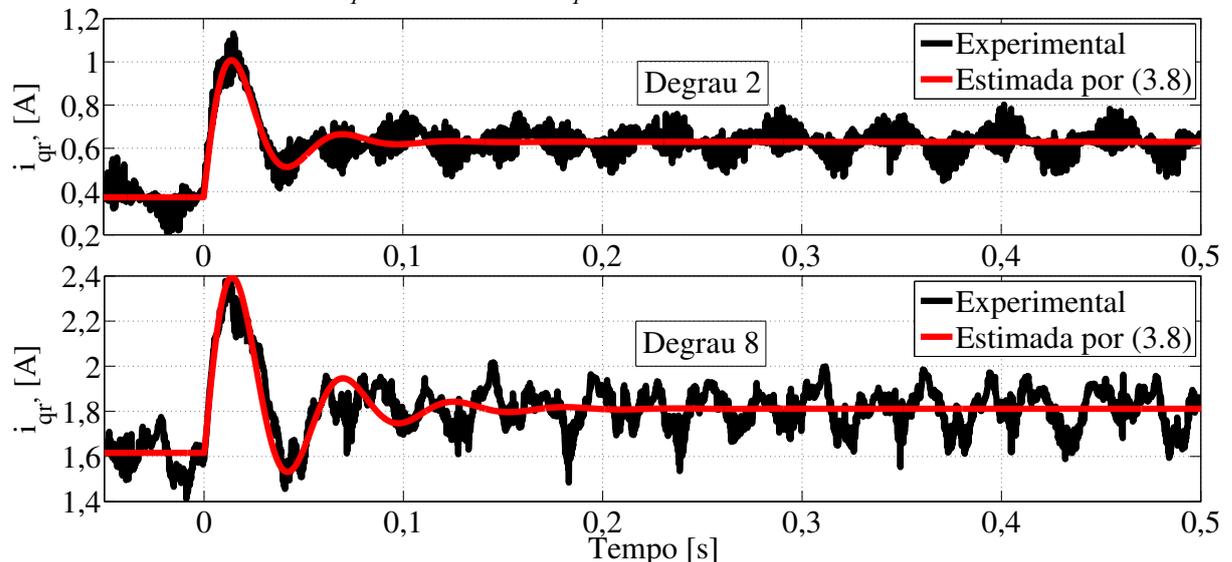
Comparando as curvas estimada e experimental das Figuras 40 e 41, percebe-se que o método de estimação proposto mantém o mesmo nível de precisão na determinação do sobressinal e do amortecimento de i'_{dr} e i'_{qr} , mesmo com o aumento de v'_{qr} .

Figura 40 – Respostas de i'_{dr} a degraus em v'_{qr} de 10 a 20 V e 70 a 80 V.



Fonte: o autor.

Figura 41 – Respostas de i'_{qr} a degraus em v'_{qr} de 10 a 20 V e 70 a 80 V.



Fonte: o autor.

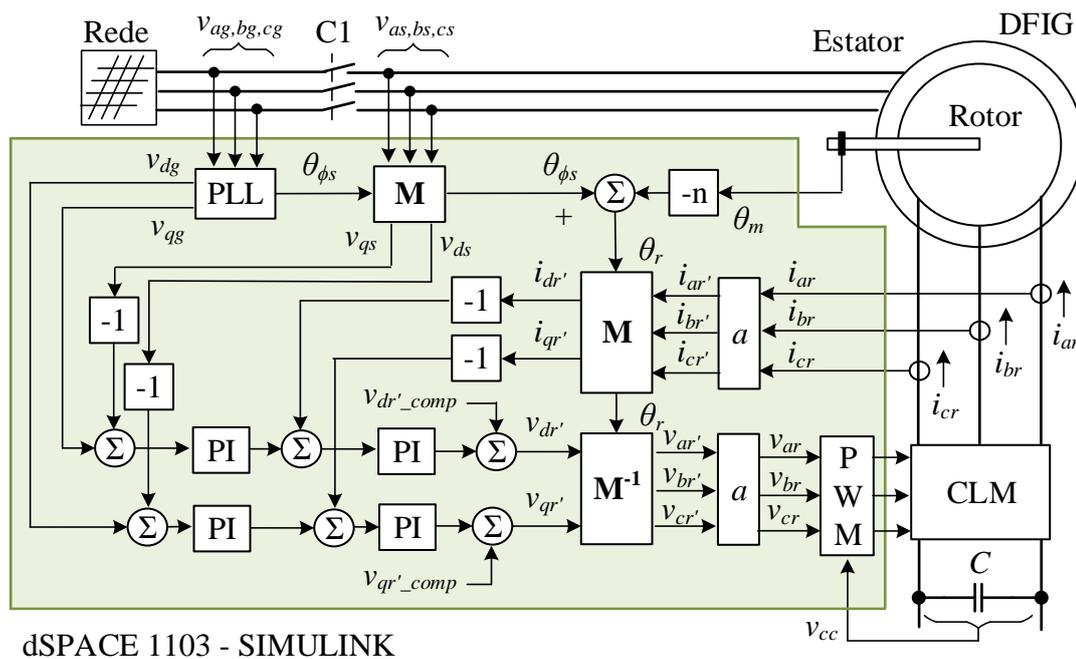
Ressalta-se que as oscilações nas correntes i'_{dr} e i'_{qr} que se mantêm em regime permanente devem-se a desequilíbrios nas correntes do rotor (por problemas no próprio circuito do rotor do DFIG utilizado), que ao serem convertidas do referencial abc para dq refletem-se em oscilações no dobro da frequência das respectivas variáveis elétricas (no caso, 18 Hz e 36 Hz), conforme tratado na Seção D.1.2.

3.4 Controle do DFIG na Sincronização

Nesta seção é realizada, com base no modelo detalhado anteriormente, a sintonia dos controladores de corrente e tensão que realizam a sincronização à rede elétrica do DFIG com estator em aberto.

Na Figura 42 é mostrado um diagrama representativo da estrutura experimental utilizada para a sincronização do sistema à rede elétrica, sendo que os controladores de corrente e tensão são detalhados na sequência. Deve-se observar que as tensões da rede em coordenadas dq são consideradas como referências dos controladores de tensão. Assim, na interface do ControlDesk foi inserido um botão que habilita o sistema de controle e sincroniza o DFIG à rede elétrica, conforme mostrado na Figura 43.

Figura 42 – Representação da estrutura experimental utilizada para o ensaio de sincronização.



Fonte: o autor.

3.4.1 Projeto dos Controladores de Corrente

Aplicando a transformada de Laplace às duas últimas equações de (3.1), têm-se:

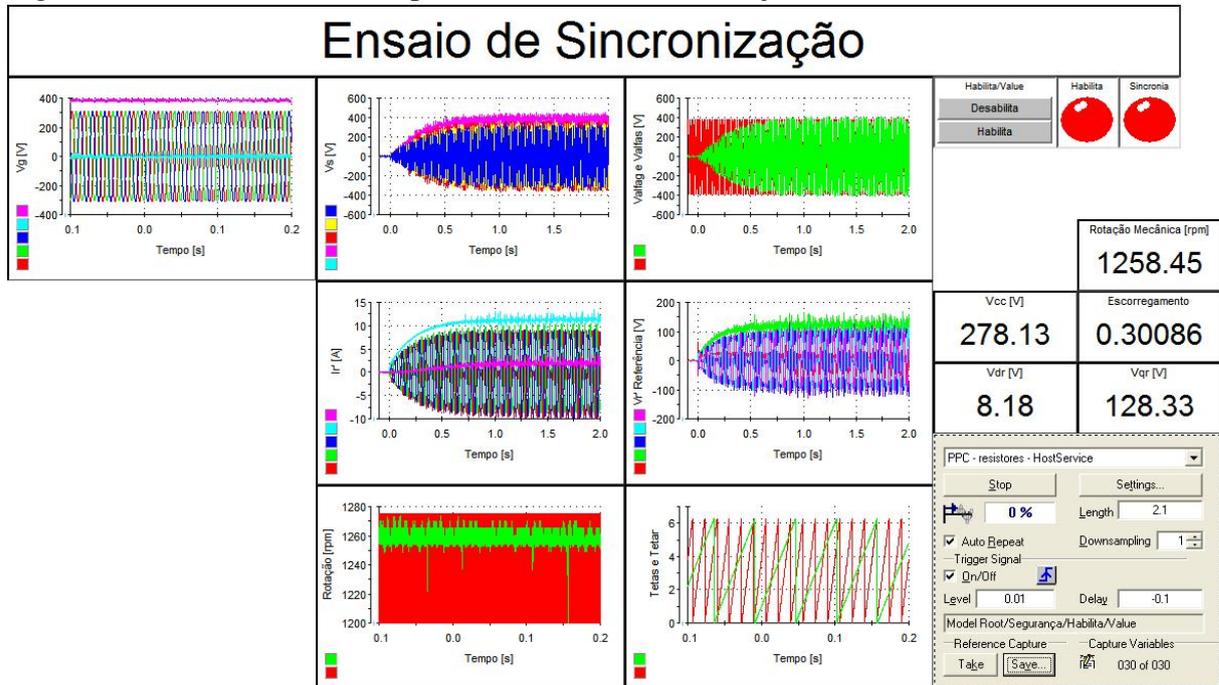
$$V'_{dr} = (r'_r + sL'_r)I'_{dr} - \omega_r L'_r I'_{qr}, \quad (3.17)$$

$$V'_{qr} = (r'_r + sL'_r)I'_{qr} + \omega_r L'_r I'_{dr}. \quad (3.18)$$

De (3.17) e (3.18) é obtida a representação do rotor do DFIG na sincronização, em

destaque nas malhas de controle das correntes do rotor da Figura 44. Considerando os termos dependentes de ω_r como de alimentação direta (*feed-forward*), garante-se o desacoplamento entre os eixos d e q .

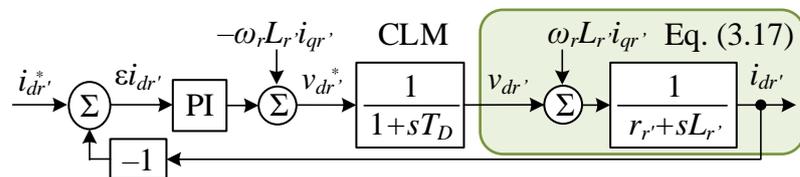
Figura 43 – ECU desenvolvida para o ensaio de sincronização.



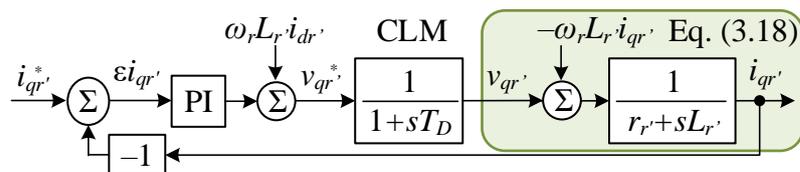
Fonte: o autor.

Na Figura 44 a FT com constante de tempo T_D visa representar o atraso do CLM. Assim, considera-se $T_D = 1,5T_{ch}$, sendo o período de chaveamento e de amostragem iguais, ou seja $T_{ch} = T_a = 0,1$ ms (equivalente a uma frequência de chaveamento de 10 kHz).

Figura 44 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor referidas ao estator.



(a) Eixo direto.

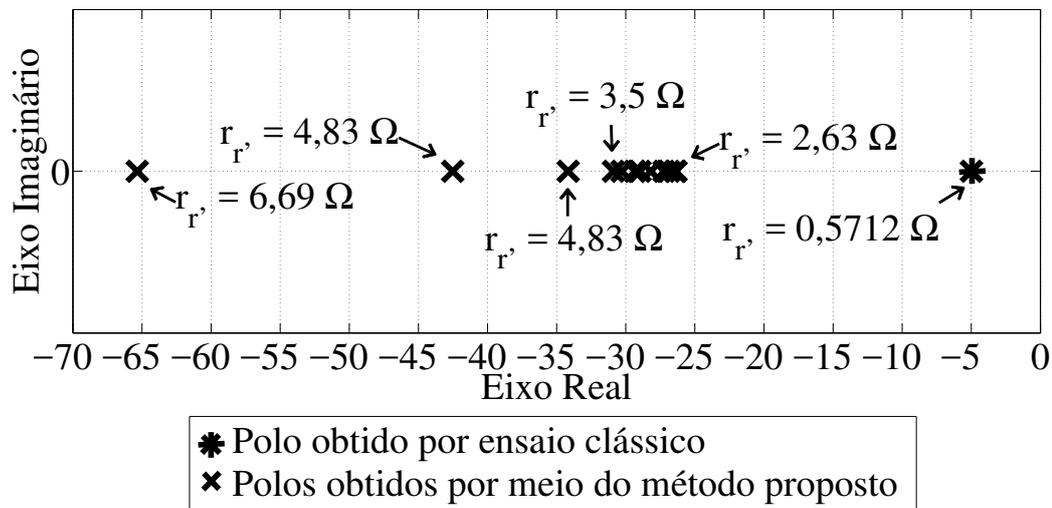


(b) Eixo em quadratura.

Fonte: o autor.

A sintonia de todos os controladores PI deste capítulo foi feita por alocação de polos através da ferramenta *SISO Design Tool* do MATLAB. Dado que há variações nos polos da planta, como mostrado na Figura 45, buscou-se que a resposta ao degrau unitário da planta identificada mais lenta (com $r'_r = 2,63 \Omega$ e $L'_r = 99,77 \text{ mH}$, sendo esse inclusive o polo relativo à tensão v'_{qr} a partir da qual o rotor do DFIG começa a saturar) apresentasse sobressinal de 5% e tempo de assentamento¹ (T_{si}) de 100 ms. Os ganhos obtidos para estes controladores são $K_{P_i} = 5,2 \text{ V/A}$ e $K_{I_v} = 232,2 \text{ V/(A.s)}$.

Figura 45 – Variação dos polos da planta.



Fonte: o autor.

Na Figura 46 é mostrada a ECU desenvolvida para o teste dos controladores de corrente. Já na Figura 47 são mostradas as respostas ao degrau unitário simulada e experimental das malhas de controle das correntes do rotor da Figura 44 para as plantas com $r'_r = 6,69 \Omega$ (degrau 1) e $r'_r = 2,63 \Omega$ (degrau 8, sendo a planta para a qual foi projetada o controlador de corrente). Além destas, na Figura 47 também é mostrada a resposta simulada da planta com $r'_r = 0,5712 \Omega$ (a planta com os valores de r'_r e L'_r da Tabela II), de forma a ilustrar como esta difere das respostas obtidas a partir do método de estimação de parâmetros proposto.

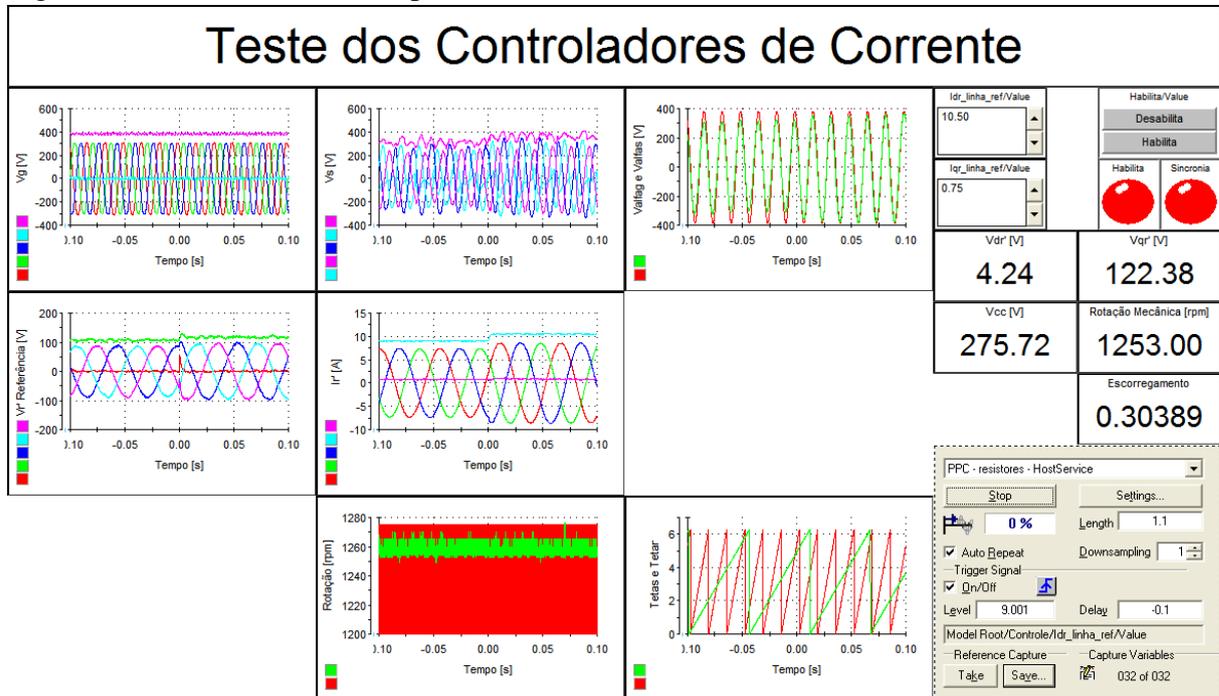
Mais uma vez, para avaliar de forma quantitativa a aproximação das curvas simuladas em relação às obtidas experimentalmente, será utilizado o índice de desempenho NIAE, dado conforme (F.1).

Para a Figura 47, os valores de NIAE para r'_r igual a 6,69 Ω e 2,63 Ω são, respectivamente, 0,9578 e 0,9923. Com isso, conclui-se que o projeto do controlador de corrente realizado

¹ Nesta tese, define-se tempo de assentamento como o tempo necessário para que a resposta atinja o regime permanente.

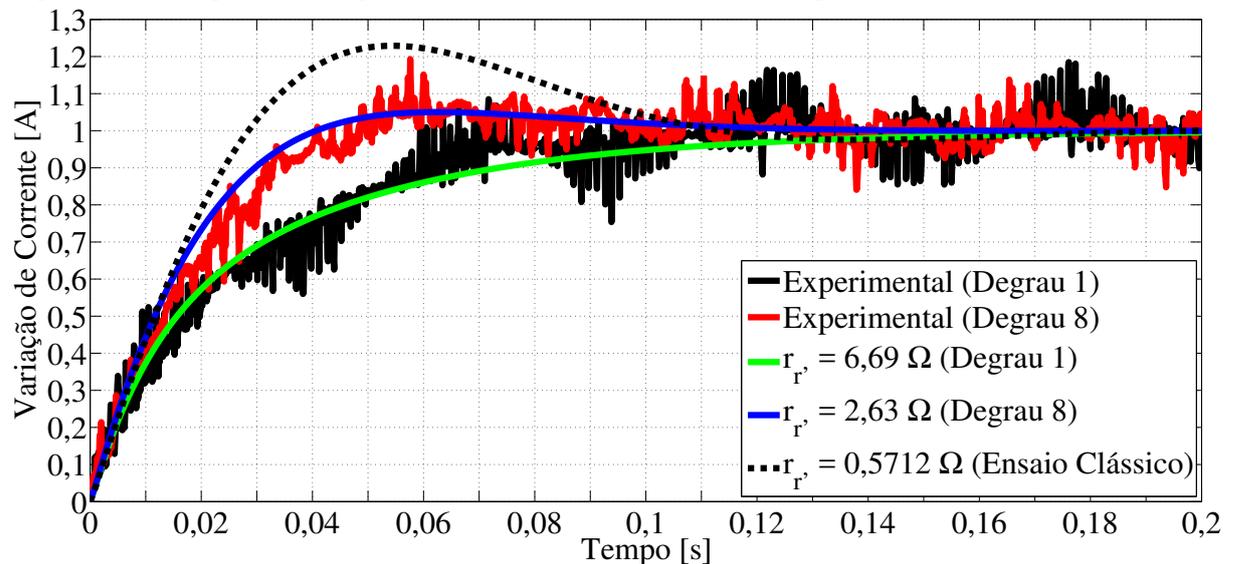
a partir da planta estimada mais lenta mostra-se adequado, pois os resultados de simulação se aproximam dos experimentais para os diversos pontos de operação.

Figura 46 – ECU desenvolvida para o teste dos controladores de corrente.



Fonte: o autor.

Figura 47 – Resposta ao degrau unitário nas correntes do rotor para $T_{si} = 100\text{ms}$.



Fonte: o autor.

Após a sintonia dos controladores de corrente foram aplicados degraus na referência de i'_{dr} com $i'_{qr} = 0$. Assim, a partir de (3.16), determinou-se $L_M = 110,0549$ mH, valor próximo do apresentado na Tabela 15 ($L_M = 108,0018$ mH).

3.4.2 Projeto dos Controladores de Tensão

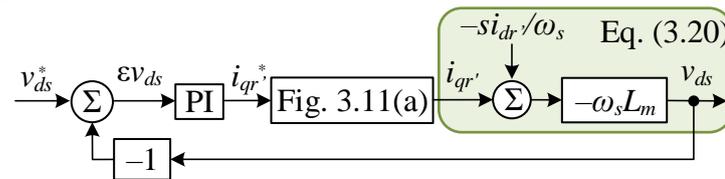
Aplicando a transformada de Laplace às duas primeiras equações de (3.1), têm-se:

$$V_{ds} = sL_M I'_{dr} - \omega_s L_M I'_{qr}, \quad (3.19)$$

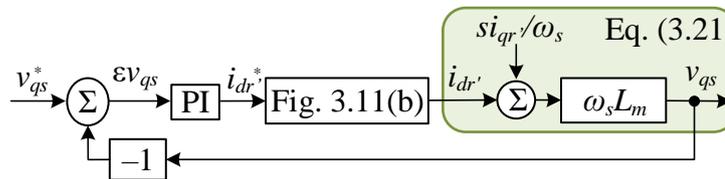
$$V_{qs} = sL_M I'_{qr} + \omega_s L_M I'_{dr}. \quad (3.20)$$

A partir de (3.19) e (3.20) é obtida a representação do ramo de magnetização do DFIG na sincronização, em destaque nas malhas fechadas de controle das tensões do estator da Figura 48. Ao contrário dos controladores de corrente, os termos dependentes de s/ω_s não serão acrescidos como termos de compensação da corrente do rotor, dado que os mesmos são nulos em regime permanente (devido ao termo derivativo s) e por apresentarem valores reduzidos durante o transitório (dado estarem divididos por ω_s).

Figura 48 – Malhas fechadas de controle das tensões do estator.



(a) Eixo direto.



(b) Eixo em quadratura.

Fonte: o autor.

Na Figura 48, os blocos nomeados como Fig. 44(a) e Fig. 44(b) tratam-se das malhas fechadas de controle de corrente tratadas nestas figuras.

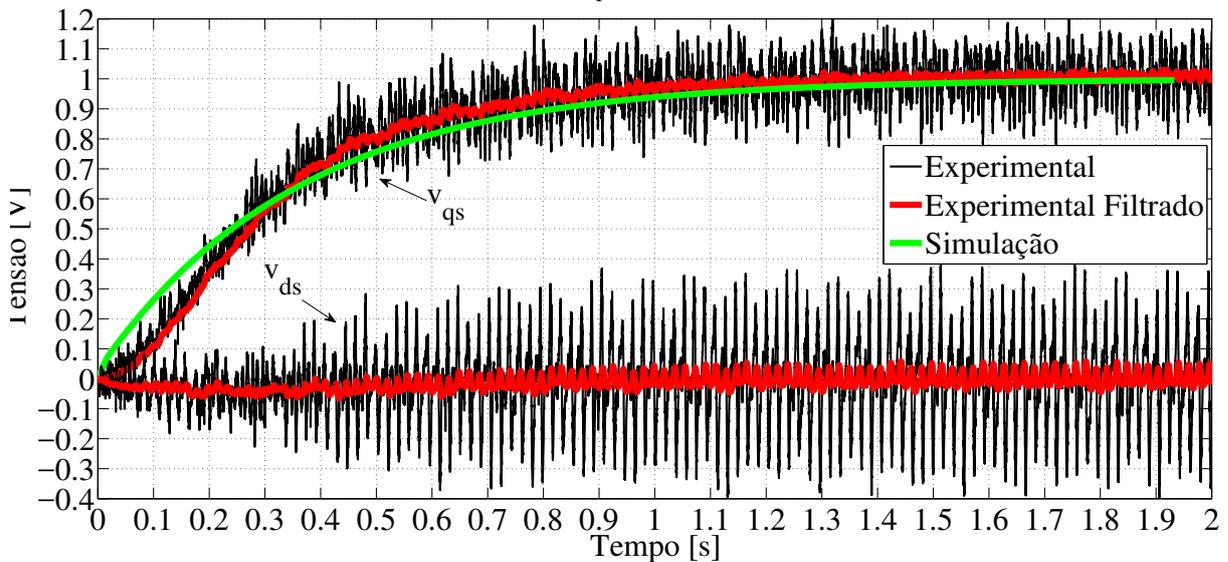
Na sintonia dos PIs, buscou-se uma resposta ao degrau sem sobressinal e com tempo de assentamento de 1 s. Assim, os ganhos proporcional e integral dos controladores são, respectivamente, $K_{Pv} = \pm 0,0009$ A/V e $K_{Iv} = \pm 0,09$ A/(V.s).

Reforça-se mais uma vez que a dinâmica da malha externa de tensão é mais lenta que a da malha interna de corrente para que, a baixas frequências, o ganho da malha interna seja bastante baixo e o ganho da malha externa seja muito maior (RIDLEY *et al.*, 1988).

Na Figura 49 são mostradas as respostas experimental e simulada a um degrau unitário em v_{qs} . Os sinais filtrados advêm de filtros passa-baixa de Butterworth com frequência

de corte de 10 Hz e são apresentados apenas para uma melhor visualização, pois nota-se uma elevada distorção harmônica nas componentes dq das tensões do estator antes da conexão à rede elétrica (que deixa de existir após a conexão). Essa ocorrência se deve a problemas construtivos da própria máquina (como o desequilíbrio entre as fases do circuito do rotor, já citado anteriormente) e à impossibilidade de acesso ao centro estrela do estator para ser possível a realização de medições mais precisas das respectivas tensões.

Figura 49 – Resposta ao degrau unitário em v_{qs} .



Fonte: o autor.

Aplicando (F.1) às respostas das malhas de controle de v_{qs} obtidas por meio de simulação para qualquer dos valores de r'_r e L'_r das Tabelas 6 e 15, o valor de NIAE obtido foi de 0,9403. Assim, a partir do projeto adequado do controlador de corrente (ou seja, para a planta mais lenta obtida no ensaio de estimação proposto), quaisquer dos valores de r'_r e L'_r das Tabelas 6 e 15 poderiam ser utilizados para a sintonia da malha de controle da tensão do estator.

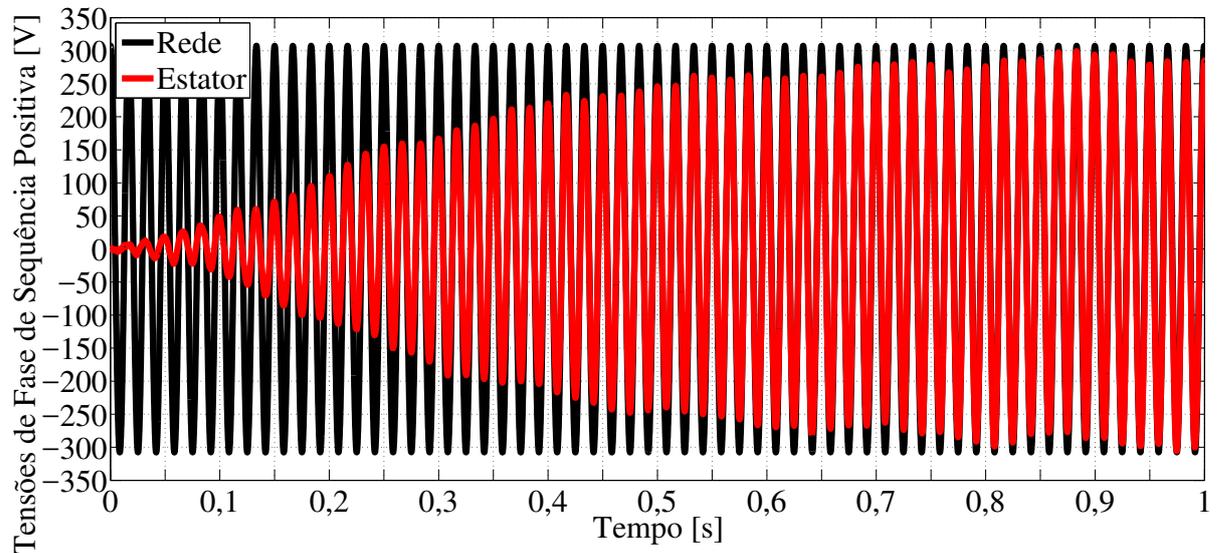
Esta afirmação é reforçada pelas respostas em frequência de malha aberta dos controladores de tensão, que apresentam margens de fase praticamente iguais, mais especificamente, cerca de 90° e frequências de cruzamento de 3,75 rad/s.

Ainda, além do comportamento semelhante das curvas de v_{qs} simulada e experimental filtrada, percebe-se na Figura 49 um discreto acoplamento em v_{ds} . Assim, conclui-se que a não inclusão dos termos de alimentação em avanço das correntes do rotor é perfeitamente aceitável.

Na Figura 50 são mostradas as tensões de fase de sequência positiva durante o processo de sincronização. Visando uma melhor visualização, as mesmas foram limitadas até o instante 1 s. As oscilações de baixa frequência presentes na tensão de fase do estator se devem,

como citado anteriormente, a problemas construtivos da própria máquina.

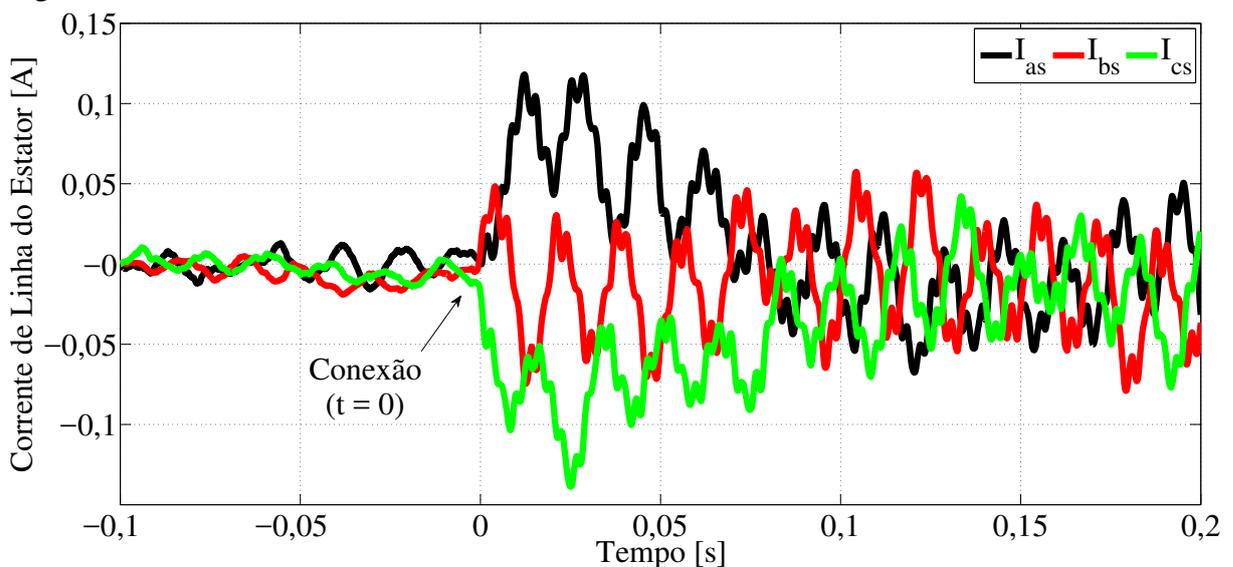
Figura 50 – Tensões de fase de sequência positiva na sincronização.



Fonte: o autor.

Como mostrado na Figura 51, no instante da conexão ($t = 0$) não foram verificados picos de corrente consideráveis no estator. Isto assegura que a sincronização foi realizada satisfatoriamente. As distorções e desequilíbrios presentes no sinal de corrente da Figura 51 se devem, como citado anteriormente, a problemas construtivos da própria máquina.

Figura 51 – Corrente no estator no instante da conexão à rede elétrica.



Fonte: o autor.

3.5 Conclusões do Capítulo

Este capítulo apresentou uma das propostas desta tese: considerar as perdas suplementares e do núcleo do DFIG com estator em aberto durante o processo de sincronização à rede elétrica como agrupadas na resistência do rotor (r'_r). Para tal, foi apresentado um método simplificado de estimação dos parâmetros do circuito equivalente do rotor para fins de projeto dos controladores de corrente, o qual necessita apenas de valores em regime permanente das variáveis em dq .

A partir dos resultados experimentais mostrou-se que o projeto dos controladores de corrente é mais preciso quando realizado considerando um valor de r'_r maior do que o obtido por meio do ensaio clássico de medição da resistência em CC. Neste sentido, a utilização do valor obtido pelo método de estimação proposto conduziu a resultados satisfatórios.

Ainda, estando os controladores de corrente projetados de forma adequada (ou seja, para a planta menos amortecida obtida no ensaio de estimação proposto), poderiam ser utilizados para o projeto dos controladores de tensão os valores de resistência e indutância do rotor referidas ao estator tanto obtidos por meio de ensaios clássicos quanto pela metodologia proposta.

Assim, como vantagens ao SCEE baseado em DFIG, o presente capítulo mostra que a utilização dos parâmetros estimados pelo método proposto garante o adequado projeto dos controladores, com a consequente sincronização do DFIG à rede elétrica da forma esperada.

Como há modificações na planta após a conexão do DFIG à rede elétrica, essa variação deve ser considerada no projeto dos controladores de corrente caso estes sejam mantidos para as duas situações: sincronização e conexão. Alternativamente, outros controladores de corrente podem ser utilizados após a conexão, projetados para essa situação específica.

4 CONTROLADORES DAS CORRENTES DO ROTOR

“Há uma forma de fazer isso melhor – encontre-a.”

(Thomas Edison)

Como tratado na Seção 2.3, esta tese faz uso de controladores PI para o controle das correntes do rotor de sequência positiva e P+R para o controle das correntes do rotor de sequência negativa (em $dq_{2\sim}$).

Assim, neste capítulo trata-se primeiramente dos controladores PI para o controle das componentes de sequência negativa das correntes do rotor do DFIG. A partir destes e das efetuadas por Zmood *et al.* (2001) são determinados os respectivos controladores P+R e R_0 , bem como os termos de alimentação direta, de forma que os ganhos dos controladores PIs também sejam válidos para os controladores P+R e R_0 .

4.1 Funções de Transferência da Sequência Negativa do DFIG

Nesta seção é desenvolvido um equacionamento semelhante ao da Seção E.2, mas agora para a sequência negativa. Assim, a partir de (C.47), tem-se:

$$\begin{cases} \phi_{d2s} = L_s i_{d2s} + L_M i'_{d2r} \rightarrow i_{d2s} = \frac{\phi_{d2s} - L_M i'_{d2r}}{L_s} \\ \phi_{q2s} = L_s i_{q2s} + L_M i'_{q2r} \rightarrow i_{q2s} = \frac{\phi_{q2s} - L_M i'_{q2r}}{L_s} \end{cases} \quad (4.1)$$

Substituindo (4.1) nas equações dos fluxos concatenados ϕ'_{d2r} e ϕ'_{q2r} , definidas em (C.47), e considerando (D.15) e (D.16), tem-se:

$$\begin{cases} \phi'_{d2r} = L'_r i'_{d2r} + L_M \frac{-v_{q2s}/\omega_s - L_M i'_{d2r}}{L_s} = \sigma L'_r i'_{d2r} - \frac{L_M v_{q2s}}{\omega_s L_s} \\ \phi'_{q2r} = L'_r i'_{q2r} + L_M \frac{v_{d2s}/\omega_s - L_M i'_{q2r}}{L_s} = \sigma L'_r i'_{q2r} + \frac{L_M v_{d2s}}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (4.2)$$

Assim, substituindo (E.9) e (4.2) nas equações das tensões v'_{d2r} e v'_{q2r} de (C.47) e efetuando algumas substituições, tem-se:

$$\begin{cases} v'_{d2r} = r'_r i'_{d2r} + L'_r \frac{di'_{d2r}}{dt} + \omega_{r2} L'_r \left[\sigma i'_{q2r} + (1 - \sigma) \frac{v_{d2s}}{\omega_s L_M} \right] + L_M \frac{di_{d2s}}{dt} \\ v'_{q2r} = r'_r i'_{q2r} + L'_r \frac{di'_{q2r}}{dt} - \omega_{r2} L'_r \left[\sigma i'_{d2r} - (1 - \sigma) \frac{v_{q2s}}{\omega_s L_M} \right] + L_M \frac{di_{q2s}}{dt} \end{cases} \quad (4.3)$$

Os termos di_{d2s}/dt e di_{q2s}/dt em (4.3) são obtidos das equações das tensões v_{d2s} e

v_{q2s} de (C.47) e, mais uma vez considerando (D.15) e (D.16), tem-se:

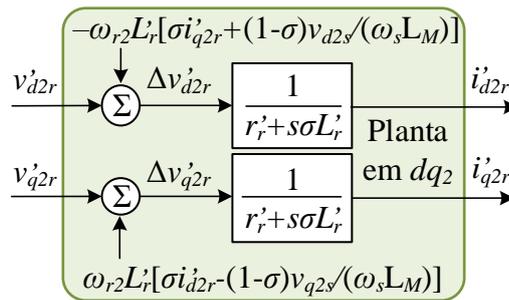
$$\begin{cases} \frac{di_{d2s}}{dt} = \left[v_{d2s} - r_s i_{d2s} - \omega_s \phi_{q2s} - L_M \frac{di'_{d2r}}{dt} \right] \frac{1}{L_s} \approx -\frac{L_M}{L_s} \frac{di'_{d2r}}{dt} \\ \frac{di_{q2s}}{dt} = \left[v_{q2s} - r_s i_{q2s} + \omega_s \phi_{d2s} - L_M \frac{di'_{q2r}}{dt} \right] \frac{1}{L_s} \approx -\frac{L_M}{L_s} \frac{di'_{q2r}}{dt} \end{cases} \quad (4.4)$$

Substituindo agora (4.4) em (4.3) e aplicando a transformada de Laplace, tem-se:

$$\begin{cases} V'_{d2r}(s) = (r'_r + sL'_r \sigma) I'_{d2r}(s) + \omega_{r2} L'_r \left[\sigma I'_{q2r}(s) + (1 - \sigma) \frac{V_{d2s}(s)}{\omega_s L_M} \right] \\ V'_{q2r}(s) = (r'_r + sL'_r \sigma) I'_{q2r}(s) - \omega_{r2} L'_r \left[\sigma I'_{d2r}(s) - (1 - \sigma) \frac{V_{q2s}(s)}{\omega_s L_M} \right] \end{cases} \quad (4.5)$$

Na Figura 52 é mostrado o diagrama de blocos esquemático obtido a partir de (4.5), o qual será considerado como a planta representativa da sequência negativa do DFIG.

Figura 52 – Planta representativa da sequência negativa do DFIG.



Fonte: o autor.

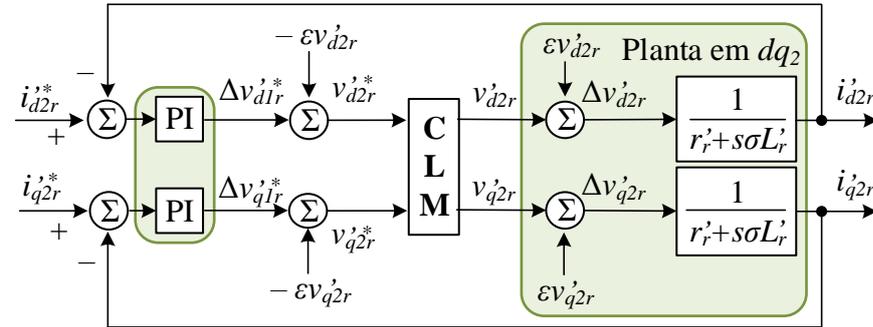
Pela Figura 52 pode-se observar que caso os termos dependentes da frequência angular ω_{r2} forem tidos como termos de alimentação direta (*feed-forward*) da tensão do rotor, ou seja,

$$\begin{cases} \Delta v'_{d2r} = v'_{d2r} + \varepsilon v'_{d2r}, \text{ com } \varepsilon v'_{d2r} = -\omega_{r2} L'_r \left[\sigma i'_{q2r} + (1 - \sigma) \frac{v_{d2s}}{\omega_s L_M} \right] \\ \Delta v'_{q2r} = v'_{q2r} + \varepsilon v'_{q2r}, \text{ com } \varepsilon v'_{q2r} = \omega_{r2} L'_r \left[\sigma i'_{d2r} - (1 - \sigma) \frac{v_{q2s}}{\omega_s L_M} \right] \end{cases}, \quad (4.6)$$

garante-se o desacoplamento entre os eixos d_2 e q_2 e o DFIG pode ser representado em dq_2 por meio das mesmas FTs de (E.15) e (E.16).

A partir das Figuras 84 e 52 e das equações (E.14) e (4.6), chega-se à Figura 53, que mostra o diagrama de blocos da malha fechada de controle das correntes do rotor de sequência negativa. Ressalta-se que o bloco CLM na 53 trata-se do bloco composto em especial pelo PWM e pelo próprio conversor, conforme mostrado na Figura 86.

Figura 53 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor de sequência negativa.



Fonte: o autor.

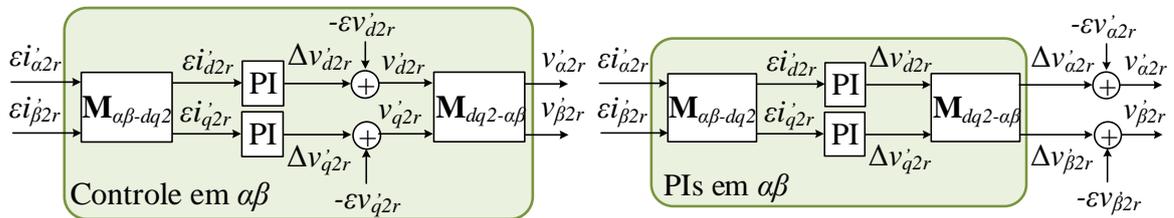
4.2 Controlador P+R Equivalente

A desvantagem do esquema de controle da Figura 53 é a necessidade de se efetuar a separação das componentes de sequência positiva e negativa. De forma a contornar esse inconveniente, será detalhado agora o equacionamento relativo à utilização de controladores proporcional+ressonante (P+R) para o controle das componentes de sequência negativa, sendo este baseado nas transformações apresentadas no Apêndice A e em (ZMOOD *et al.*, 2001). Algumas destas operações serão apresentadas na forma de diagramas para facilitar a visualização.

4.2.1 Equacionamento

Aplicando a matriz de transformação de $\alpha\beta$ para dq_2 e sua inversa, respectivamente dadas por (A.24) e (A.25), às malhas de controle da Figura 53, é obtida a Figura 54(a).

Figura 54 – Controle de sequência negativa no referencial $\alpha\beta$.



(a) Termos de alimentação direta em dq_2 .

(b) Termos de alimentação direta em $\alpha\beta_2$.

Fonte: o autor.

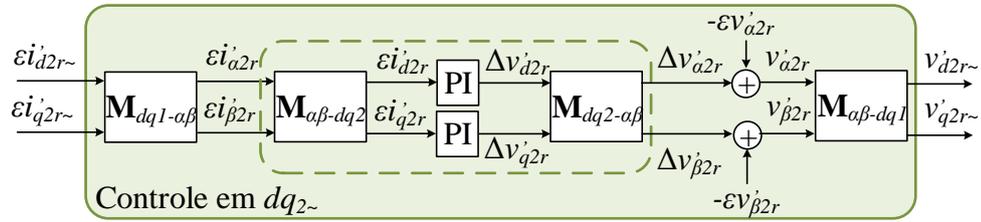
Ao se representar termos de alimentação direta da Figura 54(a) em $\alpha\beta$, ou seja,

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v'_{\alpha 2r} \\ \varepsilon v'_{\beta 2r} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{r2}) & \text{sen}(\theta_{r2}) \\ -\text{sen}(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{dq2-\alpha\beta}} \begin{bmatrix} \varepsilon v'_{d2r} \\ \varepsilon v'_{q2r} \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

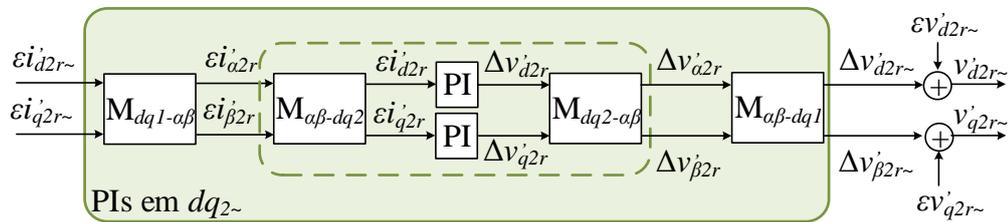
são obtidos os controladores PIs em $\alpha\beta$, os quais são mostrados na Figura 54(b). O ângulo θ_{r2} é dado conforme (D.18).

Aplicando agora a matriz de transformação de $\alpha\beta$ para dq_1 e sua inversa, respectivamente dadas por (A.20) e (A.21), aos controladores da Figura 54(b), é obtida a Figura 55(a).

Figura 55 – Controle de sequência negativa no referencial $dq_{2\sim}$.



(a) Termos de alimentação direta em $\alpha\beta_2$.



(b) Termos de alimentação direta em $dq_{2\sim}$.

Fonte: o autor.

Ao se representar termos de alimentação direta da Figura 55(a) em $dq_{2\sim}$, ou seja,

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v'_{d2r\sim} \\ \varepsilon v'_{q2r\sim} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r1}) & \text{sen}(\theta_{r1}) \\ -\text{sen}(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon v'_{\alpha 2r} \\ \varepsilon v'_{\beta 2r} \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

são obtidos os controladores PIs em $dq_{2\sim}$, os quais são mostrados na Figura 55(b). O ângulo θ_{r1} é dado conforme (D.17).

Substituindo (D.17), (D.18) e (4.7) em (4.8), tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \varepsilon v'_{d2r\sim} \\ \varepsilon v'_{q2r\sim} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r1}) & \text{sen}(\theta_{r1}) \\ -\text{sen}(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r2}) & \text{sen}(\theta_{r2}) \\ -\text{sen}(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon v'_{d2r} \\ \varepsilon v'_{q2r} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(2\theta_{\phi s1}) & \text{sen}(2\theta_{\phi s1}) \\ -\text{sen}(2\theta_{\phi s1}) & \cos(2\theta_{\phi s1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon v'_{d2r} \\ \varepsilon v'_{q2r} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Pode-se reescrever (4.6) da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v'_{d2r} \\ \varepsilon v'_{q2r} \end{bmatrix} = \omega_{r2} L'_r \left(\begin{bmatrix} -\sigma i'_{q2r} \\ \sigma i'_{d2r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(1-\sigma) \frac{v_{d2s}}{\omega_s L_M} \\ -(1-\sigma) \frac{v_{q2s}}{\omega_s L_M} \end{bmatrix} \right) = A \begin{bmatrix} -i'_{q2r} \\ i'_{d2r} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v_{d2s} \\ v_{q2s} \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

com $A = \omega_{r2} L'_r \sigma$ e $B = -\omega_{r2} L'_r (1-\sigma) / (\omega_s L_M)$. Assim, substituindo (4.10) em (4.9), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v'_{d2r\sim} \\ \varepsilon v'_{q2r\sim} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\theta_{\phi s1}) & \text{sen}(2\theta_{\phi s1}) \\ -\text{sen}(2\theta_{\phi s1}) & \cos(2\theta_{\phi s1}) \end{bmatrix} \left(A \begin{bmatrix} -i'_{q2r} \\ i'_{d2r} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v_{d2s} \\ v_{q2s} \end{bmatrix} \right). \quad (4.11)$$

Aplicando (A.25) e (D.6) a (4.11), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v'_{d2r\sim} \\ \varepsilon v'_{q2r\sim} \end{bmatrix} = A \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{r1}) & \text{sen}(\theta_{r1}) \\ -\text{sen}(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{\alpha\beta-dq1}} \begin{bmatrix} -i'_{\beta 2r} \\ i'_{\alpha 2r} \end{bmatrix} + B \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{\phi s1}) & \text{sen}(\theta_{\phi s1}) \\ -\text{sen}(\theta_{\phi s1}) & \cos(\theta_{\phi s1}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{\alpha\beta-dq1}} \begin{bmatrix} v_{\alpha 2s} \\ v_{\beta 2s} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} -i'_{q2r\sim} \\ i'_{d2r\sim} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v_{d2s\sim} \\ v_{q2s\sim} \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

A partir de (4.12) percebe-se que a partir das transformações entre referenciais detalhadas anteriormente, as componentes de alimentação direta passam a ser compostas por termos oscilando no dobro da frequência da rede elétrica, conforme detalhado na Seção D.1.2.

As multiplicações de matrizes da Figura 55(b) são dadas por:

$$\mathbf{M}_{dq1-\alpha\beta} \cdot \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq2} = \begin{bmatrix} \cos(2\theta_{\phi s1}) & -\text{sen}(2\theta_{\phi s1}) \\ \text{sen}(2\theta_{\phi s1}) & \cos(2\theta_{\phi s1}) \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

$$\mathbf{M}_{dq2-\alpha\beta} \cdot \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq1} = \begin{bmatrix} \cos(2\theta_{\phi s1}) & \text{sen}(2\theta_{\phi s1}) \\ -\text{sen}(2\theta_{\phi s1}) & \cos(2\theta_{\phi s1}) \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Com isso, os valores de saída dos controladores em $dq2\sim$ da Figura 55(b), no domínio do tempo, são dados por (ZMOOD *et al.*, 2001):

$$\Delta v'_{d2r\sim}(t) = \text{PI}_{d2}(t) * [\varepsilon i'_{d2r\sim}(t) \cos(2\theta_{\phi s1}) - \varepsilon i'_{q2r\sim}(t) \text{sen}(2\theta_{\phi s1})] \cos(2\theta_{\phi s1}) + \text{PI}_{q2}(t) * [\varepsilon i'_{d2r\sim}(t) \text{sen}(2\theta_{\phi s1}) + \varepsilon i'_{q2r\sim}(t) \cos(2\theta_{\phi s1})] \text{sen}(2\theta_{\phi s1}), \quad (4.15)$$

$$\Delta v'_{q2r\sim}(t) = -\text{PI}_{d2}(t) * [\varepsilon i'_{d2r\sim}(t) \cos(2\theta_{\phi s1}) - \varepsilon i'_{q2r\sim}(t) \text{sen}(2\theta_{\phi s1})] \text{sen}(2\theta_{\phi s1}) + \text{PI}_{q2}(t) * [\varepsilon i'_{d2r\sim}(t) \text{sen}(2\theta_{\phi s1}) + \varepsilon i'_{q2r\sim}(t) \cos(2\theta_{\phi s1})] \cos(2\theta_{\phi s1}), \quad (4.16)$$

em que $*$ representa o produto de convolução. Aplicando a transformada de Laplace a (4.15) e

(4.16), conforme deduzido por Zmood *et al.* (2001), têm-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta V'_{d2r\sim}(s) \\ \Delta V'_{q2r\sim}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} G_{PI}(p_1) + G_{PI}(p_2) & j[G_{PI}(p_1) - G_{PI}(p_2)] \\ -j[G_{PI}(p_1) - G_{PI}(p_2)] & G_{PI}(p_1) + G_{PI}(p_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon I'_{d2r\sim}(s) \\ \varepsilon I'_{q2r\sim}(s) \end{bmatrix}, \quad (4.17)$$

$$R(s) = \frac{K_I s}{s^2 + (2\omega_g)^2}, \quad (4.18)$$

$$R_0(s) = \frac{K_I (2\omega_g)}{s^2 + (2\omega_g)^2}, \quad (4.19)$$

em que $G_{PI}(s)$ é dado conforme G.18, $p_1 = s + j2\omega_g$ e $p_2 = s - j2\omega_g$. Para evitar problemas de estabilidade associados com um ganho infinito na frequência de ressonância $2\omega_g$, (ZMOOD *et al.*, 2001) sugerem a utilização do seguinte controlador ao invés do apresentado em (4.18):

$$R(s) = \frac{K_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (2\omega_g)^2}, \quad (4.20)$$

em que $\omega_c \ll 2\omega_g$ representa a frequência de corte do controlador. Ainda, por meio de (4.20) pode-se alterar a largura de banda e, conseqüentemente, a sensibilidade em torno da frequência de ressonância $2\omega_g$ por meio da seleção apropriada de ω_c .

De forma análoga, $R_0(s)$ pode ser representado, alternativamente, por:

$$R_0(s) = \frac{K_i (2\omega_g) \omega_c}{s^2 + 2\omega_c s + (2\omega_g)^2} \quad (4.21)$$

4.2.2 Malhas de Controle das Correntes do Rotor

Na Figura 86 é mostrado o diagrama de blocos da malha fechada de controle das correntes do rotor de sequência positiva. A partir desta figura e do equacionamento desenvolvido anteriormente neste capítulo, chega-se à Figura 56, na qual são mostradas as malhas fechadas de controle das correntes do rotor de sequências positiva e negativa.

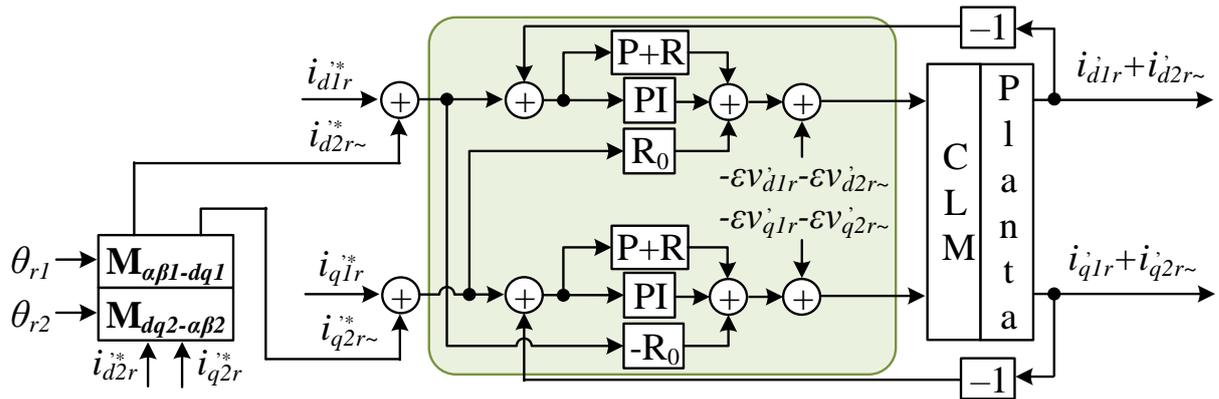
Como mostrado na Figura 56, as referências de corrente no referencial dq_2 são transformadas para $dq_{2\sim}$, conforme (D.6), e então somadas às referências de corrente em dq_1 . Assim, não há a necessidade de se efetuar a separação das correntes do rotor de eixo direto e quadratura em suas componentes de sequência, bastando utilizá-las diretamente como sinais de realimentação. Dessa forma, os controladores PI buscam zerar o erro da parcela em dq_1 enquanto que os controladores P+R e R_0 se encarregam de buscar zerar o erro da parcela em $dq_{2\sim}$.

Já em relação aos termos de alimentação direta (*feed-forward*), estes também devem

apresentar uma parcela contínua e outra oscilante. Para tal, (E.14) pode ser reescrita como:

$$\begin{cases} \varepsilon v'_{d1r} = \frac{\omega_{r1}}{\omega_{r2}} (A i'_{q1r} + B v_{d1s}) \\ \varepsilon v'_{q1r} = \frac{\omega_{r1}}{\omega_{r2}} (-A i'_{d1r} + B v_{q1s}) \end{cases}, \quad (4.22)$$

Figura 56 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor.



Fonte: o autor.

Substituindo as tensões e correntes com subscrito 1 (sequência positiva) em (4.22) pelas respectivas variáveis apresentando componentes contínua e oscilante, além de fazer uso de (4.12), resulta em:

$$\begin{cases} \frac{\omega_{r1}}{\omega_{r2}} [A(i'_{q1r} + i'_{q2r\sim}) + B(v_{d1s} + v_{d2s\sim})] = \varepsilon v'_{d1r} + \frac{\omega_{r1}}{\omega_{r2}} (A i'_{q2r\sim} + B v_{d2s\sim}) \\ \frac{\omega_{r1}}{\omega_{r2}} [-A(i'_{d1r} + i'_{d2r\sim}) + B(v_{q1s} + v_{q2s\sim})] = \varepsilon v'_{dqr} + \frac{\omega_{r1}}{\omega_{r2}} (-A i'_{d2r\sim} + B v_{q2s\sim}) \end{cases}. \quad (4.23)$$

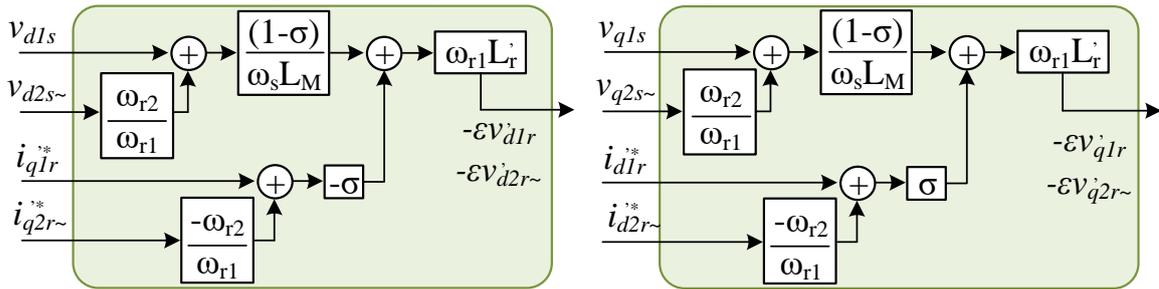
Como mostrado em (4.23), a utilização em (4.22) das tensões do estator e correntes do rotor, ambas com suas parcelas contínua e oscilante, não garante o desacoplamento entre os eixos d e q , pois o segundo termo a direita de (4.23) é diferente de (4.12). Para tal, estas componentes são determinadas conforme (E.14) e (4.23), sendo representadas de forma gráfica na Figura 57.

Notar que foram utilizados os valores de referência das correntes do rotor, enquanto que os valores de tensões do estator são aqueles determinados por algum dos métodos de separação de componentes detalhados no Apêndice D (no caso desta tese, faz-se uso do DSOGI-FLL).

É necessária a abordagem mostrada na Figura 57 por conta da presença do termo ω_{r1}/ω_{r2} , o qual é variável com o escorregamento da máquina. A partir de (C.12) e (C.13), tem-se que:

$$\frac{\omega_{r1}}{\omega_{r2}} = \frac{s}{2-s}. \quad (4.24)$$

Figura 57 – Determinação das componentes de alimentação direta.



Fonte: o autor.

Assim, no caso de não se utilizar (4.20), à medida que a velocidade variasse o sistema de controle iria perdendo precisão.

4.2.3 Sintonia dos Controladores P+R e R_0

Como os controladores P+R e R_0 deduzidos anteriormente são originados dos PIs de sequência negativa e dado que as plantas de sequência negativa e positiva são iguais, os ganhos K_P e K_I destes controladores também são iguais.

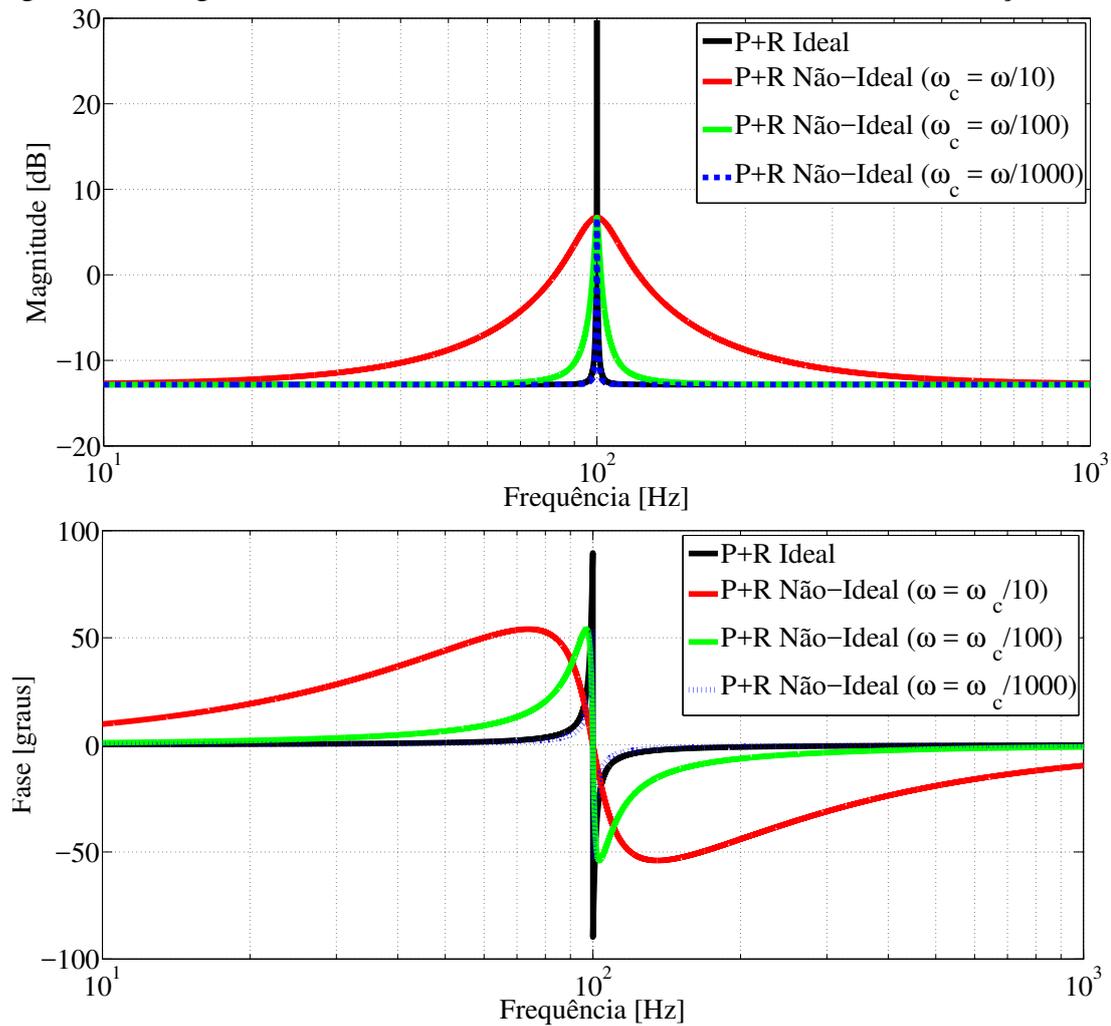
Vale ressaltar que nos trabalhos de Hu *et al.* (2009) e Hu e He (2009) o valor do ganho do termo ressonante (o qual será chamado de K_R) é mais de 10 vezes superior que o do termo integral. Isso se deve ao fato de que estes trabalhos apenas introduzem o controlador P+R para o controle da sequência negativa, sem utilizar o termo R_0 e as componentes de alimentação direta deduzidas nesta tese. Dessa forma, esse ganho possivelmente foi determinado de forma empírica.

Entretanto, conforme tratado na Seção 4.2.1, Zmood *et al.* (2001) sugerem a utilização dos termos ressonantes não-ideais de (4.20) de forma a evitar problemas de estabilidade associados com um ganho infinito na frequência de ressonância. Estes apresentam o termo $\omega_c \ll 2\omega_g$, o qual precisa ser determinado.

Assim, para embasar a escolha deste termo, foi elaborada a Figura 58. Nela é mostrado o diagrama de Bode dos controladores P+R ideal e não-ideal em função de ω_c para o SCEE baseado em DFIG simulado no apêndice H (Tabela 11) e com ganhos $K_P = 0,1140 \Omega$ e $K_I = 1,933 \Omega/s$ calculados conforme o método da amplitude ótima anteriormente descrito.

Pela Figura 58 verifica-se que o controlador P+R ideal apresenta ganho tendendo ao infinito na frequência de ressonância, ao contrário do controlador P+R não-ideal. Ainda, para que as curvas de magnitude e fase dos dois controladores apresentem forma semelhante, é necessário que $\omega_c \approx \omega/1000$ rad/s. Verificou-se de forma empírica que $\omega_c \approx 0,91$ rad/s.

Figura 58 – Diagrama de Bode dos controladores P+R ideal e não ideal em função de ω_c .



Fonte: o autor.

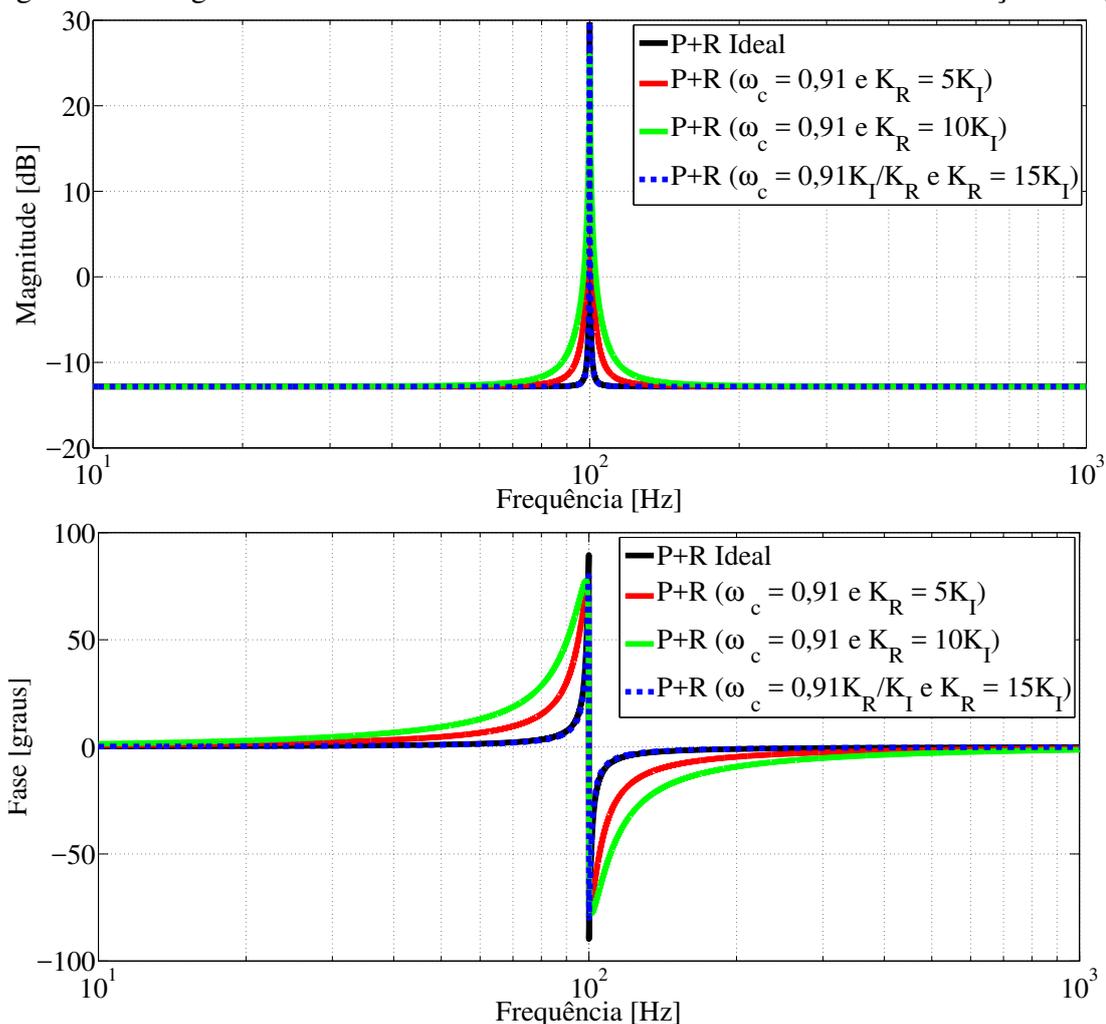
Já na Figura 59 é mostrado o diagrama de Bode dos controladores P+R ideal e não-ideal em função de K_R e $\omega_c = 0,91$ rad/s. Verifica-se que à medida que se aumenta o ganho K_R também se altera a largura de banda.

Verificou-se de forma empírica que para as curvas de magnitude e fase dos dois controladores apresentem forma semelhante é necessário também variar ω_c em função de K_R , sendo:

$$\omega_c = \frac{K_I}{0,91K_R}. \quad (4.25)$$

Vale ressaltar que os valores de ω_c e K_R determinados pela metodologia empírica apresentada aqui se aproximam dos utilizados em (HU *et al.*, 2009). Ainda, resultados semelhantes foram obtidos para o termo R_0 , os quais não são apresentados.

Figura 59 – Diagrama de Bode dos controladores P+R ideal e não ideal em função de K_R .



Fonte: o autor.

4.2.4 Verificação por Meio de Simulação

Para verificar o adequado desempenho dos controladores anteriormente tratados, o sistema detalhado no Apêndice H foi simulado para uma dada situação, sendo que foram considerados seguintes circuitos de controle das correntes do rotor:

1. Controladores PI e P+R sem componentes de alimentação direta;
2. Controladores PI e P+R com componente de alimentação direta de sequência positiva, conforme (4.22);
3. Controladores PI e P+R com componentes de alimentação direta de seqüências positiva e negativa calculadas de forma errada, conforme (4.23);

4. Controladores PI e P+R com componentes de alimentação direta de sequências positiva e negativa calculadas de forma correta, conforme Figura 57;
5. Controladores PI, P+R e R_0 sem componentes de alimentação direta;
6. Controladores PI, P+R e R_0 com componente de alimentação direta de sequência positiva, conforme (4.22);
7. Controladores PI, P+R e R_0 com componentes de alimentação direta de sequências positiva e negativa calculadas de forma errada, conforme (4.23);
8. Controladores PI, P+R e R_0 com componentes de alimentação direta de sequências positiva e negativa calculadas de forma correta, conforme Figura 57;

Na Figura 60 são apresentados os resultados obtidos. Por meio destes, verifica-se a importância do correto cálculo das componentes de alimentação direta, pois somente os circuitos 4 e 8, que apresentam estas componentes, seguiram corretamente as referências. Ainda, estando estas corretamente calculadas, seria possível a utilização do circuito 4, sem os termos R_0 de (4.21).

Vale ressaltar que para os demais circuitos seguirem os valores de referência seria necessário a elevação dos ganhos, sendo que, na literatura pesquisada, tal processo é geralmente realizado de forma empírica.

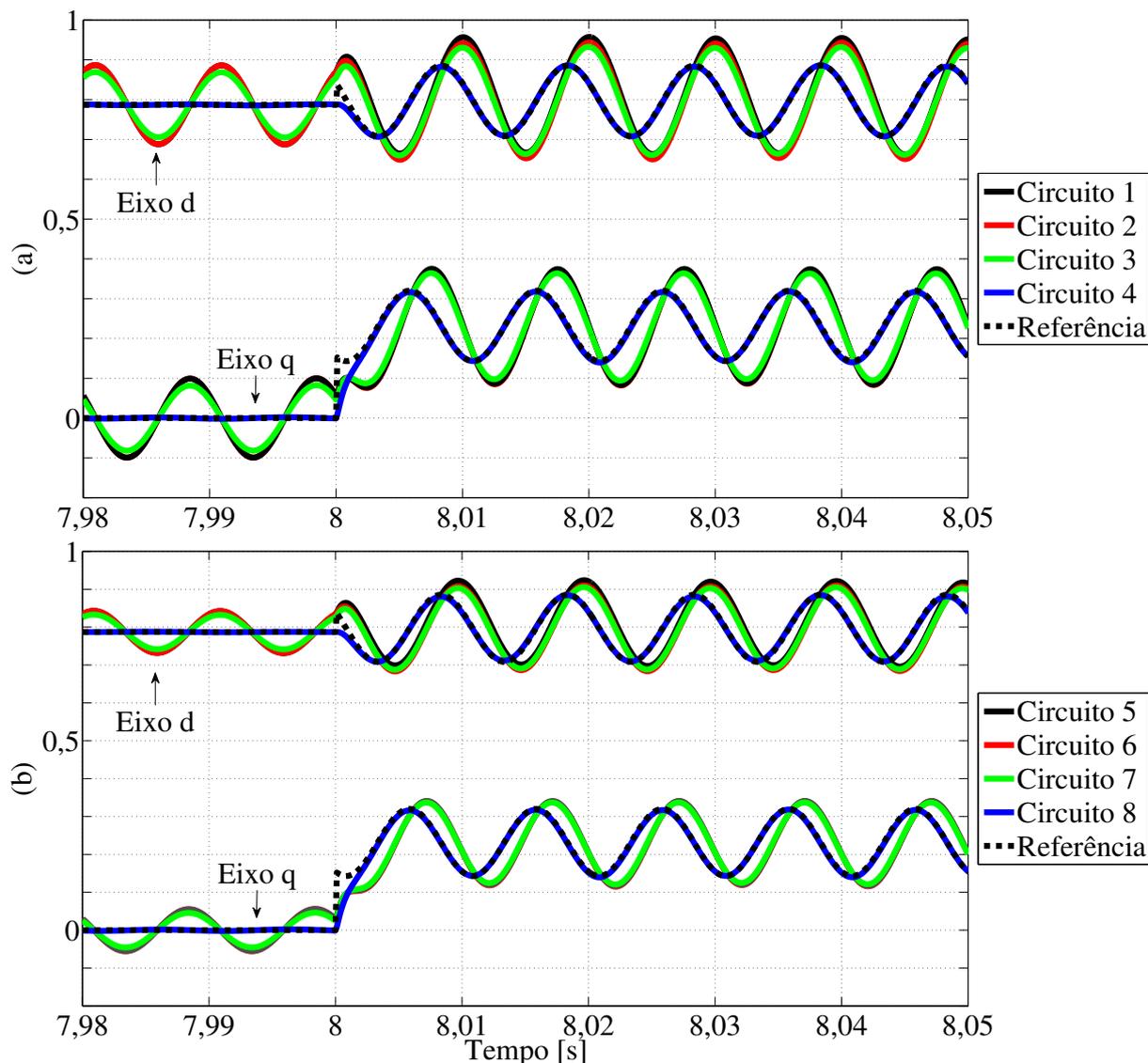
4.3 Comparação entre os Esquemas de Controle

Na Figura 61 é mostrada, para a mesma situação da Figura 60, a comparação entre os esquemas de controle tratados nas Seções 4.2 (com PIs para o controle das componentes de sequência positiva e negativa) e 4.3 (com PIs e P+R para o controle das componentes de sequência positiva e negativa, respectivamente).

Pela 61 percebe-se que apesar de todos os controladores garantirem o seguimento dos valores de referência, o esquema com controladores PI e P+R mostra-se mais rápido. Isso se deve ao fato do esquema de controle somente com PIs necessitar da separação das componentes de sequências positiva e negativa, enquanto o outro esquema de controle não necessita de tal procedimento.

Ainda, a Figura 61 comprova mais uma vez que é aceitável se desprezar os termos R_0 presentes na diagonal secundária da matriz de (4.17).

Figura 60 – Correntes do rotor [kA] para os circuitos (a) 1 a 4 e (b) 5 a 8.



Fonte: o autor.

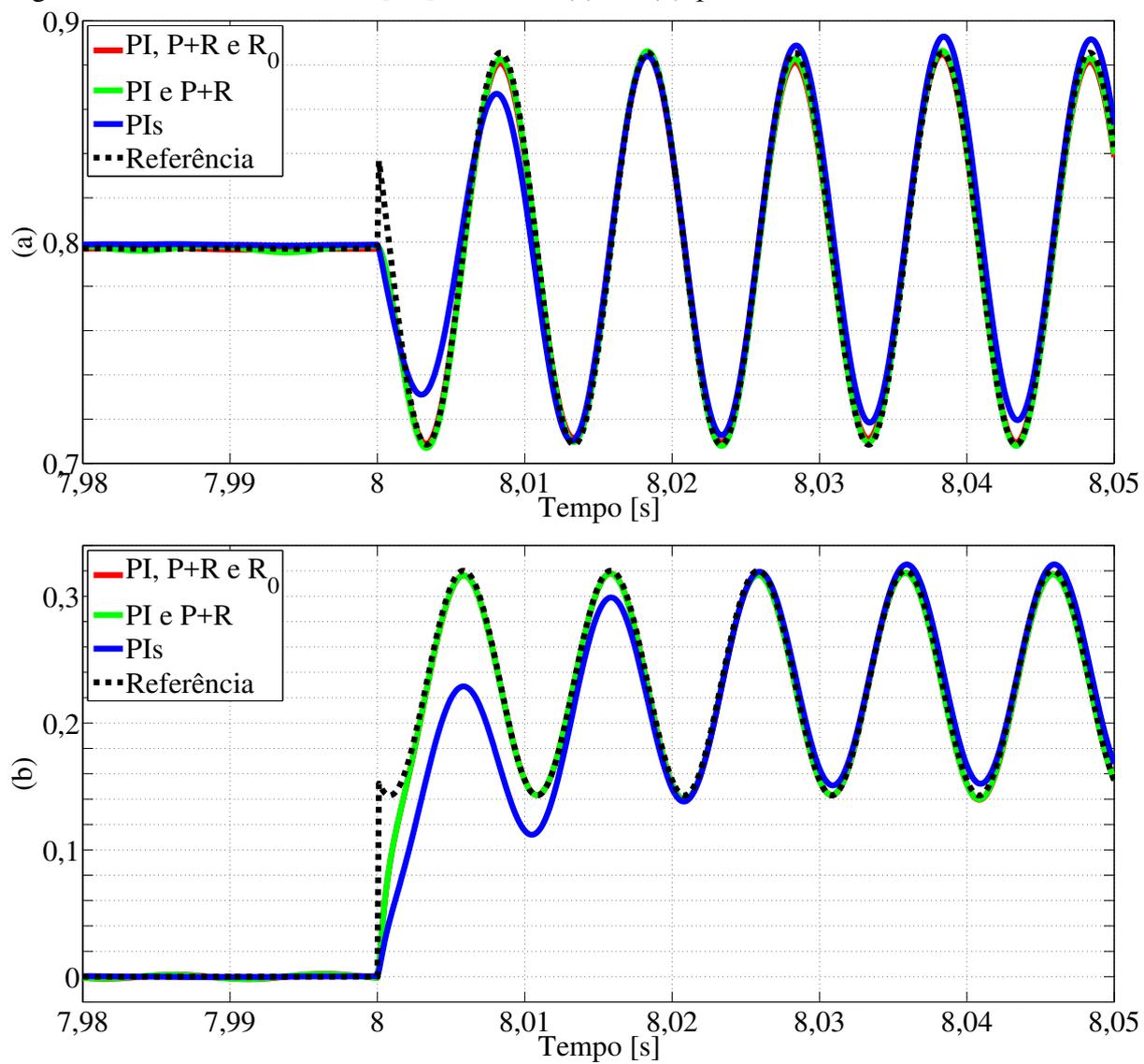
4.4 Conclusões do Capítulo

Este capítulo apresentou o equacionamento dos controladores ressonantes e respectivas componentes de alimentação direta, os quais são utilizados no controle das componentes de sequência negativa das correntes do rotor. Pela metodologia apresentada, é possível determinar os ganhos dos controladores a partir de métodos clássicos de sintonia de controladores PI convencionais, como o método da magnitude ótima.

A partir das simulações realizadas, mostrou-se a importância da utilização das componentes de alimentação direta no desempenho destes controladores. Ainda, mostrou-se que o esquema com controladores PI (controlando as componentes de sequência positiva) e P+R (controlando as componentes de sequência negativa) mostra-se mais rápido que o esquema

utilizando somente controladores PI.

Figura 61 – Correntes do rotor [kA] nos eixos (a) d e (b) q .



Fonte: o autor.

5 CONCLUSÕES

“Não aponte falhas, aponte soluções.”

(Henry Ford)

Neste capítulo são apresentadas as conclusões desta tese bem como sugestões para trabalhos futuros.

5.1 Conclusões

Neste trabalho propõe-se um novo modelo simplificado para as sequências positiva e negativa do SCEE baseado em DFIG. Por meio deste modelo, torna-se possível estimar mais facilmente o comportamento deste gerador e realizar estudos precisos de grandes parques eólicos baseados nessas máquinas.

Mostrou-se de forma experimental e por meio de simulação que com o modelo simplificado proposto aproxima-se de forma satisfatória o comportamento das correntes do estator do SCEE baseado em DFIG frente a desequilíbrios na tensão na rede elétrica e também frente a afundamentos de tensão.

Para a implementação experimental, propôs-se considerar as perdas suplementares e do núcleo do DFIG com estator em aberto durante o processo de sincronização à rede elétrica como agrupadas na resistência do rotor (r'_r). Para tal, foi apresentado um método simplificado de estimação dos parâmetros do circuito equivalente do rotor para fins de projeto dos controladores de corrente, o qual necessita apenas de valores em regime permanente das variáveis em dq .

A partir dos resultados experimentais, mostrou-se que o projeto dos controladores de corrente é mais preciso quando realizado considerando um valor de r'_r maior do que o obtido por meio do ensaio clássico de medição da resistência em CC. Neste sentido, a utilização do valor obtido pelo método de estimação proposto conduziu a resultados satisfatórios.

Já para o controle das componentes de sequência negativa das correntes do rotor, foi apresentado o equacionamento dos controladores ressonantes e respectivas componentes de alimentação direta. Pela metodologia apresentada, é possível a determinação dos ganhos dos controladores a partir de métodos clássicos de sintonia, como o da magnitude ótima.

A partir das simulações realizadas, mostrou-se a importância da utilização das componentes de alimentação direta no desempenho destes controladores. Ainda, mostrou-se que o esquema com controladores PI (controlando as componentes de sequência positiva) e

P+R (controlando as componentes de sequência negativa) mostra-se mais rápido que o esquema utilizando somente controladores PI.

5.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Para a emulação de um afundamento de tensão a norma IEC61400-21 recomenda que seja utilizada uma estrutura como um divisor de tensão com indutores. Outra opção seria a utilização de um corruptor de potência industrial. Assim, propõe-se que tais dispositivos sejam utilizados de forma que sejam realizados ensaios de afundamentos de tensão de forma adequada.

Como há modificações na planta após a conexão do DFIG à rede elétrica, essa variação deve ser considerada no projeto dos controladores de corrente caso estes sejam mantidos para as situações de sincronização e conexão. Assim, dado que os ganhos dos controladores da bancada experimental foram obtidos para a situação de sincronização, propõe-se que sejam realizados ensaios de identificação com a planta conectada à rede, de forma a se determinar os novos ganhos destes controladores.

REFERÊNCIAS

- ABAD, G.; LÓPEZ, J.; RODRÍGUEZ, M.; MARROYO, L.; IWANSKI, G. **Doubly Fed Induction Machine**. New Jersey, U.S.A.: John Wiley & Sons, 2011. ISBN 978-1-118-10495-8.
- ABDELBASET, A.; EL-SAYED, A.-H. M.; ABOZEID, A. E. H. Grid synchronisation enhancement of a wind driven dfig using adaptive sliding mode control. **IET Renewable Power Generation**, v. 11, n. 5, p. 688–695, 2017.
- ABNT. **NBR 5383-1:2002 - Máquinas elétricas girantes - Parte 1: Motores de indução trifásicos - Ensaio**. Rio de Janeiro, RJ, BR, 2002. Disponível em: <<http://www.abntcatalogo.com.br/norma.aspx?ID=2300>>.
- ABO-KHALIL, A. G. Synchronization of dfig output voltage to utility grid in wind power system. **Renewable Energy**, v. 44, p. 193–198, 2012.
- ACKERMANN, T. (Ed.). **Wind Power in Power Systems**. England: Wiley, 2005. ISBN 0-470-85508-8.
- AFONSO, V. X.; BEEBE, D. J.; FOONG, A. P.; LAI, K. F.; NEEBEL, D. J.; OLSON, J. D.; PANESCU, D.; PFEFFER, J. D.; TAGARE, P. M.; TANG, S. J.; YEN, T. Y.; ZHOU, R. **Biomedical Digital Signal Processing**. New Jersey, NJ, USA: Prentice Hall, 2000.
- AHMED-ZAID, S.; TALEB, M. Structural modeling of small and large induction machines using integral manifolds. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 6, n. 3, p. 529–535, 1991.
- ANAYA-LARA, O.; JENKINS, N.; EKANAYAKE, J. B.; CARTWRIGHT, P.; HUGHES, M. **Wind Energy Generation**. United Kingdom: John Wiley and Sons Ltd, 2009. ISBN 0470714336.
- ANEEL. **Atlas da Energia Elétrica do Brasil**. Brasília, Brasil, 2008. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/atlas3ed.pdf>>.
- ANEEL. **BIG - Banco de Informações de Geração**. Brasília, Brasil, 2017. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>>.
- BARBI, I. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Florianópolis, SC: UFSC, 1985.
- BAŠIĆ, M.; VUKADINOVIĆ, D.; PETROVIĆ, G. Dynamic and pole-zero analysis of self-excited induction generator using a novel model with iron losses. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 42, p. 105–118, 2012.
- BHATTARAI, R.; GURUNG, N.; KAMALASADAN, S. Reduced order model based state feedback control of doubly fed induction generators. In: **2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)**. Boston, MA: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2016.
- BLAABJERG, F.; MA, K. Future on power electronics for wind turbine systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 1, n. 3, p. 139–152, set. 2013.
- BOLLEN, M. **Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions**. New York: IEEE Press, 2000.

BRERETON, D. S.; LEWIS, D. G.; YOUNG, C. C. Representation of induction-motor loads during power-system stability studies. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 76, n. 3, p. 451–460, apr 1957.

CATHEY, J.; CAVIN, R.; AYOUB, A. Transient load model of an induction motor. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), PAS-92, n. 4, p. 1399–1406, jul 1973.

CHEN, S. Z.; CHEUNG, N. C.; WONG, K. C.; WU, J. Grid synchronization of doubly-fed induction generator using integral variable structure control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 24, n. 4, p. 875–883, dez. 2009.

DANTAS, J. L.; LIMA, F. K. de A.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C.; BRANCO, C. G. C. Um algoritmo robusto e rápido para detecção de afundamento de tensão. **Eletrônica de Potência**, v. 21, n. 1, p. 24–31, fev. 2016.

DIAS, S. V.; NETO, T. R. F.; REIS, L. L. N. dos; TORRICO, B. C.; CAMPOS, J. C. T. Controlador de corrente preditivo contínuo com anti-windup aplicado a um sistema de geração eólico baseado em dfig. **Eletrônica de Potência**, v. 22, n. 1, p. 71–80, jan. 2017.

EKANAYAKE, J.; HOLDSWORTH, L.; JENKINS, N. Comparison of 5th order and 3rd order machine models for doubly fed induction generator (DFIG) wind turbines. **Electric Power Systems Research**, Elsevier BV, v. 67, n. 3, p. 207–215, dec 2003.

FEIJÓO, A.; CIDRÁS, J.; CARRILLO, C. A third order model for the doubly-fed induction machine. **Electric Power Systems Research**, Elsevier BV, v. 56, n. 2, p. 121, nov 2000.

FITZGERALD, A. E.; JR., C. K.; UMAS, S. D. **Máquinas Elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência**. 6. ed. Porto Alegre, RS, Brasil: BOOKMAN - GRUPO A, 2006. ISBN 978-85-60031-04-7.

FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. **Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 37, n. 6, p. 629–716, jun 1918.

GUNARATNAM, N.; NOVOTNY, D. The effects of neglecting stator transients in induction machine modeling. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), PAS-99, n. 6, p. 2050–2059, nov 1980.

GWEC. **Global Wind Statistics 2013**. Brussels, Belgium, 2014. Disponível em: <http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2014/02/GWEC-PRstats-2013_EN.pdf>.

HANUS, R. Determination of controllers parameters in the frequency domain. **Journal A**, v. 16, n. 3, p. 40–49, 1975.

HU, J.; HE, Y. Modeling and enhanced control of dfig under unbalanced grid voltage conditions. **Electric Power Systems Research**, v. 79, p. 273–281, 2009.

HU, J.; HE, Y.; XU, L.; WILLIAMS, B. W. Improved control of dfig systems during network unbalance using pi-r current regulators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 2, p. 439–451, fev. 2009.

- IEC. 61400 - Wind Turbines – Part 21: Measurement and Assessment of Power Quality Characteristics of Grid Connected Wind Turbines.** Geneva, CH, 2008. Disponível em: <<https://webstore.iec.ch/publication/5434>>.
- KASEM, A. H.; EL-SAADANY, E. F.; EL-TAMALY, H. H.; WAHAB, M. A. A. Maximizing the wind power production of dfig-based wind turbines at low wind speed operation. In: **Power Symposium, 2008. NAPS '08. 40th North American.** Calgary, AB, Canada: IEEE, 2008.
- KESSLER, C. Über die vorausberechnung optimal abgestimmter regelkreise teil iii. die optimale einstellung des reglers nach dem betragsoptimum. **Regelungstechnik**, v. 3, p. 40–49, 1955.
- KIM, D.-J.; MOON, Y.-H.; NAM, H.-K. A new simplified doubly fed induction generator model for transient stability studies. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 30, n. 3, p. 1030–1042, sep 2015.
- KRAUSE, P.; NOZARI, F.; SKVARENINA, T.; OLIVE, D. The theory of neglecting stator transients. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), PAS-98, n. 1, p. 141–148, jan 1979.
- KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; HILDEBRANDT, M. Reference frame analysis of a slip energy recovery system. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 3, n. 2, p. 404–408, jun 1988.
- KRAUSE, P. C.; MURDOCH III, A. Simplified representation of induction machine dynamics. In: **IEEE PES Power Meeting.** New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1975. p. 26–31. Paper C75 132-6.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems.** 2. ed. USA: Wiley-IEEE Press, 2002. ISBN 978-0471143260.
- LANDAU, I. D.; ZITO, G. **Digital Control Systems - Design, Identification and Implementation.** Springer-Verlag GmbH, 2005. ISBN 1846280559. Disponível em: <http://www.ebook.de/de/product/3589500/ioan_d_landau_gianluca_zito_digital_control_systems.html>.
- LEDESMA, P.; USAOLA, J. Effect of neglecting stator transients in doubly fed induction generators models. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 19, n. 2, p. 459–461, jun 2004.
- LEVI, E. Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 31, n. 6, p. 1287–1296, 1995.
- LEVI, E.; SOKOLA, M.; BOGLIETTI, A.; PASTORELLI, M. Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, p. 698–709, 1996.
- LEVINE, S. J. An analysis of the induction motor. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 54, n. 5, p. 526–529, maio 1935.
- LIMA, F.; LUNA, A.; RODRIGUEZ, P.; WATANABE, E.; BLAABJERG, F. Rotor voltage dynamics in the doubly fed induction generator during grid faults. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 25, n. 1, p. 118–130, jan 2010.

LIMA, F. K. de A. **Aerogerador Baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada - Suportabilidade para Afundamento de Tensão**. Tese (phdthesis) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, maio 2009.

LIMA, F. K. de A.; BRANCO, C. G. C. Closed-loop model for doubly-fed induction generator based on proportional and integral controllers. **Eletrônica de Potência**, Associação Brasileira de Eletronica de Potencia SOBRAEP, v. 21, n. 2, p. 81–90, may 2016.

LIMA, F. K. de A.; WATANABE, E. H.; H., E.; RODRÍGUEZ, P.; LUNA, A. Modelo simplificado para aerogeradores equipados com gerador de indução duplamente alimentado. **Eletrônica de Potência**, v. 16, n. 1, p. 47–55, fev. 2011.

LISERRE, M.; CÁRDENAS, R.; MOLINAS, M.; RODRÍGUEZ, J. Overview of multi-mw wind turbines and wind parks. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1081–1095, abr. 2011.

LUNA, A.; LIMA, F.; SANTOS, D.; RODRIGUEZ, P.; WATANABE, E. H.; ARNALTES, S. Simplified modeling of a DFIG for transient studies in wind power applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 58, n. 1, p. 9–20, jan 2011.

LÓPEZ E. GUBÍA, P. S. X. R. L. M. J. Wind turbines based on doubly fed induction generator under asymmetrical voltage dips. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 23, n. 1, p. 321–330, mar. 2008.

LÓPEZ, J.; SANCHIS, P.; ROBOAM, X.; MARROYO, L. Dynamic behavior of the doubly fed induction generator during three-phase voltage dips. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 3, p. 709–717, set. 2007.

MAGINNISS, F. J.; SCHULTZ, N. R. Transient performance of induction motors. **Electrical Engineering**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 63, n. 9, p. 641–46, set. 1944.

MARQUES, G. D.; SOUSA, D. M. Understanding the doubly fed induction generator during voltage dips. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 27, n. 2, p. 421–431, jun 2012.

MENDES, V. F. **Ride-Through Fault Capability Improvement Through Novel Control Strategies Applied for Doubly-Fed Induction Wind Generators**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, Brasil, maio 2013.

MENDES, V. F.; PEREIRA, H.; MATOS, F. F.; HOFMANN, W.; SILVA, S. R. Doubly-fed induction generator control during unbalanced grid conditions. In: **IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. Fortaleza, Brazil: IEEE, 2015.

MIAO, Z.; FAN, L. The art of modeling and simulation of induction generator in wind generation applications using high-order model. **Simulation Modelling Practice and Theory**, Elsevier BV, v. 16, n. 9, p. 1239–1253, oct 2008.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4. ed. São Paulo, Brasil: Pearson Prentice Hall, 2003.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 48, n. 3, p. 716–727, jul 1929.

PENA, R.; CLARE, J.; ASHER, G. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, Institution of Engineering and Technology (IET), v. 143, n. 3, p. 231, 1996.

PERDANA, A. **Wind Turbine Models for Power System Stability Studies**. Tese (Doutorado) — Chalmers University of Technology, 2008.

PEREIRA, H. A.; CUPERTINO, A. F.; TEODORESCU, R.; SILVA, S. R. High performance reduced order models for wind turbines with full-scale converters applied on grid inter-connection studies. **Energies**, v. 7, p. 7694–7716, 2014.

PETERSSON, A. **Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines**. Tese (Doutorado) — Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2005.

PETERSSON, A.; THIRINGER, T.; HARNEFORS, L.; PETRU, T. Modeling and experimental verification of grid interaction of a DFIG wind turbine. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 20, n. 4, p. 878–886, dec 2005.

REN21. **Renewable 2017 - Global Status Report**. Paris, France, 2017. Disponível em: <http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2017/06/17-8399_GSR_2017_Full_Report_0621_Opt.pdf>.

RICHARDS, G. G.; TAN, O. T. Simplified models for induction machine transients under balanced and unbalanced conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), IA-17, n. 1, p. 15–21, jan 1981.

RIDLEY, R. B.; CHO, B. H.; LEE, F. C. Y. Analysis and interpretation of loop gains of multiloop-controlled switching regulators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 3, n. 4, p. 489–498, out. 1988.

RODRIGUEZ, F. D.; WASYNCZUK, O. A refined method of deriving reduced order models of induction machines. **IEEE Power Engineering Review**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), PER-7, n. 3, p. 31–37, mar 1987.

RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. In: **IEEE Industrial Electronics (IECON 2006)**. Paris, France: IEEE, 2006. p. 5173–5178.

RODRIGUEZ, P.; POU, J.; BERGAS, J.; CANDELA, J. I.; BURGOS, R. P.; BOROYEVICH, D. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, p. 584–592, mar. 2007.

SASTRY, K.; BURRIDGE, R. Investigation of a reduced order model for induction machine dynamic studies. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 95, n. 3, p. 962–969, may 1976.

SKVARENINA, T.; KRAUSE, P. Accuracy of a reduced order model of induction machines in dynamic stability studies. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), PAS-98, n. 4, p. 1192–1197, jul 1979.

SONG, H.-S.; NAM, K. Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 5, p. 953–959, out. 1999.

STANLEY, H. C. An analysis of the induction machine. **Electrical Engineering**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 57, n. 12, p. 751–757, dec 1938.

SUH, Y.; TIJERAS, V.; LIPO, T. A. Control scheme in hybrid synchronous–stationary frame for pwm ac/dc converter under generalized unbalanced operating conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 42, n. 3, p. 825–835, jun. 2006.

SUSPERREGUI, A.; JUGO, J.; LIZARRAGA, I.; TAPIA, G. Automated control of doubly fed induction generator integrating sensorless parameter estimation and grid synchronisation. **IET Renewable Power Generation**, v. 8, n. 1, p. 76–89, 2014.

TAPIA, G.; SANTAMARÍA, G.; TELLERIA, M.; SUSPERREGUI, A. Methodology for smooth connection of doubly fed induction generators to the grid. **IEEE Transactions On Energy Conversion**, v. 24, n. 4, p. 959–971, dez. 2009.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; LOH, P. C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, IET, v. 153, n. 5, p. 750–762, set. 2006.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P.; BLAABJERG, F. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. United Kingdom: John Wiley and Sons Ltd, 2011. ISBN 0470057513.

THIRINGER, T.; LUOMI, J. Comparison of reduced-order dynamic models of induction machines. **IEEE Transactions on Power Systems**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 16, n. 1, p. 119–126, 02 2001.

UMLAND, J. W.; SAFIUDDIN, M. Magnitude and symmetric optimum criterion for the design of linear control systems: what is it and how does it compare with the others? **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 26, n. 3, p. 489–497, 1990.

VOLTOLINI, H. **Modelagem e Controle de Geradores de Indução Duplamente Alimentados com Aplicação em Sistemas Eólicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, mar. 2007.

VRANČIĆ, D. Introduction to pid controllers - theory, tuning and application to frontier areas. In: _____. InTech, 2012. cap. Magnitude Optimum Techniques for PID Controllers. Disponível em: <<http://www.intechopen.com/books/introduction-to-pid-controllers-theory-tuning-andapplication-to-frontier-areas/tuning-of-pid-controllers-based-on-magnitude-optimum>>.

WANG, C.; DU, Z.; NI, Y.; LI, C. Simplified model of doubly fed induction generator in normal operation. In: **2016 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)**. Boston, MA: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2016.

WASYNCZUK, O.; DIAO, Y.-M.; KRAUSE, P. C. Theory and comparison of reduced order models of induction machines. **IEEE Power Engineering Review**, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), PER-5, n. 3, p. 598–606, mar 1985.

WHITELEY, A. L. Theory of servo systems, with particular reference to stabilization. **The Journal of IEE, Part II**, v. 93, n. 34, p. 353–372, 1946.

WICKERT, M. A. Introduction to signals and systems. ECE 2610 Lecture Notes. 2011.

XU, L.; WANG, Y. Dynamic modeling and control of dfig-based wind turbines under unbalanced network conditions. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 22, n. 1, p. 314–323, fev. 2007.

YUAN, G.; CHAI, J.; LI, Y. Vector control and synchronization of doubly fed induction wind generator system. In: **4th International PEMC Conference Proceedings**. Xi'an, China: IEEE, 2004. v. 2, p. 886–890.

ZHOU, Y.; BAUER, P.; FERREIRA, J. A.; PIERIK, J. Operation of grid-connected dfig under unbalanced grid voltage condition. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 24, n. 1, p. 240–246, mar. 2009.

ZHU, Z.; HU, J. Electrical machines and power-electronic systems for high-power wind energy generation applications: Part i – market penetration, current technology and advanced machine systems. **COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, v. 32, n. 1, p. 7–33, 2012.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 2, abr. 2001.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design, and Tuning**. 2. ed. Research Triangle Park, NC, U.S.A.: ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 1995. ISBN 1-55617-516-7.

APÊNDICE A – TRANSFORMAÇÕES ENTRE REFERENCIAIS

“Concentre todos seus pensamentos na tarefa que está realizando.

Os raios de sol não queimam até que sejam colocados em foco.”

(Alexander Graham Bell)

Neste apêndice é desenvolvido o equacionamento das transformações entre sistemas de referência, as quais serão constantemente utilizadas ao longo desta tese. Além do referencial abc estacionário, são utilizados os referenciais: $\alpha\beta 0$, estacionário; dq_1 , girando no mesmo sentido do vetor girante de sequência positiva; e dq_2 , girando no mesmo sentido do vetor girante de sequência negativa.

A.1 Conceitos Iniciais

Como as três fases de cada um dos elementos elétricos trifásicos (tensões, correntes e fluxos concatenados) se comportam de forma coordenada, estes sistemas devem ser entendidos como vetores constituídos de três componentes (TEODORESCU *et al.*, 2011). Em condições equilibradas este vetor gira no sentido anti-horário e, por convenção, positivo. Fortescue (1918) convencionou também chamá-lo de vetor de sequência positiva.

Durante situações de desequilíbrio entre as fases do sistema trifásico surgem outras componentes simétricas além desta de sequência positiva. A teoria que trata destas foi proposta por Fortescue (1918) e é conhecida como método das componentes simétricas (também conhecido como Teorema de Fortescue), sendo usado para o estudo de sistemas de potência polifásicos desequilibrados.

No caso do sistema trifásico haverá três componentes: zero, positiva e negativa (podendo também ser chamadas de homopolar, direta e inversa):

- A componente positiva (subscrito “1”) representa o elemento de tensão ou corrente em condições nominais equilibradas, com um sentido de giro anti-horário e, por convenção, positivo.
- A componente negativa (subscrito “2”) representa o elemento de tensão ou corrente com sentido de giro e sinal inverso.
- A componente zero (subscrito “0”) representa o elemento de tensão ou corrente não girante.

A transformação de uma variável trifásica genérica x na sequência abc para as sequências zero, positiva e negativa é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_0 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_a \\ \dot{x}_b \\ \dot{x}_c \end{bmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

$$\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) = 1 \angle \frac{2\pi}{3}, \quad (\text{A.2})$$

$$\alpha^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{4\pi}{3}\right) = 1 \angle \frac{4\pi}{3}, \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{cases} \dot{x}_0 = \frac{1}{3}(\dot{x}_a + \dot{x}_b + \dot{x}_c) \rightarrow x_0 = \frac{1}{3}[x_a + x_b + x_c] \\ \dot{x}_1 = \frac{1}{3}(\dot{x}_a + \dot{x}_b\alpha + \dot{x}_c\alpha^2) \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{3}(\dot{x}_a + \dot{x}_b\alpha^2 + \dot{x}_c\alpha) \end{cases}. \quad (\text{A.4})$$

Vale ressaltar que as variáveis \dot{x} tratam-se de fasores.

A.1.1 Vetor Espacial de Sequência Positiva

Seja uma variável trifásica genérica (x), como uma tensão, corrente ou fluxo concatenado. Um sistema trifásico de sequência positiva equilibrado qualquer como o da Figura 62 apresenta as seguintes equações:

$$\begin{cases} x_{a1} = \hat{x}_1 \cos(\omega_1 t) = \hat{x}_1 \cos(\theta_1) \\ x_{b1} = \hat{x}_1 \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) = \hat{x}_1 \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ x_{c1} = \hat{x}_1 \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) = \hat{x}_1 \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (\text{A.5})$$

em que \hat{x}_1 é a amplitude das cossenóides, $\omega_1 = 2\pi f_1$ é a frequência angular de sequência positiva e f_1 a respectiva frequência. Os valores instantâneos destas variáveis são dados na Tabela 7. Ainda, de forma a reduzir o tamanho das equações, o termo (t) é omitido das respectivas funções temporais.

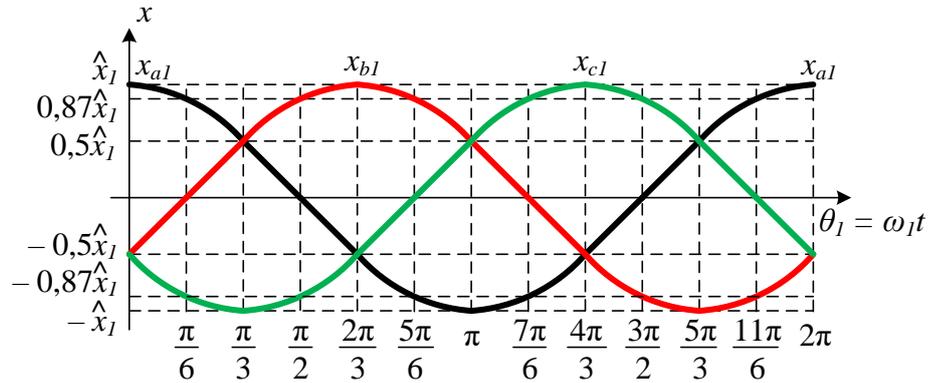
Na Figura 63 é mostrada a representação vetorial (\vec{x}_1) dos três primeiros instantes da Tabela 7 no sistema de coordenadas estacionário abc . Percebe-se que o módulo do vetor resultante permanece constante e igual a $\frac{3}{2}\hat{x}_1$, sendo que o ângulo $\theta_1 = \omega_1 t$ inicia em 0 e varia com frequência angular ω_1 em sentido anti-horário.

Este mesmo vetor pode ser representado no referencial estacionário complexo da

Figura 64 (a) da seguinte forma:

$$\begin{cases} \Re(\vec{x}_1) = x_{a1} \cos(0) + x_{b1} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + x_{c1} \cos\left(\frac{-2\pi}{3}\right) \\ \Im(\vec{x}_1) = x_{a1} \sin(0) + x_{b1} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + x_{c1} \sin\left(\frac{-2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Figura 62 – Sistema trifásico de sequência positiva equilibrado qualquer.



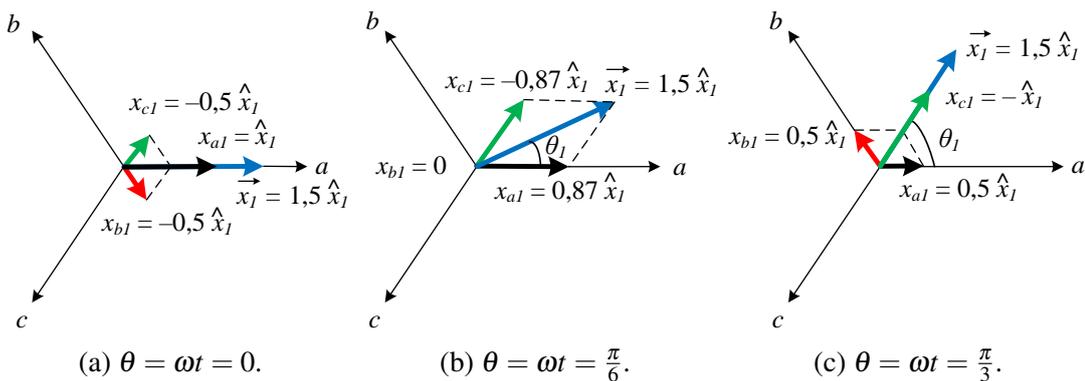
Fonte: o autor.

Tabela 7 – Valores instantâneos de um sistema trifásico equilibrado de sequência positiva.

	Ângulo $\theta_1 = \omega_1 t$ [rad]												
	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	π	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	2π
$x_{a1} = \hat{x}_1$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	-1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1
$x_{b1} = \hat{x}_1$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	-1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$
$x_{c1} = \hat{x}_1$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	-1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$

Fonte: o autor.

Figura 63 – Vetor girante \vec{x}_1 .



Fonte: o autor.

Substituindo (A.5) em (A.6) e após algumas operações matemáticas chega-se a:

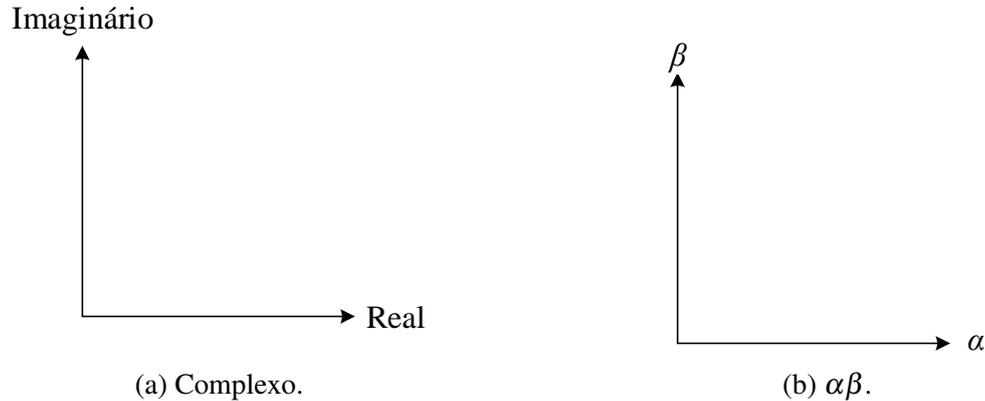
$$\begin{cases} \Re(\vec{x}_1) = \frac{3}{2}\hat{x}_1 \cos(\omega_1 t) = \frac{3}{2}\hat{x}_1 \cos(\theta_1) \\ \Im(\vec{x}_1) = \frac{3}{2}\hat{x}_1 \sin(\omega_1 t) = \frac{3}{2}\hat{x}_1 \sin(\theta_1) \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

Com isso, aplicando a notação complexa, o vetor cujas componentes real e imaginária

são dadas pela equação (A.7) é:

$$\vec{x}_1 = \Re(\vec{x}_1) + j\Im(\vec{x}_1) = \frac{3}{2}\hat{x}_1[\cos(\theta_1) + j\text{sen}(\theta_1)] = \frac{3}{2}\hat{x}_1\angle\theta_1. \quad (\text{A.8})$$

Figura 64 – Sistemas de referência estacionários.



Fonte: o autor.

A partir dos dados da Tabela 7 chegou-se à Tabela 8, na qual são mostrados os valores instantâneos do módulo e ângulo do vetor dado por (A.8).

Tabela 8 – Valores instantâneos do módulo e ângulo do vetor dado em (A.8).

	Ângulo $\theta_1 = \omega_1 t$ [rad]													
	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	π	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	2π	
$ \vec{x}_1 = \hat{x}_1$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$	$\frac{3}{2}$
$\angle\vec{x}_1 = \theta_1$	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	π	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	2π	

Fonte: o autor.

Dessa forma, por meio de (A.8) e da Tabela 8 confirma-se o que já havia sido mostrado na Figura 63: que o módulo do vetor resultante é constante e igual a $1,5\hat{x}_1$, sendo que o ângulo $\theta_1 = \omega_1 t$ inicia em 0 e varia com frequência angular ω_1 em sentido anti-horário.

A.1.2 Vetor Espacial de Sequência Negativa

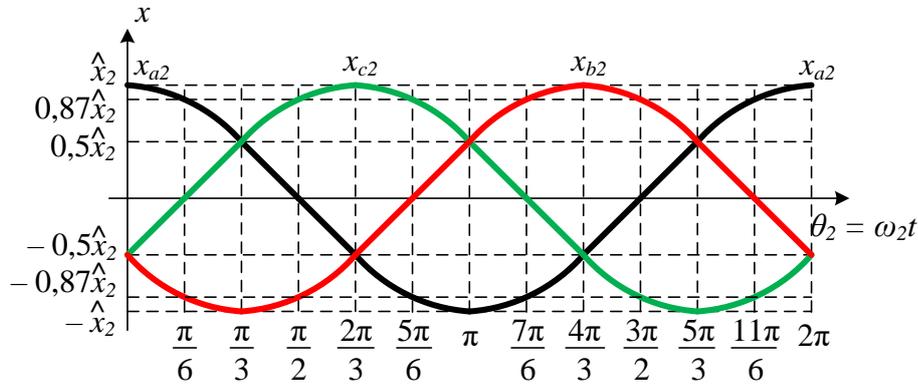
Na Figura 65 é mostrado um sistema trifásico equilibrado de sequência negativa qualquer, o qual apresenta as seguintes equações:

$$\begin{cases} x_{a2} = \hat{x}_2 \cos(\omega_2 t) = \hat{x}_2 \cos(\theta_2) \\ x_{b2} = \hat{x}_2 \cos(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) = \hat{x}_2 \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ x_{c2} = \hat{x}_2 \cos(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) = \hat{x}_2 \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

Os valores instantâneos destas variáveis são dados na Tabela 9. Por sua vez, na Figura 66 é mostrada a representação vetorial (\vec{x}_2) dos três primeiros instantes da Tabela 9 no sistema de

coordenadas estacionário abc . Percebe-se que o módulo do vetor resultante permanece constante e igual a $\frac{3}{2}\hat{x}_2$, sendo que $\theta_2 = \omega_2 t$, ou seja, o vetor girante de sequência negativa inicia em 0 e varia com frequência angular ω_2 em sentido horário.

Figura 65 – Sistema trifásico equilibrado de sequência negativa qualquer.



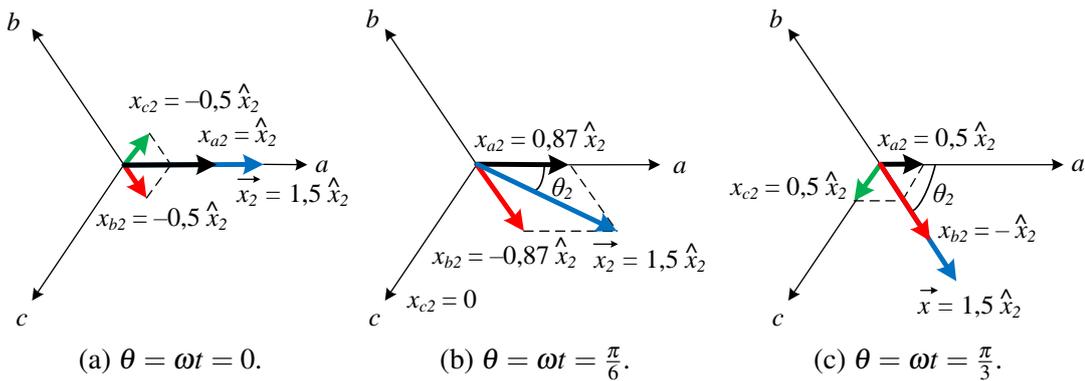
Fonte: o autor.

Tabela 9 – Valores instantâneos de um sistema trifásico de sequência negativa genérico.

	Ângulo $\theta_2 = \omega_2 t$ [rad]												
	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{6}$	π	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{11\pi}{6}$	2π
$x_{a2} = \hat{x}_2$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	-1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1
$x_{b2} = \hat{x}_2$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	-1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$
$x_{c2} = \hat{x}_2$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	-1	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{1}{2}$

Fonte: o autor.

Figura 66 – Vetor girante \vec{x} de sequência negativa.



Fonte: o autor.

Dado que os referenciais estacionários abc e complexo (eixos real e imaginário) não variam, independente da componente de sequência que se está analisando, este vetor também pode ser representado conforme (A.6).

Substituindo (A.6) em (A.9) e após algumas operações matemáticas chega-se a:

$$\begin{cases} \Re(\vec{x}_2) = \frac{3}{2}\hat{x}_2 \cos(\omega_2 t) = \frac{3}{2}\hat{x}_2 \cos(\theta_2) \\ \Im(\vec{x}_2) = -\frac{3}{2}\hat{x}_2 \sin(\omega_2 t) = -\frac{3}{2}\hat{x}_2 \sin(\theta_2) \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

Com isso, aplicando a notação complexa, o vetor cujas componentes real e imaginária são dadas pela equação (A.10) é:

$$\vec{x}_2 = \Re(\vec{x}_2) + j\Im(\vec{x}_2) = \frac{3}{2}\hat{x}_2[\cos(\theta_2) - j\sin(\theta_2)] = \frac{3}{2}\hat{x}_2 \angle -\theta_2. \quad (\text{A.11})$$

A.2 Transformada de Clarke

A transformada de Clarke trata-se da representação das tensões em abc no sistema de referência estacionário $\alpha\beta$ mostrado na Figura 64 (b), em que o eixo β está adiantado de 90° em relação ao eixo α , o qual é tido como a origem dos ângulos.

Como mostrado na Figura 64, os eixos α e β são equivalentes aos eixos real e imaginário. Assim, a partir de (A.6), tem-se:

$$\begin{cases} x_\alpha = x_a \cos(0) + x_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + x_c \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\ x_\beta = x_a \sin(0) + x_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + x_c \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

Representando-se (A.12) na forma matricial, tem-se:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc}}, \quad (\text{A.13})$$

em que a matriz de transformação entre os referenciais abc e $\alpha\beta$ é:

$$\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.14})$$

Assim, a partir de (A.14) pode-se determinar as componentes $\alpha\beta$ a partir das componentes abc . Entretanto, o caminho contrário não é possível, dado que estas matrizes não são quadradas. Dessa forma, há a necessidade de uma terceira equação. Acrescentando-se ao sistema

a componente de sequência zero dada na equação (A.4), tem-se:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc}}, \quad (\text{A.15})$$

em que a matriz de transformação do sistema de referência abc para $\alpha\beta 0$ é:

$$\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.16})$$

Desta feita, torna-se agora possível obter a respectiva matriz inversa:

$$\mathbf{M}_{\alpha\beta 0-abc} = \mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{3}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.17})$$

A.3 Transformadas de Park

Ao fazer o sistema de referência estacionário $\alpha\beta$ da Figura 64 (b) girar no mesmo sentido do vetor espacial de sequência positiva e numa velocidade ω_{dq1} , tem-se o sistema de referência girante dq_1 mostrado na Figura 67 (a), sendo que o ângulo de rotação $\theta_{dq1} = \omega_{dq1}t$ é dado em relação ao eixo estacionário α . Na Figura 67 (b), por sua vez, é mostrado o sistema de referência girante dq_2 relativo à sequência negativa, sendo que o ângulo de rotação $\theta_{dq2} = \omega_{dq2}t$ também é dado em relação ao eixo estacionário α .

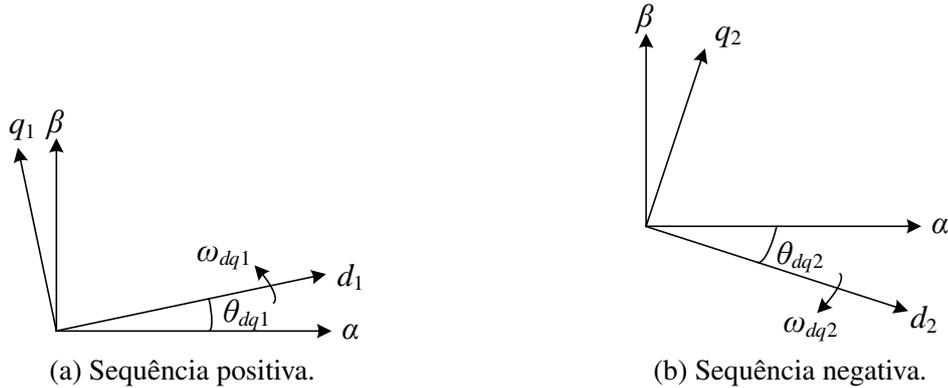
Com isso, apesar do sistema de referência dq_2 girar em sentido contrário ao sistema dq_1 , os ângulos θ_{dq1} e θ_{dq2} serão tratados como apresentando valores positivos. Ainda, caso as frequências angulares ω_{dq1} e ω_{dq2} sejam iguais, o que acontece para o caso de variáveis da rede elétrica, tem-se que $\theta_{dq1} = \theta_{dq2}$. Assim, determinando-se o ângulo da sequência positiva, é obtido também o ângulo da sequência negativa.

Esses sistemas de referência podem girar a qualquer velocidade (inclusive podem estar em repouso) e por isso são tidos como genéricos. Vale notar que quando o sistema dq_1 gira na velocidade síncrona, é obtida a transformada que Park propôs em (PARK, 1929). Já quando este está em repouso, obtém-se a Transformada de Clark tratada na Seção A.2.

Nesta seção será detalhado o equacionamento da transformação de Park, em que as

velocidades dos vetores girantes de sequência positiva (ω_1) e negativa (ω_2) são iguais às dos referenciais girantes dq_1 (ω_{dq1}) e dq_2 (ω_{dq2}). Assim, apesar dos ângulos dos vetores girantes (θ_1 e θ_2) e dos sistemas de referência girantes (θ_{dq1} e θ_{dq2}) estarem variando, as defasagens entre eles ($\theta_1 - \theta_{dq1}$ e $\theta_2 - \theta_{dq2}$) permanecem constantes.

Figura 67 – Sistemas de referência girantes.



Fonte: o autor.

A.3.1 Transformações de Park entre os Referenciais $\alpha\beta$ e dq_1

Na Figura 68 (a) é mostrada a decomposição de um vetor espacial girante de sequência positiva qualquer em suas as componentes x_α e x_β . Já na Figura 68 (b) são mostradas estas mesmas componentes x_α e x_β sendo representadas no sistema de referência girante dq_1 . A posição do vetor espacial e do sistema de referência dq_1 foi escolhida de forma aleatória, somente com o intuito de facilitar a visualização das transformações entre sistemas de referência.

A partir da análise trigonométrica da Figura 68 (b) nota-se que a decomposição de x_α e x_β nos eixos d_1 e q_1 é dada por:

$$\begin{cases} x_{d1} = -x_{\alpha d1} + x_{\beta d1} = -[-x_\alpha \cos(\theta_{dq1})] + x_\beta \text{sen}(\theta_{dq1}) \\ \quad = x_\alpha \cos(\theta_{dq1}) + x_\beta \text{sen}(\theta_{dq1}) \\ x_{q1} = x_{\alpha q1} + x_{\beta q1} = -x_\alpha \text{sen}(\theta_{dq1}) + x_\beta \cos(\theta_{dq1}) \end{cases} \quad (\text{A.18})$$

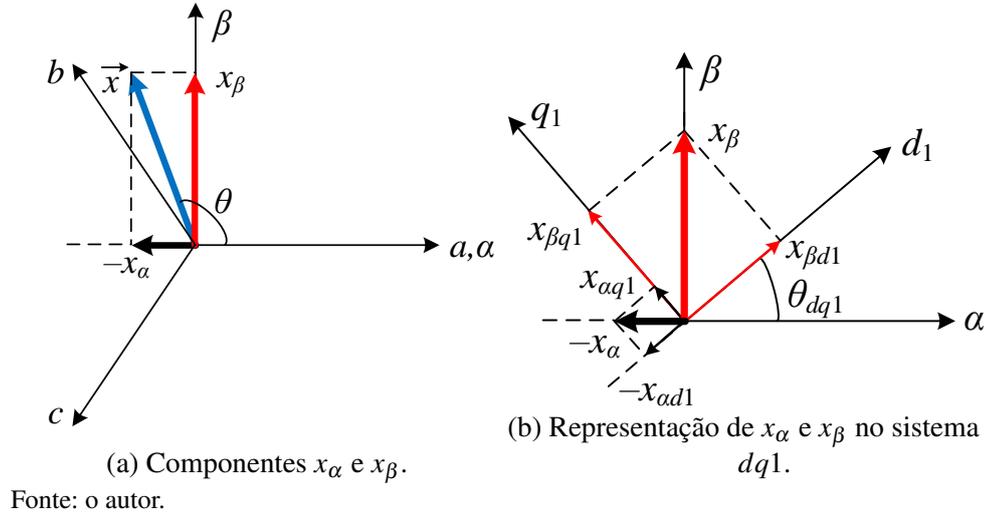
Representando-se (A.18) na forma matricial, tem-se que:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{q1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq1}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & \text{sen}(\theta_{dq1}) \\ -\text{sen}(\theta_{dq1}) & \cos(\theta_{dq1}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{\alpha\beta-dq1}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta}}, \quad (\text{A.19})$$

em que a matriz de transformação do sistema de referência $\alpha\beta$ para o dq_1 é:

$$\mathbf{M}_{\alpha\beta-dq_1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq_1}) & \text{sen}(\theta_{dq_1}) \\ -\text{sen}(\theta_{dq_1}) & \cos(\theta_{dq_1}) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.20})$$

Figura 68 – Componentes $\alpha\beta$ de um vetor espacial girante qualquer no referencial dq_1 .



Já para se determinar x_α e x_β a partir de x_{d1} e x_{q1} , pode-se fazer uso de:

$$\mathbf{M}_{dq_1-\alpha\beta} = \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq_1}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq_1}) & -\text{sen}(\theta_{dq_1}) \\ \text{sen}(\theta_{dq_1}) & \cos(\theta_{dq_1}) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.21})$$

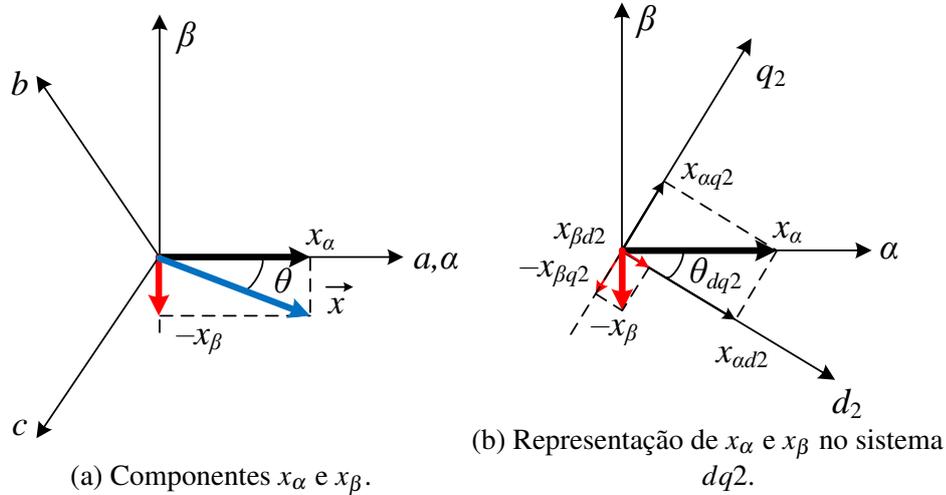
A.3.2 Transformações de Park entre os Referenciais $\alpha\beta$ e dq_2

Na Figura 69 (a) é mostrada a decomposição de um vetor espacial girante de sequência negativa qualquer em suas as componentes x_α e x_β . Já na Figura 69 (b) são mostradas estas mesmas componentes x_α e x_β sendo representadas no sistema de referência girante dq_2 . A posição do vetor espacial e do sistema de referência dq_2 foi escolhida de forma aleatória, somente com o intuito de facilitar a visualização das transformações entre sistemas de referência.

A partir da análise trigonométrica da Figura 69 (b) nota-se que a decomposição de x_α e x_β nos eixos d_2 e q_2 é dada por:

$$\begin{cases} x_{d2} = x_{\alpha d2} + x_{\beta d2} = x_\alpha \cos(\theta_{dq_2}) - x_\beta \text{sen}(\theta_{dq_2}) \\ x_{q2} = x_{\alpha q2} - x_{\beta q2} = x_\alpha \text{sen}(\theta_{dq_2}) - [-x_\beta \cos(\theta_{dq_2})] \\ \quad = x_\alpha \text{sen}(\theta_{dq_2}) + x_\beta \cos(\theta_{dq_2}) \end{cases} \quad (\text{A.22})$$

Figura 69 – Componentes $\alpha\beta$ de um vetor espacial girante qualquer no referencial dq_2 .



Fonte: o autor.

Representando-se (A.22) na forma matricial, tem-se que:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d2} \\ x_{q2} \end{bmatrix}}_{x_{dq2}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & -\text{sen}(\theta_{dq2}) \\ \text{sen}(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{\alpha\beta-dq2}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}}_{x_{\alpha\beta}}, \quad (\text{A.23})$$

sendo que a matriz de transformação do sistema de referência $\alpha\beta$ para o dq_2 é:

$$\mathbf{M}_{\alpha\beta-dq2} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & -\text{sen}(\theta_{dq2}) \\ \text{sen}(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2}) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.24})$$

Já para se determinar x_α e x_β a partir de x_{d2} e x_{q2} , pode-se fazer uso de:

$$\mathbf{M}_{dq2-\alpha\beta} = \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq2}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \text{sen}(\theta_{dq2}) \\ -\text{sen}(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2}) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.25})$$

A.3.3 Transformações de Park entre os Referenciais abc e dq_10

Na Figura 70 são mostradas as componentes abc de um vetor espacial de sequência positiva qualquer (girando com velocidade ω_1) sendo representadas no sistema de referência dq_1 (girando com velocidade ω_{dq1}), em que $\omega = \omega_{dq1}$. A posição do vetor espacial e do sistema de referência dq_1 foi escolhida de forma aleatória, somente com o intuito de facilitar a visualização das transformações entre sistemas de referência.

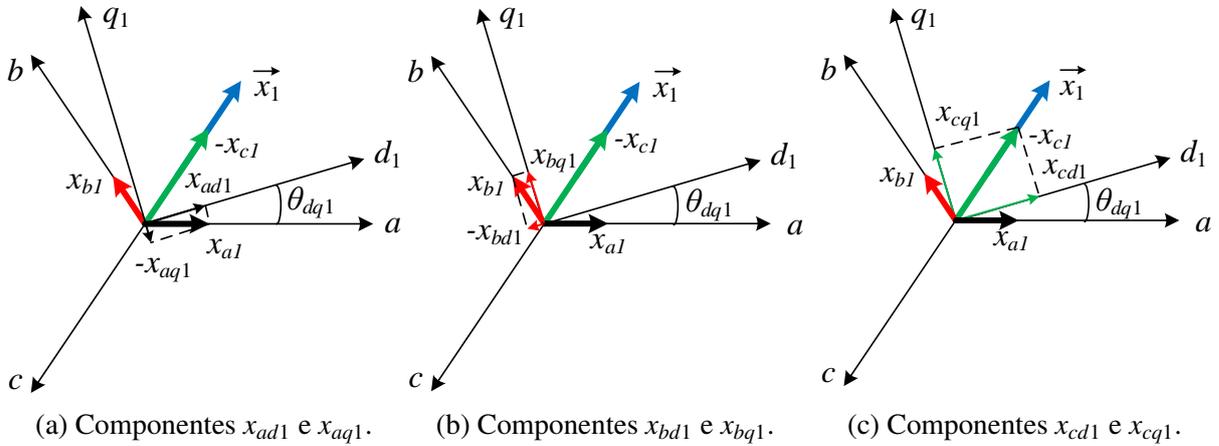
Vale ressaltar que os sinais negativos nos vetores da Figura 70 denotam que estes estão apontando no sentido contrário ao do respectivo eixo.

A partir de análise trigonométrica da Figura 70 chega-se à representação do vetor

especial no sistema de referência dq_1 , ou seja:

$$\left\{ \begin{array}{l} x_{d1} = x_{ad1} - x_{bd1} + x_{cd1} \\ \quad = x_a \cos(\theta_{dq1}) - x_b \cos(\theta_{dq1} + \frac{\pi}{3}) - x_c \cos(-\theta_{dq1} + \frac{\pi}{3}) \\ \quad = x_a \cos(\theta_{dq1}) + x_b \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) + x_c \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ x_{q1} = -x_{aq1} + x_{bq1} + x_{cq1} \\ \quad = -x_a \sin(\theta_{dq1}) + x_b \sin(\theta_{dq1} + \frac{\pi}{3}) - x_c \sin(-\theta_{dq1} - \frac{\pi}{3}) \\ \quad = -x_a \sin(\theta_{dq1}) - x_b \sin(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) - x_c \sin(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (A.26)$$

Figura 70 – Componentes abc de um vetor espacial qualquer no referencial dq_1 .



Fonte: o autor.

Representando-se (A.26) na forma matricial, tem-se que:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{q1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq1}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{dq1}) & -\sin(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{abc-dq1}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc}}, \quad (A.27)$$

em que a matriz de transformação do sistema de referência abc para o dq_1 é:

$$\mathbf{M}_{abc-dq1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{dq1}) & -\sin(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (A.28)$$

A partir de (A.27) pode-se determinar as componentes dq_1 a partir das componentes abc . Entretanto, o caminho contrário não é possível, dado a matriz mostrada em (A.28) não ser quadrada. Assim, há a necessidade de uma terceira equação. Acrescentando-se ao sistema dq_1 a componente de sequência zero dada na equação (A.4), a qual irá surgir no caso de sistema

desbalanceado, tem-se:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{q1} \\ x_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq10}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{dq1}) & -\sin(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{abc-dq10}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc}}, \quad (\text{A.29})$$

em que a matriz de transformação do sistema de referência abc para o dq_1 é:

$$\mathbf{M}_{abc-dq10} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{dq1}) & -\sin(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.30})$$

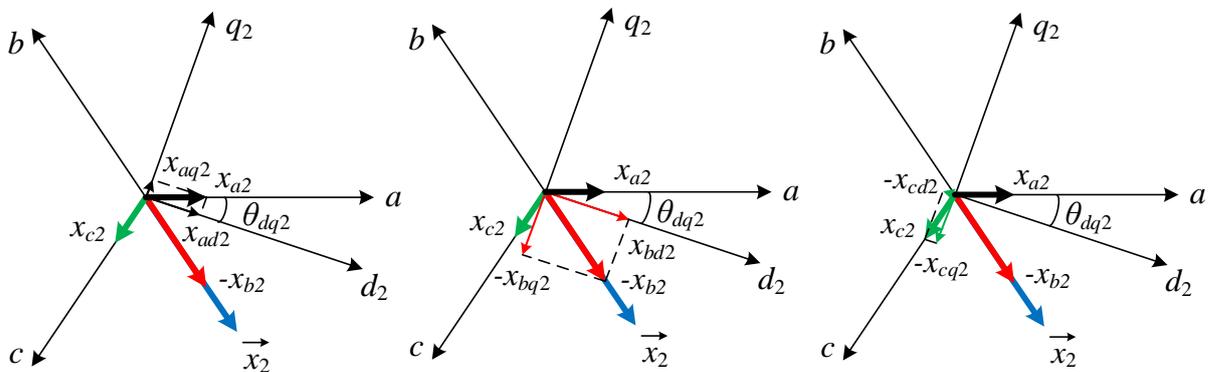
Desta feita, torna-se agora possível obter a matriz de transformação do sistema de referência dq_10 para abc , a qual é dada por:

$$\mathbf{M}_{dq10-abc} = \mathbf{M}_{abc-dq10}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & -\sin(\theta_{dq1}) & \frac{3}{2} \\ \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{3}{2} \\ \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{3}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.31})$$

A.3.4 Transformações de Park entre os Referenciais abc e dq_20

Na Figura 71 são mostradas as componentes abc de um vetor espacial de sequência negativa qualquer girando com velocidade ω sendo representadas no sistema de referência dq_2 girando com velocidade ω_{dq2} , sendo $\omega = \omega_{dq2}$. A posição do vetor espacial e do sistema de referência dq_2 foi escolhida de forma aleatória, somente com o intuito de facilitar a visualização das transformações entre sistemas de referência.

Figura 71 – Componentes abc de um vetor espacial qualquer no referencial dq_2 .



(a) Componentes x_{ad2} e x_{aq2} .

(b) Componentes x_{bd2} e x_{bq2} .

(c) Componentes x_{cd2} e x_{cq2} .

Fonte: o autor.

Assim como para a Figura 70, os sinais negativos nos vetores da Figura 71 denotam que estes estão apontando no sentido contrário ao do respectivo eixo.

A partir de análise trigonométrica da Figura 71 chega-se à representação do vetor espacial no sistema de referência dq_2 , ou seja:

$$\left\{ \begin{array}{l} x_{d2} = x_{ad2} + x_{bd2} - x_{cd2} \\ \quad = x_a \cos(\theta_{dq2}) - x_b \cos(-\theta_{dq2} + \frac{\pi}{3}) - x_c \cos(\theta_{dq2} + \frac{\pi}{3}) \\ \quad = x_a \cos(\theta_{dq2}) + x_b \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) + x_c \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ x_{q2} = x_{aq2} - x_{bq2} - x_{cq2} \\ \quad = x_a \sin(\theta_{dq2}) + x_b \sin(-\theta_{dq2} + \frac{\pi}{3}) - x_c \sin(\theta_{dq2} + \frac{\pi}{3}) \\ \quad = x_a \sin(\theta_{dq2}) + x_b \sin(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) + x_c \sin(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (A.32)$$

Representando-se (A.32) na forma matricial, tem-se que:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d2} \\ x_{q2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq2}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_{dq2}) & \sin(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{abc-dq2}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc}}, \quad (A.33)$$

sendo que a matriz de transformação do sistema de referência abc para o dq_2 é:

$$\mathbf{M}_{abc-dq2} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_{dq2}) & \sin(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (A.34)$$

A partir de (A.34) pode-se determinar as componentes dq_2 a partir das componentes abc . Entretanto, o caminho contrário não é possível, dado a matriz mostrada em (A.34) não ser quadrada. Assim, há a necessidade de uma terceira equação. Acrescentando-se ao sistema dq_2 a componente de sequência zero dada na equação (A.4), a qual irá surgir no caso de sistema desbalanceado, tem-se:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d2} \\ x_{q2} \\ x_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq20}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_{dq2}) & \sin(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{abc-dq20}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc}}, \quad (A.35)$$

em que a matriz de transformação do sistema de referência abc para o dq_2 é:

$$\mathbf{M}_{abc-dq20} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta_{dq2}) & \text{sen}(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.36})$$

Desta feita, torna-se agora possível obter a matriz de transformação do sistema de referência dq_20 para abc , a qual é dada por:

$$\mathbf{M}_{dq20-abc} = \mathbf{M}_{abc-dq20}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \text{sen}(\theta_{dq2}) & \frac{3}{2} \\ \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{3}{2} \\ \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{3}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.37})$$

A.4 Transformações com Invariância em Amplitude

A.4.1 Matrizes de Transformação

Conforme apresentado nas seções A.1 e A.2, sistemas trifásicos equilibrados de sequência positiva e negativa podem ser representados por vetores espaciais girantes com módulo $1,5\hat{x}$. A partir destes vetores, foram obtidas as matrizes de transformação de abc para $\alpha\beta$, dq_1 e dq_2 . Entretanto, caso se deseje que o módulo do vetor girante seja igual a \hat{x} , as matrizes de (A.14), (A.20) e (A.24) devem ser multiplicadas por um fator de $2/3$. Estas novas matrizes são então chamadas de matrizes de invariância em amplitude.

Ainda, para que estas matrizes possam ser invertidas, há a necessidade da inserção da componente de sequência zero de (A.4), a qual é reescrita da seguinte forma:

$$x_0 = \frac{2}{3} \frac{1}{2} [x_a + x_b + x_c]. \quad (\text{A.38})$$

Assim, as matrizes de invariância em amplitude são:

$$\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{amp.} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.39})$$

$$\mathbf{M}_{abc-dq10}^{amp.} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta_{dq1}) & -\text{sen}(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.40})$$

$$\mathbf{M}_{abc-dq20}^{amp.} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta_{dq2}) & \text{sen}(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.41})$$

Por sua vez, as matrizes com invariância em amplitude que garantem as transformações inversas são:

$$\mathbf{M}_{\alpha\beta0-abc}^{amp.} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.42})$$

$$\mathbf{M}_{dq10-abc}^{amp.} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & -\text{sen}(\theta_{dq1}) & 1 \\ \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.43})$$

$$\mathbf{M}_{dq20-abc}^{amp.} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \text{sen}(\theta_{dq2}) & 1 \\ \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.44})$$

A.4.2 Equações de Potências

Sabe-se que a potência aparente trifásica é dada por:

$$S = P + jQ = \vec{v} \vec{i}^*, \quad (\text{A.45})$$

em que o asterisco no vetor corrente significa o seu complexo conjugado.

Como mostrado na Figura 64, os eixos α e β são equivalentes aos eixos real e imaginário. Com isso, representando os vetores de tensão e corrente no referencial estacionário $\alpha\beta$ por meio da transformação com invariância em amplitude de (A.39), (A.45) torna-se:

$$\begin{aligned} P + jQ &= 1,5[(v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta)] \\ &= 1,5(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j1,5(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta). \end{aligned} \quad (\text{A.46})$$

Decompondo os termos em $\alpha\beta$ em suas componentes de sequência, de acordo com (2.2), e aplicando as transformações de (A.19) e (A.23), as potências ativa e reativa de (A.46) podem ser determinadas a partir das tensões e correntes em dq_1 e dq_2 . De acordo com Xu e

Wang (2007) e Teodorescu *et al.* (2011), têm-se:

$$P = P_0 + P_{c2} \cos(2\omega t) + P_{s2} \sin(2\omega t), \quad (\text{A.47})$$

$$Q = Q_0 + Q_{c2} \cos(2\omega t) + Q_{s2} \sin(2\omega t), \quad (\text{A.48})$$

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ Q_0 \\ P_{c2} \\ P_{s2} \\ Q_{c2} \\ Q_{s2} \end{bmatrix} = 1,5 \begin{bmatrix} v_{d1} & v_{q1} & v_{d2} & v_{q2} \\ v_{q1} & -v_{d1} & v_{q2} & -v_{d2} \\ v_{d2} & v_{q2} & v_{d1} & v_{q1} \\ v_{q2} & -v_{d2} & -v_{q1} & v_{d1} \\ v_{q2} & -v_{d2} & v_{q1} & -v_{d1} \\ -v_{d2} & -v_{q2} & v_{d1} & v_{q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.49})$$

Assim, havendo desequilíbrios nas tensões e correntes, surgem componentes oscilantes nas potências ativa e reativa, as quais apresentam frequência igual ao dobro da frequência das tensões e correntes (XU; WANG, 2007; LIMA *et al.*, 2011; TEODORESCU *et al.*, 2011).

A.5 Matrizes de Transformação com Invariância em Potência

Considerando-se somente as componentes de sequência positiva, a potência ativa instantânea em abc_1 , $\alpha\beta_1$ e dq_1 , sem constantes de multiplicação, é dada por:

$$P = P_0 = v_{a1}i_{a1} + v_{b1}i_{b1} + v_{c1}i_{c1} = v_{\alpha1}i_{\alpha1} + v_{\beta1}i_{\beta1} = v_{d1}i_{d1} + v_{q1}i_{q1}. \quad (\text{A.50})$$

Para que as equações em $\alpha\beta_1$ e dq_1 se apresentem dessa forma, as respectivas transformações entre sistemas de referência devem ser obtidas por meio de matrizes de invariância em potência.

Iniciando pela transformada de Clarke, fazendo uso da matriz de (A.14) acrescida de um multiplicador real k que garante a invariância em potência, a potência ativa (P) de (A.46) torna-se:

$$P = k \left[v_{a1} - \frac{v_{b1}}{2} - \frac{v_{c1}}{2} \right] k \left[i_{a1} - \frac{i_{b1}}{2} - \frac{i_{c1}}{2} \right] + k \frac{\sqrt{3}}{2} [v_{b1} - v_{c1}] k \frac{\sqrt{3}}{2} [i_{b1} - i_{c1}]. \quad (\text{A.51})$$

Após algumas operações matemáticas, (A.51) torna-se:

$$P = v_{\alpha1}i_{\alpha1} + v_{\beta1}i_{\beta1} = \frac{3}{2}k^2[v_{a1}i_{a1} + v_{b1}i_{b1} + v_{c1}i_{c1}]. \quad (\text{A.52})$$

Comparando-se (A.50) e (A.52), percebe-se que para a igualdade de (A.50) ser alcançada é necessário que $k = \sqrt{2/3}$, o qual também é válido para a sequência negativa. Assim,

a matriz de transformação de abc para $\alpha\beta$ que garante invariância em potência é:

$$\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.53})$$

Já para a transformada de Park, fazendo uso da matriz de (A.20) acrescida de um multiplicador real k que garante a invariância em potência, (A.51) torna-se:

$$\begin{aligned} P = & k[v_{a1} \cos(\theta_{dq1}) + v_{b1} \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) + v_{c1} \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3})] \\ & k[i_{a1} \cos(\theta_{dq1}) + i_{b1} \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) + i_{c1} \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3})] + \\ & k[v_{a1} \sin(\theta_{dq1}) + v_{b1} \sin(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) + v_{c1} \sin(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3})] \\ & k[i_{a1} \sin(\theta_{dq1}) + i_{b1} \sin(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) + i_{c1} \sin(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3})] \end{aligned} \quad (\text{A.54})$$

Após algumas operações matemáticas, a equação (A.54) torna-se:

$$P = v_{d1} i_{d1} + v_{q1} i_{q1} = \frac{3}{2} k^2 [v_{a1} i_{a1} + v_{b1} i_{b1} + v_{c1} i_{c1}]. \quad (\text{A.55})$$

Comparando-se as equações (A.50) e (A.55), percebe-se que para a igualdade de (A.55) ser alcançada é necessário que $k = \sqrt{2/3}$, o qual também é válido para a sequência negativa. Assim, as matrizes de transformação de abc para dq_1 e dq_2 que garantem invariância em potência são dadas por:

$$\mathbf{M}_{abc-dq1}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{dq1}) & -\sin(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.56})$$

$$\mathbf{M}_{abc-dq2}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_{dq2}) & \sin(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.57})$$

Entretanto, as matrizes de (A.53), (A.56) e (A.57) não permitem inversão. Assim, deve-se encontrar a última linha que irá representar a componente de sequência zero. Encontrada, as seguintes igualdades devem ser verdadeiras:

$$\mathbf{v}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_{dq10}^T \mathbf{i}_{dq10} = \mathbf{v}_{dq20}^T \mathbf{i}_{dq20}. \quad (\text{A.58})$$

Desenvolvendo a equação (A.58) para qualquer das matrizes de transformação que se deseja obter ($\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta}^{pot.}$, $\mathbf{M}_{abc-dq10}^{pot.}$ e $\mathbf{M}_{abc-dq20}^{pot.}$), é obtido o mesmo resultado. Assim, para a transformação de Clarke, tem-se:

$$\mathbf{v}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} = \left(\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} \mathbf{v}_{abc} \right)^T \left(\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} \mathbf{i}_{abc} \right). \quad (\text{A.59})$$

Sabendo que $(\mathbf{A} \cdot \mathbf{B})^T = \mathbf{B}^T \cdot \mathbf{A}^T$, (A.59) torna-se:

$$\mathbf{v}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc} = \mathbf{v}_{abc}^T \left(\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} \right)^T \mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} \mathbf{i}_{abc}. \quad (\text{A.60})$$

Para que a igualdade de (A.60) seja verdadeira e sabendo que o produto de uma matriz quadrada por sua inversa é igual à matriz identidade, tem-se que:

$$\left(\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} \right)^T \mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} = \mathbf{I} \rightarrow \left(\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} \right)^T = \left(\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} \right)^{-1}, \quad (\text{A.61})$$

em que \mathbf{I} trata-se da matriz identidade. Fazendo uso da matriz de (A.53) e acrescentando-se uma linha referente à sequência zero, tem-se que:

$$\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ x & x & x \end{bmatrix}. \quad (\text{A.62})$$

Substituindo a equação (A.62) em (A.61), determina-se que $x = 1/\sqrt{2}$, o qual também é válido para as transformações de abc para $dq0_1$ e $dq0_2$ com invariância em potência. Assim, tem-se que:

$$\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.63})$$

$$\mathbf{M}_{abc-dq10}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta_{dq1}) & -\text{sen}(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.64})$$

$$\mathbf{M}_{abc-dq20}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta_{dq2}) & \text{sen}(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.65})$$

Por fim, as matrizes inversas de (A.63) a (A.65) são, respectivamente:

$$\mathbf{M}_{\alpha\beta 0-abc}^{pot.} = \left(\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}^{pot.} \right)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.66})$$

$$\mathbf{M}_{dq10-abc}^{pot.} = \left(\mathbf{M}_{abc-dq10}^{pot.} \right)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq1}) & -\text{sen}(\theta_{dq1}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{dq1} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{dq1} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.67})$$

$$\mathbf{M}_{dq20-abc}^{pot.} = \left(\mathbf{M}_{abc-dq20}^{pot.} \right)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq2}) & \text{sen}(\theta_{dq2}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{dq2} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{dq2} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.68})$$

APÊNDICE B – MODELO DO DFIG NO REFERENCIAL TRIFÁSICO

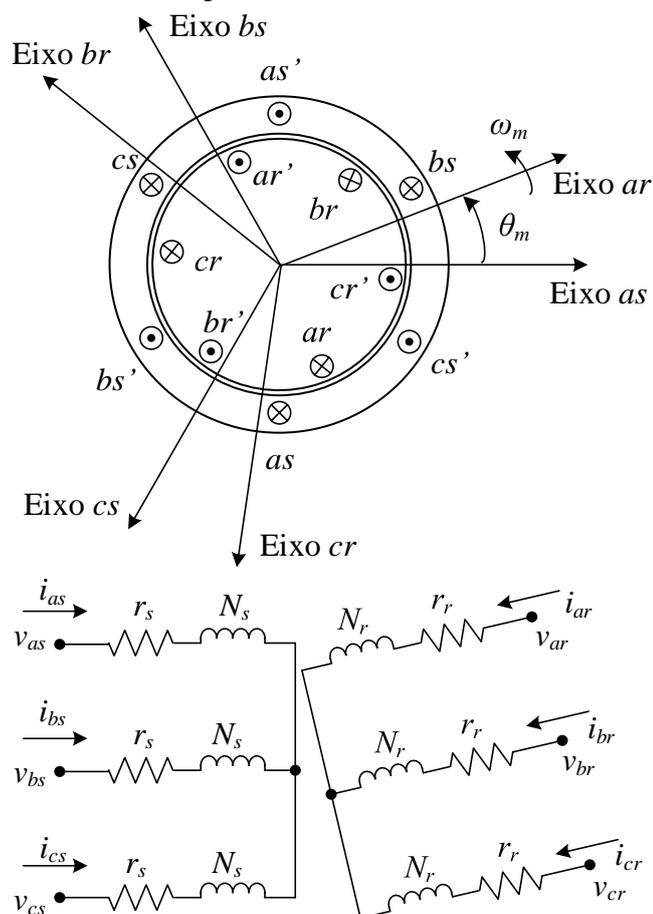
“A ciência se compõe de erros que, por sua vez,
são os passos até a verdade.”

(Julio Verne)

Neste apêndice é modelada a máquina de indução trifásica simétrica com entreferro uniforme no referencial abc . Este equacionamento foi desenvolvido primeiramente por Levine (1935) e consta em diversos livros da área de máquinas elétricas, como os de Barbi (1985), Krause *et al.* (2002) e Fitzgerald *et al.* (2006), podendo apresentar pequenas modificações em relação ao trabalho original.

Na Figura 72 é mostrada uma representação dos respectivos enrolamentos do estator e do rotor, ambos conectados em Y.

Figura 72 – Máquina de indução trifásica simétrica, de dois polos, conectada em Y.



Fonte: adaptada de (KRAUSE *et al.*, 2002).

Os subscritos s e r denotam variáveis e parâmetros associados com os circuitos do

estator e do rotor, respectivamente, os quais são empregados ao longo de toda esta tese. Além disso, os símbolos \otimes e \odot tratam-se de condutores, respectivamente, entrando e saindo do plano da imagem. Assim, o enrolamento de cada fase do estator e do rotor inicia em \otimes e termina em \odot (que também coincide com o sentido positivo da corrente no enrolamento), neste último caso sendo também identificado com o apóstrofo sobre a identificação da fase (por exemplo, as para o início e as' para o término do enrolamento da fase a do estator). Dessa forma, a direção positiva do eixo magnético de cada enrolamento (mostrada na Figura 72) coincide com a direção das respectivas variáveis elétricas (tensões, correntes e fluxos concatenados).

Vale ressaltar que embora na Figura 72 sejam mostrados enrolamentos de uma máquina com um par de polos ($n = 1$), os desenvolvimentos apresentados na sequência são realizados para o caso geral de uma máquina de múltiplos polos, substituindo o ângulo θ_m mecânico pelo ângulo elétrico do rotor $\theta_n = n\theta_m$, conforme realizado por Fitzgerald *et al.* (2006). Consequentemente, também surgirá nas equações resultantes a velocidade de rotação $\omega_n = n\omega_m$.

B.1 Considerações Iniciais

Nesta tese, assim como em outros trabalhos da área de máquinas elétricas, são consideradas as seguintes simplificações:

1. Os enrolamentos estatóricos são iguais entre si, apresentando também o mesmo defasamento angular elétrico. Dessa forma, apresentam iguais número de espiras (N_s), resistência (r_s), indutância de dispersão (L_{ls}) e indutância mútua (L_{ms}).
2. Os enrolamentos rotóricos são iguais entre si, apresentando também o mesmo defasamento angular elétrico. Dessa forma, apresentam iguais número de espiras (N_r), resistência (r_r), indutância de dispersão (L_{lr}) e indutância mútua (L_{mr}).
3. O entreferro é constante e apresenta distribuição de densidade de fluxo magnético radial e senoidal.
4. O circuito magnético é ideal, ou seja, é linear (sem saturação) e não apresenta perdas magnéticas.

Consequência das hipóteses simplificadoras 3 e 4, pode-se representar as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor como funções senoidais do ângulo θ_n e

amplitude L_{sr} . Na forma matricial,

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_n & \cos(\theta_n + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_n & \cos(\theta_n + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_n + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_n \end{bmatrix}. \quad (\text{B.1})$$

A partir da consideração 4, tem-se que que o fluxo total em uma bobina é igual à soma dos fluxos parciais e, com isso, os fluxos concatenados podem ser expressos como:

$$\begin{bmatrix} \phi_{abcs} \\ \phi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix}, \quad (\text{B.2})$$

em que as demais matrizes de indutâncias são dadas por:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad (\text{B.3})$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.4})$$

B.2 Equações das Tensões

A partir de conceitos sobre circuitos indutivos trifásicos e considerando a máquina como sendo um motor, com sentido positivo das correntes do estator e do rotor entrando nos respectivos terminais da máquina, as equações das tensões nas variáveis da máquina podem ser expressas como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs} \\ \mathbf{v}_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{r}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{abcs} \\ \phi_{abcr} \end{bmatrix}, \quad (\text{B.5})$$

em que a matriz $\mathbf{0}$ é quadrada com todos os elementos iguais a zero e as matrizes \mathbf{r}_s e \mathbf{r}_r são diagonais, com elementos diferentes de zero iguais a r_s e r_r , respectivamente.

Aplicando a derivada temporal a (B.2), tem-se que:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{abcs} \\ \phi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \omega_n \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_n} \\ \omega_n \frac{\partial (\mathbf{L}_{sr})^T}{\partial \theta_n} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.6})$$

Substituindo (B.6) em (B.5), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs} \\ \mathbf{v}_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & \omega_n \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_n} \\ \omega_n \frac{\partial (\mathbf{L}_{sr})^T}{\partial \theta_n} & \mathbf{r}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.7})$$

É conveniente e comum referir todas as variáveis do rotor ao enrolamento do estator pela apropriada relação de espiras, sendo que o apóstrofo sobre uma dada variável do rotor denota que a mesma é referida ao estator. Assim,

$$\mathbf{i}'_{abcr} = \frac{N_r}{N_s} \mathbf{i}_{abcr} = a \mathbf{i}_{abcr}, \quad (\text{B.8})$$

$$\mathbf{v}'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{v}_{abcr} = \frac{1}{a} \mathbf{v}_{abcr}, \quad (\text{B.9})$$

$$\phi'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} \phi_{abcr} = \frac{1}{a} \phi_{abcr}, \quad (\text{B.10})$$

em que a relação de espiras é definida neste trabalho como sendo:

$$a = \frac{N_r}{N_s}. \quad (\text{B.11})$$

As indutâncias mútuas e de magnetização são associadas ao mesmo caminho de fluxo magnético; portanto, L_{ms} , L_{mr} e L_{sr} estão assim relacionadas:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} = \frac{1}{a} L_{sr} \\ L_{mr} = \frac{N_r}{N_s} L_{sr} = a L_{sr} \end{array} \right. \Rightarrow L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s} \right)^2 L_{ms} = a^2 L_{ms}. \quad (\text{B.12})$$

Assim, definem-se:

$$\mathbf{L}'_{sr} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{L}_{sr} = \frac{1}{a} \mathbf{L}_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_n & \cos(\theta_n + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_n & \cos(\theta_n + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_n + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_n \end{bmatrix}, \quad (\text{B.13})$$

$$\mathbf{L}'_r = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 \mathbf{L}_r = \left(\frac{1}{a} \right)^2 \mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad (\text{B.14})$$

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr} = \frac{L_{lr}}{a^2}. \quad (\text{B.15})$$

Aplicando a referenciação feita em (B.15) à resistência do rotor, tem-se:

$$r'_r = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 r_r = \frac{r_r}{a^2}. \quad (\text{B.16})$$

Os fluxos concatenados podem ser agora expressos como:

$$\begin{bmatrix} \phi_{abcs} \\ \phi'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.17})$$

Desta feita, as equações das tensões expressas em termos das variáveis da máquina referidas ao enrolamento do estator são escritas como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs} \\ \mathbf{v}'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{r}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{abcs} \\ \phi'_{abcr} \end{bmatrix}, \quad (\text{B.18})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abcs} \\ \mathbf{v}'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & \omega_n \frac{\partial \mathbf{L}'_{sr}}{\partial \theta_n} \\ \omega_n \frac{\partial (\mathbf{L}'_{sr})^T}{\partial \theta_n} & \mathbf{r}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.19})$$

B.3 Equações do Torque

A energia armazenada no campo de acoplamento pode ser escrita como:

$$W_f = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{abcs})^T (\mathbf{L}_s - L_{ls} \mathbf{I}) \mathbf{i}_{abcs} + (\mathbf{i}_{abcs})^T \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{i}'_{abcr} + \frac{1}{2} (\mathbf{i}'_{abcr})^T (\mathbf{L}'_r - L'_{lr} \mathbf{I}) \mathbf{i}'_{abcr}. \quad (\text{B.20})$$

A variação da energia mecânica em um sistema rotacional com uma entrada mecânica pode ser escrita como:

$$\frac{dW_m}{dt} = -T_e \frac{d\theta_m}{dt}, \quad (\text{B.21})$$

em que T_e é o torque eletromagnético positivo para ação motora (saída de torque) e θ_m é o deslocamento angular efetivo do rotor (mecânico). Como a matriz de (B.1) e, conseqüentemente, outras variáveis relacionadas, são expressas como funções do deslocamento angular $\theta_n = n\theta_m$, então é também conveniente assim o fazer em (B.21). Desta feita,

$$\frac{dW_m}{dt} = -T_e \left(\frac{1}{n} \right) \frac{d\theta_n}{dt}. \quad (\text{B.22})$$

Com isso, o torque eletromagnético pode ser calculado como:

$$T_e(i_j, \theta_n) = n \frac{\partial W_m(i_j, \theta_n)}{\partial \theta_n}. \quad (\text{B.23})$$

Como \mathbf{L}_s e \mathbf{L}'_r não são funções de θ_n , substituindo W_f de (B.20) em (B.23), chega-se ao torque eletromagnético:

$$T_e = n (\mathbf{i}_{abcs})^T \frac{\partial \mathbf{L}'_{sr}}{\partial \theta_n} \mathbf{i}'_{abcr}. \quad (\text{B.24})$$

que na forma expandida se torna:

$$T_e = -nL_{ms} \left\{ [i_{as} (i'_{ar} - \frac{1}{2}i'_{br} - \frac{1}{2}i'_{cr}) + i_{bs} (i'_{br} - \frac{1}{2}i'_{ar} - \frac{1}{2}i'_{cr}) + i_{cs} (i'_{cr} - \frac{1}{2}i'_{br} - \frac{1}{2}i'_{ar})] \text{sen}\theta_n + \frac{\sqrt{3}}{2} [i_{as} (i'_{br} - i'_{cr}) + i_{bs} (i'_{cr} - i'_{ar}) + i_{cs} (i'_{ar} - i'_{br})] \cos\theta_n \right\}. \quad (\text{B.25})$$

B.3.1 Correntes do Estator e Rotor Equilibradas

Se as correntes \mathbf{i}_{abcs} e \mathbf{i}'_{abcr} em (B.24) forem equilibradas, ou seja, dadas conforme (A.5), pode-se mostrar que (B.25) torna-se:

$$T_e = \frac{n3L_{ms}}{2} \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_s \cos(\theta_{is}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_r \text{sen}(\theta_{ir'}) - \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_s \text{sen}(\theta_{is}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_r \cos(\theta_{ir'}) \right], \quad (\text{B.26})$$

em que \hat{i}_s e \hat{i}'_r são as amplitudes das correntes do estator e rotor referida ao estator, respectivamente, e θ_{is} e $\theta_{ir'}$ são os ângulos de defasagem entre os respectivos vetores espaciais e o vetor espacial da tensão do estator.

B.3.2 Correntes do Estator e Rotor Desequilibradas

Já se \mathbf{i}_{abcs} e \mathbf{i}'_{abcr} forem desequilibradas, apresentando, portanto, componentes de sequência positiva e negativa dadas por (A.5) e (A.9), pode-se mostrar que (B.25) torna-se:

$$T_e = T_{e1} + T_{e2} + T_{ec} \cos(2\omega_s t) + T_{es} \text{sen}(2\omega_s t), \quad (\text{B.27})$$

em que T_{e1} e T_{e2} são os torques eletromagnéticos de sequência positiva e negativa e oscilante, sendo dados por:

$$T_{e1} = \frac{n3L_{ms}}{2} \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s1} \cos(\theta_{is1}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r1} \text{sen}(\theta_{ir1'}) - \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s1} \text{sen}(\theta_{is1}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r1} \cos(\theta_{ir1'}) \right], \quad (\text{B.28})$$

$$T_{e2} = -\frac{n3L_{ms}}{2} \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s2} \cos(\theta_{is2}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r2} \text{sen}(\theta_{ir2'}) - \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s2} \text{sen}(\theta_{is2}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r2} \cos(\theta_{ir2'}) \right], \quad (\text{B.29})$$

enquanto T_{ec} e T_{es} são dados por:

$$T_{ec} = \frac{n3L_{ms}}{2} \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s1} \sin(\theta_{is1}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r2} \cos(\theta_{ir2'}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s1} \cos(\theta_{is1}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r2} \sin(\theta_{ir2'}) \right. \\ \left. - \frac{3}{2} \hat{i}_{s2} \sin(\theta_{is2}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r1} \cos(\theta_{ir1'}) - \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s2} \cos(\theta_{is2}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r1} \sin(\theta_{ir1'}) \right] \quad , \quad (B.30)$$

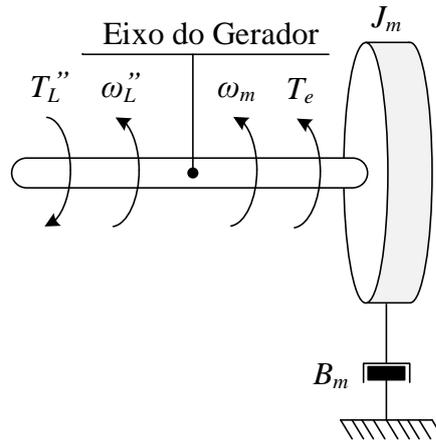
$$T_{es} = \frac{n3L_{ms}}{2} \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s1} \cos(\theta_{is1}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r2} \cos(\theta_{ir2'}) - \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s1} \sin(\theta_{is1}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r2} \sin(\theta_{ir2'}) \right. \\ \left. - \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s2} \cos(\theta_{is2}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r1} \cos(\theta_{ir1'}) + \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s2} \sin(\theta_{is2}) \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r1} \sin(\theta_{ir1'}) \right] \quad . \quad (B.31)$$

B.4 Dinâmica da Máquina de Indução

Considera-se que a máquina de indução tem apenas uma componente inercial (J_m).

Assim, na Figura 73 é apresentado o modelo de uma massa da operação como motor.

Figura 73 – Modelo de uma massa do DFIG.



Fonte: o autor.

Para retratar essa dinâmica (fundamental), têm-se:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_{fm} - T_L'' = T_e - B_m \omega_m - T_L'' \quad , \quad (B.32)$$

$$\omega_m = \omega_L'' \quad , \quad (B.33)$$

em que J_g é o momento de inércia da máquina de indução, T_{fm} é o torque de atrito da máquina de indução, B_m é o coeficiente de atrito da máquina de indução, T_L é o torque resistente da carga acionada pela máquina de indução e ω_L é a rotação da carga acionada pela máquina de indução, sendo que o subscrito '' significa que as respectivas variáveis estão referenciadas ao eixo da máquina de indução.

APÊNDICE C – MODELO DO DFIG NOS REFERENCIAIS SÍNCRONOS

“Em ciência não existe um erro tão grosseiro que, amanhã ou depois,
sob alguma perspectiva, não pareça profético.”

(Jean Rostand)

Visando fazer com que as variáveis (do estator e do rotor) do modelo apresentado no Apêndice B assumam valores constantes em regime permanente, estas devem ser representadas nos referenciais adequados. Assim, nesse apêndice é detalhado o equacionamento que torna isso possível, o qual foi desenvolvido primeiramente por Brereton *et al.* (1957) e consta em diversos livros da área de máquinas elétricas, como os de Barbi (1985), Krause *et al.* (2002) e Fitzgerald *et al.* (2006), podendo apresentar pequenas modificações em relação ao trabalho original.

Como esta tese lida com as componentes de sequência positiva e negativa, neste apêndice são melhor detalhadas das equações tratadas por Xu e Wang (2007).

C.1 Transformação das Variáveis do Estator e do Rotor

Conforme apresentado na Seção A.1.1, as variáveis trifásicas genéricas de sequência positiva dão origem a vetores girando em sentido anti-horário. Já a Seção A.1.2 mostrou que variáveis trifásicas genéricas de sequência negativa dão origem a um vetor girando em sentido horário. Tanto para as variáveis do estator quanto do rotor (estando este primeiro diretamente conectado à rede elétrica), as frequências angulares dos vetores girantes de sequência positiva (ω_1) e negativa (ω_2) em relação ao estator são:

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_s = 2\pi f_s = \omega_g = 2\pi f_g, \quad (\text{C.1})$$

em que ω_s e ω_g são as frequências angulares do estator e da rede elétrica.

Por sua vez, na Seção A.3, mostrou-se ser possível decompor esses vetores nos sistemas de referência também girantes dq_1 e dq_2 . Assim, caso as velocidades e sentidos de rotação destes sistemas de referência sejam iguais às dos vetores girantes, as componentes dq_1 e dq_2 apresentarão valores constantes em regime permanente.

Para tal, podem ser utilizadas as matrizes de transformação com invariância em amplitude, apresentadas na Seção A.4, ou as com invariância em potência, apresentadas na Seção A.5. Esta tese fará uso da segunda opção.

C.1.1 Variáveis do Estator

Para o caso das variáveis do estator, as frequências angulares dos vetores girantes também são iguais às das respectivas variáveis elétricas. Ou seja,

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_{s1} = \omega_{s2} = \omega_s = 2\pi f_s = \omega_g = 2\pi f_g. \quad (\text{C.2})$$

Assim, fazendo uso de (A.64) e (A.65), têm-se:

$$\mathbf{x}_{dq10s} = \mathbf{K}_{s1} \mathbf{x}_{abc1s}, \quad (\text{C.3})$$

$$\mathbf{K}_{s1} = \mathbf{M}_{abc-dq10}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta_{s1}) & -\text{sen}(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (\text{C.4})$$

$$\mathbf{x}_{dq20s} = \mathbf{K}_{s2} \mathbf{x}_{abc2s}, \quad (\text{C.5})$$

$$\mathbf{K}_{s2} = \mathbf{M}_{abc-dq20}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & \cos(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta_{s2}) & \text{sen}(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (\text{C.6})$$

em que $\theta_{s1} = \omega_{s1}t + \varphi_{s1}$ e $\theta_{s2} = \omega_{s2}t + \varphi_{s2}$ são os ângulos dos vetores girantes \vec{x}_{s1} e \vec{x}_{s2} em relação ao eixo a do estator (as). Os ângulos φ_{s1} e φ_{s2} são ângulos de defasagem quaisquer, como mostrado na Figura C.1. Dado que as frequências angulares dos referenciais dq_1 (ω_1) e dq_2 (ω_2) são iguais às dos vetores girantes (ω_{s1} e ω_{s2}), os ângulos φ_{s1} e φ_{s2} são constantes.

Por fim, as transformações inversas são:

$$\mathbf{x}_{abc1s} = (\mathbf{K}_{s1})^{-1} \mathbf{x}_{dq10s}, \quad (\text{C.7})$$

$$\mathbf{x}_{abc2s} = (\mathbf{K}_{s2})^{-1} \mathbf{x}_{dq20s}. \quad (\text{C.8})$$

C.1.2 Variáveis do Rotor

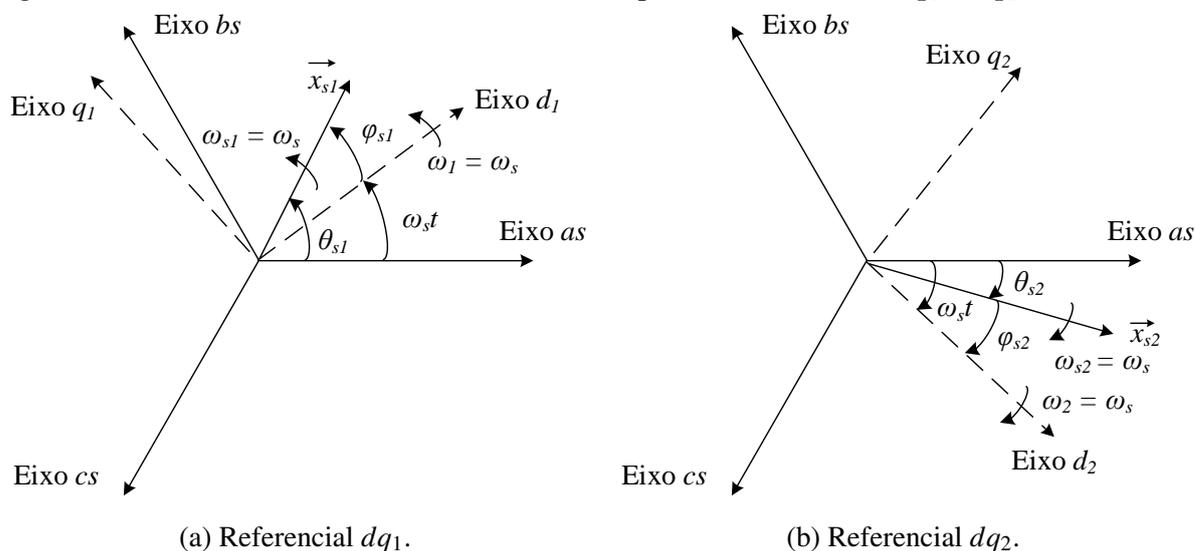
Dado que os enrolamentos do rotor não são estáticos, as frequências angulares dos vetores girantes de sequência positiva (ω_1) e negativa (ω_2) são dadas por:

$$\omega_1 = \omega_s = \omega_{r1} + \omega_n, \quad (\text{C.9})$$

$$\omega_2 = \omega_s = \omega_{r2} - \omega_n, \quad (\text{C.10})$$

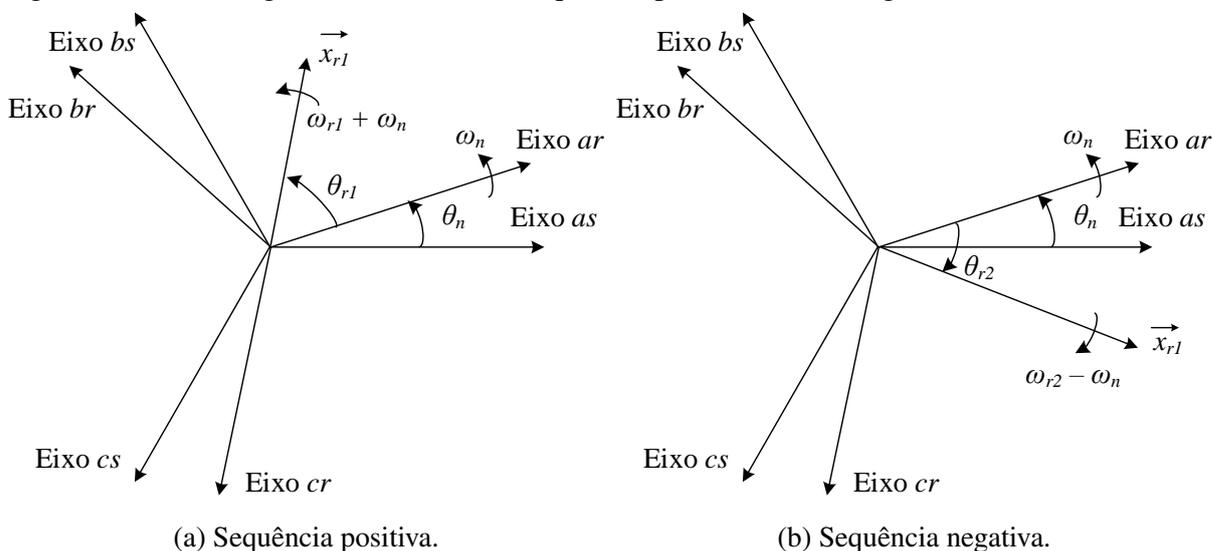
em que ω_n é a frequência angular do rotor¹; e ω_{r1} e ω_{r2} são as frequências angulares das respectivas variáveis elétricas. Na Figura 75 são mostrados os vetores girantes do rotor de seqüência positiva (\vec{x}_{r1}) e negativa (\vec{x}_{r2}).

Figura 74 – Conversões das váriavis do estator (s) para os referenciais dq_1 e dq_2 .



Fonte: o autor.

Figura 75 – Vetores girantes do rotor de seqüência positiva (\vec{x}_{r1}) e negativa (\vec{x}_{r2}).



Fonte: o autor.

A partir da equação do escorregamento (s), tem-se que:

$$s = \frac{(\omega_s/n) - \omega_m}{\omega_s/n} = \frac{\omega_s - \omega_n}{\omega_s} \rightarrow \omega_n = \omega_s(1 - s). \quad (C.11)$$

¹ Deve-se considerar a velocidade de rotação ω_n ao invés de somente ω_m , pois se está lidando com variáveis elétricas. Assim, deve-se também levar em conta a influência do número de pares de polos n .

Assim, substituindo (C.11) em (C.9) e (C.10), têm-se:

$$\omega_{r1} = s\omega_s, \quad (C.12)$$

$$\omega_{r2} = \omega_s(2 - s). \quad (C.13)$$

Comparando-se (C.12) e (C.13), percebe-se que $\omega_{r1} \neq \omega_{r2}$. Mais precisamente, sabendo que $-0,3 \leq s \leq 0,3$ para o caso de SCEEs baseados no DFIG, as variáveis elétricas do rotor de sequência negativa apresentam frequência angular entre 5,78 e 7,78 vezes maior que a das variáveis de sequência positiva.

Realizando o mesmo procedimento da seção anterior agora para as variáveis elétricas do rotor referidas ao estator, têm-se:

$$\mathbf{x}'_{dq10r} = \mathbf{K}_{r1} \mathbf{x}'_{abc1r}, \quad (C.14)$$

$$\mathbf{K}_{r1} = \mathbf{M}_{abc-dq10}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r1}) & \cos(\theta_{r1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{r1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta_{r1}) & -\text{sen}(\theta_{r1} - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{r1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (C.15)$$

$$\mathbf{x}'_{dq20r} = \mathbf{K}_{r2} \mathbf{x}'_{abc2r}, \quad (C.16)$$

$$\mathbf{K}_{r2} = \mathbf{M}_{abc-dq20}^{pot.} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{r2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta_{r2}) & \text{sen}(\theta_{r2} + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_{r2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (C.17)$$

em que $\theta_{r1} = \omega_{r1}t + \varphi_{r1}$ e $\theta_{r2} = \omega_{r2}t + \varphi_{r2}$ são os ângulos dos vetores girantes \vec{x}_{r1} e \vec{x}_{r2} em relação ao eixo a do rotor (ar). Os ângulos φ_{r1} e φ_{r2} são ângulos de defasagem quaisquer, como mostrado na Figura 76. Dado que as frequências angulares dos referenciais dq_1 (ω_1) e dq_2 (ω_2) são iguais às dos vetores girantes (ω_{r1} e ω_{r2}), os ângulos φ_{r1} e φ_{r2} são constantes.

Por fim, as transformações inversas são:

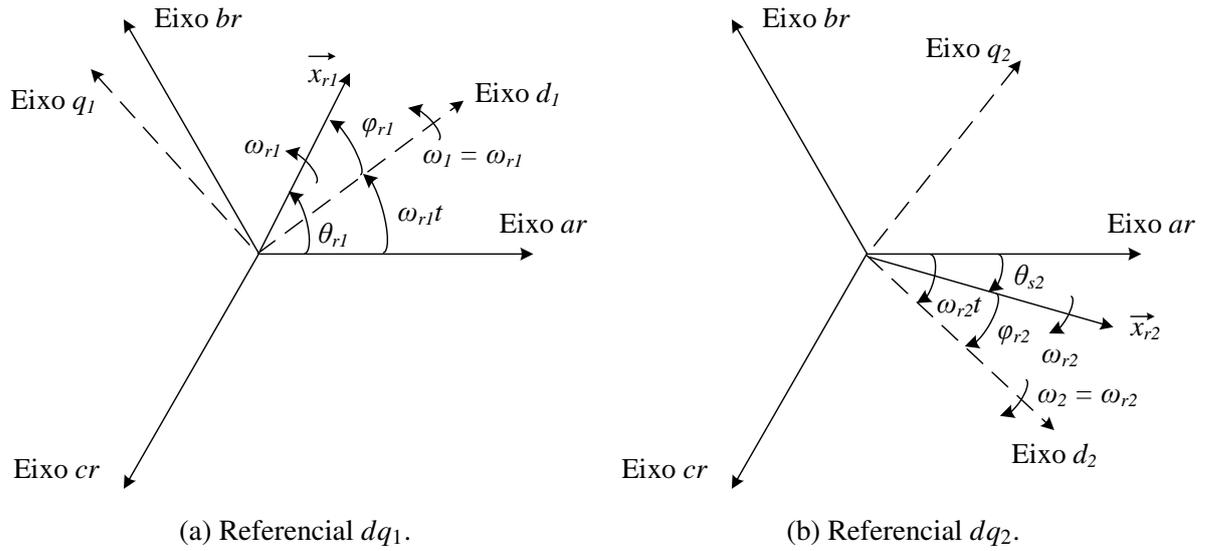
$$\mathbf{x}'_{abc1r} = (\mathbf{K}_{r1})^{-1} \mathbf{x}'_{dq10r}, \quad (C.18)$$

$$\mathbf{x}'_{abc2r} = (\mathbf{K}_{r2})^{-1} \mathbf{x}'_{dq20r}. \quad (C.19)$$

C.2 Equações das Tensões

A partir de (2.1), tem-se que as variáveis elétricas da máquina de indução no referencial abc apresentam componentes de sequência positiva e negativa. Na sequência será detalhada a representação destas nos respectivos referenciais dq_1 e dq_2 .

Figura 76 – Conversões das variáveis do rotor (s) para os referenciais dq_1 e dq_2 .



Fonte: o autor.

C.2.1 Sequência Positiva

Substituindo (C.7) e (C.18) nas equações de fluxos concatenados de sequência positiva em abc (B.2), obtém-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_{dq10s} \\ \phi'_{dq10r} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{s1} \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_{s1})^{-1} & \mathbf{K}_{s1} \mathbf{L}'_{sr} (\mathbf{K}_{r1})^{-1} \\ \mathbf{K}_{r1} (\mathbf{L}'_{sr})^T (\mathbf{K}_{s1})^{-1} & \mathbf{K}_{r1} \mathbf{L}'_r (\mathbf{K}_{r1})^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq10s} \\ \mathbf{i}'_{dq10r} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dq0s} & \mathbf{L}_{dqM} \\ \mathbf{L}_{dqM} & \mathbf{L}'_{dq0r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq10s} \\ \mathbf{i}'_{dq10r} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{C.20})$$

Para \mathbf{L}_s da forma dada por (B.3), tem-se:

$$\mathbf{K}_{s1} \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_{s1})^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{dq0s}, \quad (\text{C.21})$$

em que define-se a indutância de magnetização como sendo:

$$L_M = \frac{3}{2} L_{ms}. \quad (\text{C.22})$$

Como \mathbf{L}'_r tem forma similar a \mathbf{L}_s , como mostra (B.14), segue-se que:

$$\mathbf{K}_{r1} \mathbf{L}'_r (\mathbf{K}_{r1})^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} = \mathbf{L}'_{dq0r}. \quad (\text{C.23})$$

Ainda, pode-se mostrar que:

$$\mathbf{K}_{s1}\mathbf{L}'_{sr}(\mathbf{K}_{r1})^{-1} = \mathbf{K}_{r1}(\mathbf{L}'_{sr})^T(\mathbf{K}_{s1})^{-1} = \begin{bmatrix} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{dqM}. \quad (\text{C.24})$$

Substituindo (C.7) e (C.18) agora em (B.18), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq10s} \\ \mathbf{v}'_{dq10r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{s1}\mathbf{r}_s(\mathbf{K}_{s1})^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_{r1}\mathbf{r}'_r(\mathbf{K}_{r1})^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq10s} \\ \mathbf{i}'_{dq10r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{s1} \frac{d\{(\mathbf{K}_{s1})^{-1}\phi_{dq10s}\}}{dt} \\ \mathbf{K}_{r1} \frac{\{d(\mathbf{K}_{r1})^{-1}\phi'_{dq10r}\}}{dt} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.25})$$

Dado que as matrizes \mathbf{r}_s e \mathbf{r}'_r são diagonais, com elementos diferentes de zero iguais a r_s e r'_r , respectivamente, têm-se:

$$\mathbf{K}_{s1}\mathbf{r}_s(\mathbf{K}_{s1})^{-1} = \mathbf{r}_s, \quad (\text{C.26})$$

$$\mathbf{K}_{r1}\mathbf{r}'_r(\mathbf{K}_{r1})^{-1} = \mathbf{r}'_r. \quad (\text{C.27})$$

Pode-se mostrar que o segundo termo à direita de (C.25) é igual a:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{s1} \frac{d\{(\mathbf{K}_{s1})^{-1}\phi_{dq10s}\}}{dt} \\ \mathbf{K}_{r1} \frac{\{d(\mathbf{K}_{r1})^{-1}\phi'_{dq10r}\}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_{s1}\phi_{qd1s} \\ \omega_{r1}\phi'_{qd1r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dq10s} \\ \phi'_{dq10r} \end{bmatrix}, \quad (\text{C.28})$$

em que:

$$\phi_{qd1s} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d1s} \\ \phi_{q1s} \\ \phi_{0s} \end{bmatrix} = \mathbf{K}_{qd1}\phi_{dq10s}, \quad (\text{C.29})$$

$$\phi'_{qd1r} = \mathbf{K}_{qd1}\phi'_{dq10r}. \quad (\text{C.30})$$

Assim, substituindo (C.26) a (C.28) em (C.25), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq10s} \\ \mathbf{v}'_{dq10r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{r}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq10s} \\ \mathbf{i}'_{dq10r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_{s1}\phi_{qd1s} \\ \omega_{r1}\phi'_{qd1r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dq10s} \\ \phi'_{dq10r} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.31})$$

Por fim, substituindo (C.20), (C.29) e (C.30) em (C.31), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq10s} \\ \mathbf{v}'_{dq10r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s + \omega_{s1}(L_{ls} + L_M)\mathbf{K}_{qd1} & \omega_{s1}L_M\mathbf{K}_{qd1} \\ \omega_{r1}L_M\mathbf{K}_{qd1} & \mathbf{r}'_r + \omega_{r1}(L'_{lr} + L_M)\mathbf{K}_{qd1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq10s} \\ \mathbf{i}'_{dq10r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dq0s} & \mathbf{L}_{dqM} \\ \mathbf{L}_{dqM} & \mathbf{L}'_{dq0r} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq10s} \\ \mathbf{i}'_{dq10r} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.32})$$

Na forma expandida, (C.32) torna-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{d1s} = r_s i_{d1s} - \omega_{s1} \underbrace{[(L_{ls} + L_M) i_{q1s} + L_M i'_{q1r}]}_{\phi_{q1s}} + (L_{ls} + L_M) \frac{di_{d1s}}{dt} + L_M \frac{di'_{d1r}}{dt} \\ v_{q1s} = r_s i_{q1s} + \omega_{s1} \underbrace{[(L_{ls} + L_M) i_{d1s} + L_M i'_{d1r}]}_{\phi_{d1s}} + (L_{ls} + L_M) \frac{di_{q1s}}{dt} + L_M \frac{di'_{q1r}}{dt} \\ v_{0s} = r_s i_{0s} + L_{ls} \frac{di_{0s}}{dt} \\ v'_{d1r} = r'_r i'_{d1r} - \omega_{r1} \underbrace{[(L'_{lr} + L_M) i'_{q1r} + L_M i_{q1s}]}_{\phi'_{q1r}} + (L'_{lr} + L_M) \frac{di'_{d1r}}{dt} + L_M \frac{di_{d1s}}{dt} \\ v'_{q1r} = r'_r i'_{q1r} + \omega_{r1} \underbrace{[(L'_{lr} + L_M) i'_{d1r} + L_M i_{d1s}]}_{\phi'_{d1r}} + (L'_{lr} + L_M) \frac{di'_{q1r}}{dt} + L_M \frac{di_{q1s}}{dt} \\ v'_{0r} = r'_r i'_{0r} + L'_{lr} \frac{di'_{0r}}{dt} \end{array} \right. \quad (C.33)$$

C.2.2 Sequência Negativa

Substituindo (C.8) e (C.19) nas equações de fluxos concatenados de sequência negativa em *abc* (B.2), obtém-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_{dq20s} \\ \phi'_{dq20r} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{s2} \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_{s2})^{-1} & \mathbf{K}_{s2} \mathbf{L}'_{sr2} (\mathbf{K}_{r2})^{-1} \\ \mathbf{K}_{r2} (\mathbf{L}'_{sr2})^T (\mathbf{K}_{s2})^{-1} & \mathbf{K}_{r2} \mathbf{L}'_r (\mathbf{K}_{r2})^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq20s} \\ \mathbf{i}'_{dq20r} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dq0s} & \mathbf{L}_{dq2M} \\ \mathbf{L}_{dq2M} & \mathbf{L}'_{dq0r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq20s} \\ \mathbf{i}'_{dq20r} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (C.34)$$

Para \mathbf{L}_s e \mathbf{L}'_r das formas dadas por (B.3) e (B.14), têm-se:

$$\mathbf{K}_{s2} \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_{s2})^{-1} = \mathbf{L}_{dq0s}, \quad (C.35)$$

$$\mathbf{K}_{r2} \mathbf{L}'_r (\mathbf{K}_{r2})^{-1} = \mathbf{L}'_{dq0r}, \quad (C.36)$$

em que \mathbf{L}_{dq0s} e \mathbf{L}'_{dq0r} são as mesmas matrizes já definidas em (C.21) e (C.23).

Como o rotor da máquina de indução continua girando no sentido da sequência positiva, as indutâncias mútuas de sequência negativa são dadas por:

$$\mathbf{L}'_{sr2} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(-\theta_n) & \cos(-\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \cos(-\theta_n + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(-\theta_n + \frac{2\pi}{3}) & \cos(-\theta_n) & \cos(-\theta_n - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(-\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \cos(-\theta_n + \frac{2\pi}{3}) & \cos(-\theta_n) \end{bmatrix}. \quad (C.37)$$

Pode-se mostrar que:

$$\mathbf{K}_{s2}\mathbf{L}'_{sr2}(\mathbf{K}_{r2})^{-1} = \mathbf{K}_{r2}(\mathbf{L}'_{sr2})^T(\mathbf{K}_{s2})^{-1} = \mathbf{L}_{dqM}, \quad (\text{C.38})$$

em que \mathbf{L}_{dqM} é a mesma matriz já definida em (C.24).

Substituindo (C.8) e (C.19) nas equações das tensões de seqüência negativa em *abc*, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq20s} \\ \mathbf{v}'_{dq20r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{s2}\mathbf{r}_s(\mathbf{K}_{s2})^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_{r2}\mathbf{r}'_r(\mathbf{K}_{r2})^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq20s} \\ \mathbf{i}'_{dq20r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{s2} \frac{d\{(\mathbf{K}_{s2})^{-1}\phi_{dq20s}\}}{dt} \\ \mathbf{K}_{r2} \frac{d\{(\mathbf{K}_{r2})^{-1}\phi'_{dq20r}\}}{dt} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.39})$$

Assim como para a seqüência positiva, têm-se:

$$\mathbf{K}_{s1}\mathbf{r}_s(\mathbf{K}_{s1})^{-1} = \mathbf{r}_s, \quad (\text{C.40})$$

$$\mathbf{K}_{r1}\mathbf{r}'_r(\mathbf{K}_{r1})^{-1} = \mathbf{r}'_r. \quad (\text{C.41})$$

Pode-se mostrar que o segundo termo à direita de (C.39) é igual a:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{s2} \frac{d\{(\mathbf{K}_{s2})^{-1}\phi_{dq20s}\}}{dt} \\ \mathbf{K}_{r2} \frac{d\{(\mathbf{K}_{r2})^{-1}\phi'_{dq20r}\}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_{s2}\phi_{qd2s} \\ \omega_{r2}\phi'_{qd2r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dq20s} \\ \phi'_{dq20r} \end{bmatrix}, \quad (\text{C.42})$$

em que:

$$\phi_{qd2s} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d2s} \\ \phi_{q2s} \\ \phi_{0s} \end{bmatrix} = \mathbf{K}_{qd2}\phi_{dq20s}, \quad (\text{C.43})$$

$$\phi'_{qd2r} = \mathbf{K}_{qd2}\phi'_{dq20r}. \quad (\text{C.44})$$

Assim, substituindo (C.40) a (C.42) em (C.39), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq20s} \\ \mathbf{v}'_{dq20r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{r}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq20s} \\ \mathbf{i}'_{dq20r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_{s2}\phi_{qd2s} \\ \omega_{r2}\phi'_{qd2r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dq20s} \\ \phi'_{dq20r} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.45})$$

Por fim, substituindo (C.34), (C.43) e (C.44) em (C.45), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{dq20s} \\ \mathbf{v}'_{dq20r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s + \omega_{s2}(L_{ls} + L_M)\mathbf{K}_{qd2} & \omega_{s2}L_M\mathbf{K}_{qd2} \\ \omega_{r2}L_M\mathbf{K}_{qd2} & \mathbf{r}'_r + \omega_{r2}(L'_{lr} + L_M)\mathbf{K}_{qd2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq20s} \\ \mathbf{i}'_{dq20r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{dq0s} & \mathbf{L}_{dqM} \\ \mathbf{L}_{dqM} & \mathbf{L}'_{dq0r} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq20s} \\ \mathbf{i}'_{dq20r} \end{bmatrix}. \quad (\text{C.46})$$

Na forma expandida, (C.46) torna-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{d2s} = r_s i_{d2s} + \omega_{s2} \underbrace{[(L_{ls} + L_M) i_{q2s} + L_M i'_{q2r}]}_{\phi_{q2s}} + (L_{ls} + L_M) \frac{di_{d2s}}{dt} + L_M \frac{di'_{d2r}}{dt} \\ v_{q2s} = r_s i_{q2s} - \omega_{s2} \underbrace{[(L_{ls} + L_M) i_{d2s} + L_M i'_{d2r}]}_{\phi_{d2s}} + (L_{ls} + L_M) \frac{di_{q2s}}{dt} + L_M \frac{di'_{q2r}}{dt} \\ v_{0s} = r_s i_{0s} + L_{ls} \frac{di_{0s}}{dt} \\ v'_{d2r} = r'_r i'_{d2r} + \omega_{r2} \underbrace{[(L'_{lr} + L_M) i'_{q2r} + L_M i_{q2s}]}_{\phi'_{q2r}} + (L'_{lr} + L_M) \frac{di'_{d2r}}{dt} + L_M \frac{di_{d2s}}{dt} \\ v'_{q2r} = r'_r i'_{q2r} - \omega_{r2} \underbrace{[(L'_{lr} + L_M) i'_{d2r} + L_M i_{d2s}]}_{\phi'_{d2r}} + (L'_{lr} + L_M) \frac{di'_{q2r}}{dt} + L_M \frac{di_{q2s}}{dt} \\ v'_{0r} = r'_r i'_{0r} + L'_{lr} \frac{di'_{0r}}{dt} \end{array} \right. \quad (C.47)$$

C.2.3 Circuitos Equivalentes

De (C.33) e (C.47) são obtidos os circuitos equivalentes em coordenadas $dq0_1$ e $dq0_2$ para a máquina de indução simétrica trifásica da Figura 77.

C.3 Equações dos Torques Eletromagnéticos

Analisando a máquina de indução como um motor, dado que o vetor girante de sequência positiva rotaciona no mesmo sentido do rotor, suas componentes originam um torque eletromagnético positivo. Já as componentes de sequência negativa dão origem a um torque eletromagnético no sentido contrário. A soma destes dois torques, reflete-se em oscilações de torque, as quais são prejudiciais à máquina e, portanto, devem ser minimizadas.

C.3.1 Sequência Positiva

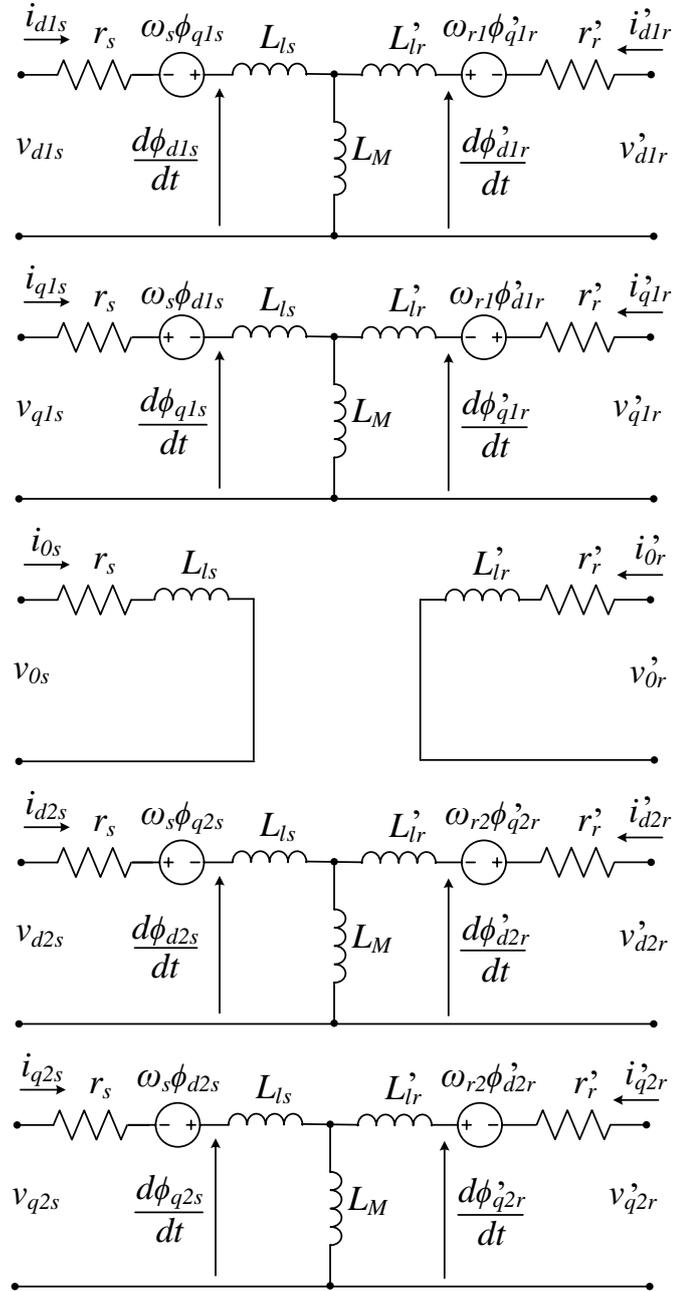
Substituindo (C.7) e (C.18) em (B.24), tem-se:

$$T_{e1} = n[(\mathbf{K}_{s1})^{-1} \mathbf{i}_{dq10s}]^T \frac{\partial \mathbf{L}'_{sr1}}{\partial \theta_n} (\mathbf{K}_{r1})^{-1} \mathbf{i}'_{dq10r}. \quad (C.48)$$

Sabendo que $(\mathbf{A}\mathbf{B})^T = \mathbf{B}^T \mathbf{A}^T$ e fazendo uso de (A.56), dado que \mathbf{K}_{s1} trata-se de uma matriz de invariância em potência, (C.48) torna-se:

$$T_{e1} = n(\mathbf{i}_{dq10s})^T \mathbf{K}_{s1} \frac{\partial \mathbf{L}'_{sr1}}{\partial \theta_n} (\mathbf{K}_{r1})^{-1} \mathbf{i}'_{dq10r}. \quad (C.49)$$

Figura 77 – Circuitos equivalentes em $dq10$ e $dq20$ da máquina de indução trifásica.



Fonte: adaptada de (KRAUSE *et al.*, 2002).

Pode mostrar-se que a seguinte igualdade é válida:

$$\mathbf{K}_{s1} \frac{\partial \mathbf{L}'_{sr1}}{\partial \theta_n} (\mathbf{K}_{r1})^{-1} = L_M \mathbf{K}_{qd1}. \quad (\text{C.50})$$

Assim, substituindo (C.50) em (C.49), tem-se:

$$T_{e1} = n(\mathbf{i}_{dq10s})^T L_M \mathbf{K}_{qd1} \mathbf{i}'_{dq10r} = nL_M (i_{q1s} i'_{d1r} - i_{d1s} i'_{q1r}). \quad (\text{C.51})$$

Comparando-se (B.28) com (C.51) e fazendo uso de (C.22), tem-se:

$$T_{e1} = n \underbrace{\frac{3L_{ms}}{2}}_{L_M} \left[\underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s1} \cos(\theta_{is1})}_{i_{q1s}} \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r1} \text{sen}(\theta_{ir1'})}_{i'_{d1r}} - \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s1} \text{sen}(\theta_{is1})}_{i_{d1s}} \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r1} \cos(\theta_{ir1'})}_{i'_{q1r}} \right] \quad (C.52)$$

É muito útil representar a equação do torque eletromagnético em função dos fluxos concatenados do estator ao invés das correntes do rotor referidas ao estator. Assim, a partir de (C.33), tem-se:

$$\begin{cases} \phi_{d1s} = (L_{ls} + L_M)i_{d1s} + L_M i'_{d1r} \rightarrow i'_{d1r} = \frac{\phi_{d1s} - (L_{ls} + L_M)i_{d1s}}{L_M} \\ \phi_{q1s} = (L_{ls} + L_M)i_{q1s} + L_M i'_{q1r} \rightarrow i'_{q1r} = \frac{\phi_{q1s} - (L_{ls} + L_M)i_{q1s}}{L_M} \end{cases} \quad (C.53)$$

Substituindo (C.53) em (C.51), obtém-se:

$$T_{e1} = n(i_{q1s}\phi_{d1s} - i_{d1s}\phi_{q1s}). \quad (C.54)$$

C.3.2 Sequência Negativa

Substituindo (C.8) e (C.19) em (B.24), tem-se:

$$\begin{aligned} T_{e2} &= -n[(\mathbf{K}_{s2})^{-1} \mathbf{i}_{dq20s}]^T \frac{\partial \mathbf{L}'_{sr2}}{\partial \theta_n} (\mathbf{K}_{r2})^{-1} \mathbf{i}'_{dq20r} \\ &= -n(\mathbf{i}_{dq20s})^T \mathbf{K}_{s2} \frac{\partial \mathbf{L}'_{sr2}}{\partial \theta_n} (\mathbf{K}_{r2})^{-1} \mathbf{i}'_{dq20r} \end{aligned} \quad (C.55)$$

Pode mostrar-se que a seguinte igualdade é válida:

$$\mathbf{K}_{s2} \frac{\partial \mathbf{L}'_{sr2}}{\partial \theta_n} (\mathbf{K}_{r2})^{-1} = L_M \mathbf{K}_{qd1}. \quad (C.56)$$

Assim, substituindo (C.56) em (C.55), tem-se:

$$T_{e2} = -n(\mathbf{i}_{dq20s})^T L_M \mathbf{K}_{qd1} \mathbf{i}'_{dq20r} = -nL_M(i_{q2s}i'_{d2r} - i_{d2s}i'_{q2r}). \quad (C.57)$$

Comparando-se (B.29) com (C.57) e fazendo uso de (C.22), tem-se:

$$T_{e2} = -n \frac{3L_{ms}}{2} \left[\underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s2} \cos(\theta_{is2})}_{i_{q2s}} \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r2} \sin(\theta_{ir2'})}_{i'_{d2r}} - \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}_{s2} \sin(\theta_{is2})}_{i_{d2s}} \underbrace{\sqrt{\frac{3}{2}} \hat{i}'_{r2} \cos(\theta_{ir2'})}_{i'_{q2r}} \right] \quad (C.58)$$

É muito útil representar a equação do torque eletromagnético em função dos fluxos concatenados do estator ao invés das correntes do rotor referidas ao estator. Assim, a partir de (C.47), tem-se:

$$\begin{cases} \phi_{d2s} = (L_{ls} + L_M)i_{d2s} + L_M i'_{d2r} \rightarrow i'_{d2r} = \frac{\phi_{d2s} - (L_{ls} + L_M)i_{d2s}}{L_M} \\ \phi_{q2s} = (L_{ls} + L_M)i_{q2s} + L_M i'_{q2r} \rightarrow i'_{q2r} = \frac{\phi_{q2s} - (L_{ls} + L_M)i_{q2s}}{L_M} \end{cases} \quad (C.59)$$

Substituindo (C.59) em (C.57), obtém-se:

$$T_{e2} = -n(i_{q2s}\phi_{d2s} - i_{d2s}\phi_{q2s}). \quad (C.60)$$

C.3.3 Torque Eletromagnético Total

Fazendo uso das definições obtidas em (C.51) e (C.58) em (B.30) e (B.31), têm-se:

$$T_{ec} = nL_M [i_{d1s}i'_{q2r} + i_{q1s}i'_{d2r} - i_{d2s}i'_{q1r} - i_{q2s}i'_{d1r}], \quad (C.61)$$

$$T_{es} = nL_M [i_{q1s}i'_{q2r} - i_{d1s}i'_{d2r} - i_{q2s}i'_{q1r} + i_{d2s}i'_{d1r}]. \quad (C.62)$$

Assim, na forma matricial, as quatro componentes do torque eletromagnético de (B.27) são dadas por:

$$\begin{bmatrix} T_{e1} \\ T_{e2} \\ T_{ec} \\ T_{es} \end{bmatrix} = nL_M \begin{bmatrix} i_{q1s} & -i_{d1s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -i_{q2s} & i_{d2s} \\ -i_{q2s} & -i_{d2s} & i_{q1s} & i_{d1s} \\ i_{d2s} & -i_{q2s} & -i_{d1s} & i_{q1s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{d1r} \\ i'_{q1r} \\ i'_{d2r} \\ i'_{q2r} \end{bmatrix}. \quad (C.63)$$

Mais uma vez, para relacionar o torque e a velocidade do rotor, faz-se uso da equação de *swing* apresentada em (B.32).

APÊNDICE D – TRANSFORMAÇÕES DAS VARIÁVEIS DO DFIG

“O começo de todas as ciências é o espanto
de as coisas serem o que são.”

(Aristóteles)

Neste apêndice são detalhadas as transformações das variáveis do DFIG de sequência positiva e negativa para os referenciais $\alpha\beta$, dq_1 e dq_2 .

D.1 Métodos de Separação de Sequências

Na sequência, são apresentados alguns métodos *on-line* de separação de sequências que atuam nos referenciais $\alpha\beta$ e dq . Em geral, eles são utilizados em malhas de sincronização e/ou controle. Neste trabalho, entretanto, eles também são usados na validação do modelo simplificado proposto.

D.1.1 Referencial $\alpha\beta$

Uma opção bastante citada na literatura para a obtenção das componentes $\alpha\beta_1$ e $\alpha\beta_2$ é o DSOGI-FLL de Rodriguez *et al.* (2006). Na Figura 78 é mostrado este dispositivo já com os ganhos propostos por Teodorescu *et al.* (2011) sendo utilizado para separar as tensões da rede elétrica em $\alpha\beta$ ($v_{\alpha g}$ e $v_{\beta g}$) em suas componentes $\alpha\beta_1$ e $\alpha\beta_2$ ($v_{\alpha g1}$, $v_{\beta g1}$, $v_{\alpha g2}$ e $v_{\beta g2}$).

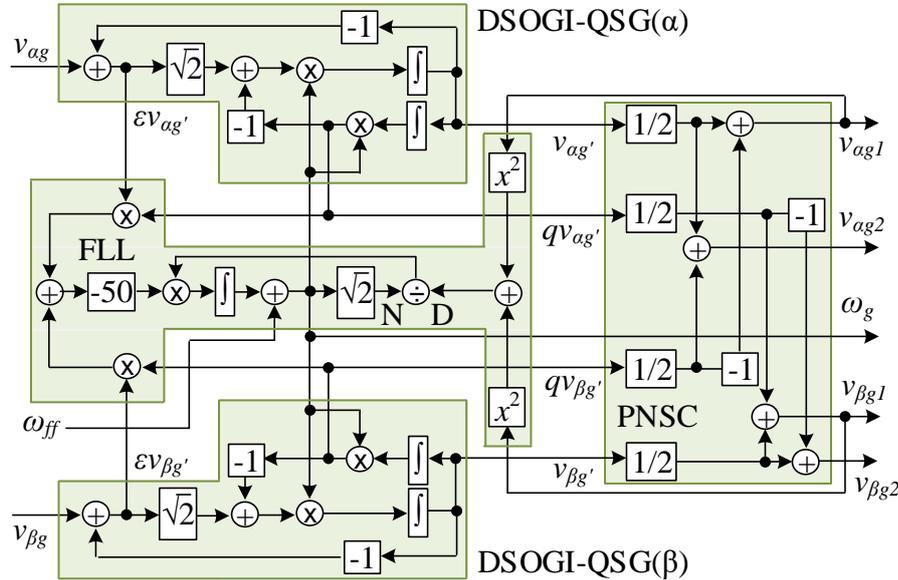
Os blocos nomeados como DSOGI-QSG (*quadrature signal generator*, em português gerador de sinal em quadratura) são formados por uma malha com um integrador no ramo direto e outro no ramo de realimentação, a qual tem por função principal gerar um sinal em quadratura do respectivo sinal de entrada. Esses sinais são enviados ao bloco chamado de PNSC (*positive-negative-sequence calculation*, em português, cálculo das sequências positiva e negativa) que então calcula as componentes $\alpha\beta$ de sequência positiva e negativa.

Baseado neste mesmo princípio, Zhou *et al.* (2009) propõem a utilização de sinais em quadratura obtidos por meio de um atraso de 1/4 do respectivo período, o que é facilmente implementado de forma digital. Entretanto, para que essa solução obtenha resultado, é necessário o conhecimento prévio da frequência dos sinais em CA e, de preferência, que esta seja fixa.

Por outro lado, o DSOGI-FLL como mostrado na Figura 78 já incorpora uma estrutura para determinar a respectiva frequência angular (ω_g), ou seja, a malha de captura de

frequência (FLL). Ressalta-se que a frequência angular de alimentação direta (ω_{ff}) visa tornar a resposta do FLL mais rápida.

Figura 78 – Estrutura do DSOGI-FLL.



Fonte: o autor.

A principal aplicação do DSGI-FLL, entretanto, é a obtenção do ângulo da sequência positiva da rede elétrica (θ_{g1}). De posse das componentes α_1 e β_1 , tem-se:

$$\theta_{g1} = \tan^{-1}(v_{\alpha g1}/v_{\beta g1}). \quad (\text{D.1})$$

D.1.2 Referencial dq

Efetua-se a transformação da variável trifásica de sequência positiva, dada conforme (A.5), do referencial abc para o $\alpha\beta$, por meio das matrizes (A.39) e (A.58), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha 1} \\ x_{\beta 1} \\ x_0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3k} & \frac{1}{3k} & \frac{1}{3k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{b1} \\ x_{c1} \end{bmatrix} = 1,5\hat{x}_1 k \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \text{sen}(\omega_1 t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{D.2})$$

em que $k = 2/3$ para a matriz de invariância em amplitude de (A.39) e $k = \sqrt{2/3}$ para a matriz de invariância em potência de (A.58).

Já para a variável trifásica de sequência negativa, dada conforme (A.9), tem-se:

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha 2} \\ x_{\beta 2} \\ x_0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3k} & \frac{1}{3k} & \frac{1}{3k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a2} \\ x_{b2} \\ x_{c2} \end{bmatrix} = 1,5\hat{x}_1 k \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 t) \\ -\text{sen}(\omega_2 t) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{D.3})$$

Efetuada-se agora a transformação das variáveis dadas conforme (D.2) e (D.3) do referencial $\alpha\beta$ para dq_1 e dq_2 , respectivamente, por meio das matrizes (A.20) e (A.23), obtêm-se:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{q1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq1}} = \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq1} 1,5\hat{x}_1 k \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \text{sen}(\omega_1 t) \end{bmatrix} = 1,5\hat{x}_1 k \begin{bmatrix} \cos\{(\omega_1 - \omega_{dq1})t\} \\ \text{sen}\{(\omega_1 - \omega_{dq1})t\} \end{bmatrix}, \quad (\text{D.4})$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d2} \\ x_{q2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq2}} = \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq2} 1,5\hat{x}_2 k \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 t) \\ -\text{sen}(\omega_2 t) \end{bmatrix} = 1,5\hat{x}_2 k \begin{bmatrix} \cos\{(\omega_2 - \omega_{dq2})t\} \\ -\text{sen}\{(\omega_2 - \omega_{dq2})t\} \end{bmatrix}. \quad (\text{D.5})$$

Sendo as frequências angulares dos referenciais dq_1 e dq_2 (ω_{dq1} e ω_{dq1}) iguais às dos respectivos vetores girantes de sequência positiva e negativa (ω_1 e ω_2), \mathbf{x}_{dq1} e \mathbf{x}_{dq2} de (D.4) e (D.5) apresentam elementos constantes em regime permanente. Essa condição é normalmente desejada quando se faz uso deste tipo de transformação, como no caso do controle vetorial convencional.

Durante situações equilibradas, as componentes abc de sequência negativa (\mathbf{x}_{abc2}) são nulas. Assim, a transformação de 2.1 para o referencial $\alpha\beta$, por meio da matriz (A.39) ou (A.62), resulta em $\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta 1}$, com $\mathbf{x}_{\alpha\beta 2} = 0$. Com isso, a transformação de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para o referencial dq_1 , por meio da matriz (A.20), resulta em $\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{dq1}$.

Por sua vez, durante situações de desequilíbrio, em que \mathbf{x}_{abc2} não é nulo, ao se proceder de forma semelhante resulta que $\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{dq1} + \mathbf{x}_{dq2\sim}$, em que $\mathbf{x}_{dq2\sim}$ é dado por:

$$\mathbf{x}_{dq2\sim} = \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq1} \cdot \underbrace{\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{x}_{abc2}}_{\mathbf{M}_{\alpha\beta 2}} = 1,5\hat{x}_2 k \begin{bmatrix} \cos\{(\omega_2 + \omega_{dq1})t\} \\ -\text{sen}\{(\omega_2 + \omega_{dq1})t\} \end{bmatrix}. \quad (\text{D.6})$$

Assim, em regime permanente, \mathbf{x}_{dq} é composto por uma parte contínua (\mathbf{x}_{dq1}) e outra ($\mathbf{x}_{dq2\sim}$) oscilando com frequência $\omega_2 + \omega_{dq1}$ (TEODORESCU *et al.*, 2011).

Já a transformação de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para o referencial dq_2 , por meio da matriz (A.24), resulta em $\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{dq1\sim} + \mathbf{x}_{dq2}$ em situações de desequilíbrio. Nesse caso, em regime permanente, \mathbf{x}_{dq} é

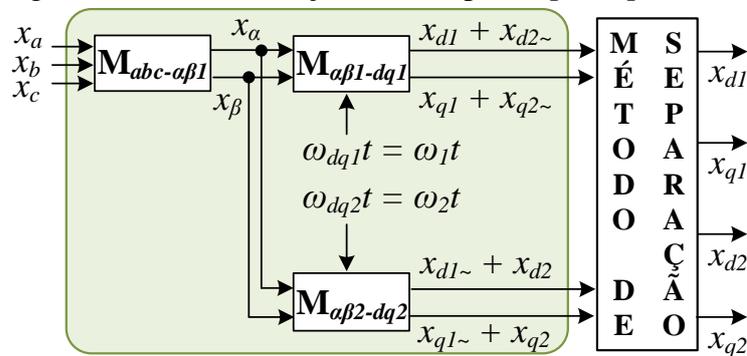
composto por uma parte contínua (\mathbf{x}_{dq2}) e outra ($\mathbf{x}_{dq1\sim}$) dada por:

$$\mathbf{x}_{dq1\sim} = \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq2} \cdot \underbrace{\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta0} \cdot \mathbf{x}_{abc1}}_{\mathbf{M}_{\alpha\beta1}} = 1,5\hat{x}_1 k \begin{bmatrix} \cos\{(\omega_1 + \omega_{dq2})t\} \\ \text{sen}\{(\omega_1 + \omega_{dq2})t\} \end{bmatrix}. \quad (\text{D.7})$$

, ou seja, oscilando com frequência $\omega_1 + \omega_{dq2}$ (TEODORESCU *et al.*, 2011).

Na Figura 79 é detalhado o exposto anteriormente, sendo que na sequência são tratados de alguns métodos citados na literatura para a obtenção das componentes dq de sequência positiva (dq_1) e negativa (dq_2).

Figura 79 – Transformações de abc para dq_1 e dq_2 .



Fonte: o autor.

D.1.2.1 Filtragem Direta

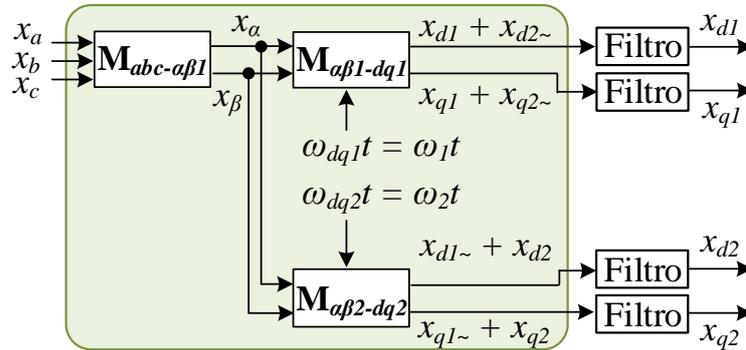
Durante desequilíbrios de tensão os referenciais dq_1 e dq_2 das variáveis da rede e do estator continuam girando na frequência angular da rede elétrica (XU; WANG, 2007). Assim, $\mathbf{x}_{dq1\sim}$ e $\mathbf{x}_{dq2\sim}$ apresentam frequência igual ao dobro da frequência da rede elétrica.

No caso das variáveis do rotor, estando a máquina sincronizada à rede elétrica, suas frequências angulares de sequência positiva e negativa são $\omega_{r1} = \omega_{s1} - \omega_n = \omega_g - \omega_n$ e $\omega_{r2} = \omega_{s2} + \omega_n = \omega_g + \omega_n$. Assim, a partir de (D.6) e (D.7), as respectivas componentes oscilantes também apresentam frequência igual ao dobro da frequência da rede elétrica.

Dessa forma, a alternativa mais direta para eliminar os termos oscilantes é a que faz uso de filtros do tipo passa-baixa, *notch* (SONG; NAM, 1999) ou *band-trap* (XU; WANG, 2007; MENDES *et al.*, 2015), como mostrado na Figura 80.

Entretanto, caso as variáveis resultantes da aplicação deste método sejam utilizadas nos ramos de realimentação das malhas de controle, esse método tem o inconveniente reduzir a respectiva margem de fase (TEODORESCU *et al.*, 2011).

Figura 80 – Utilização de filtros para eliminar os termos oscilantes.

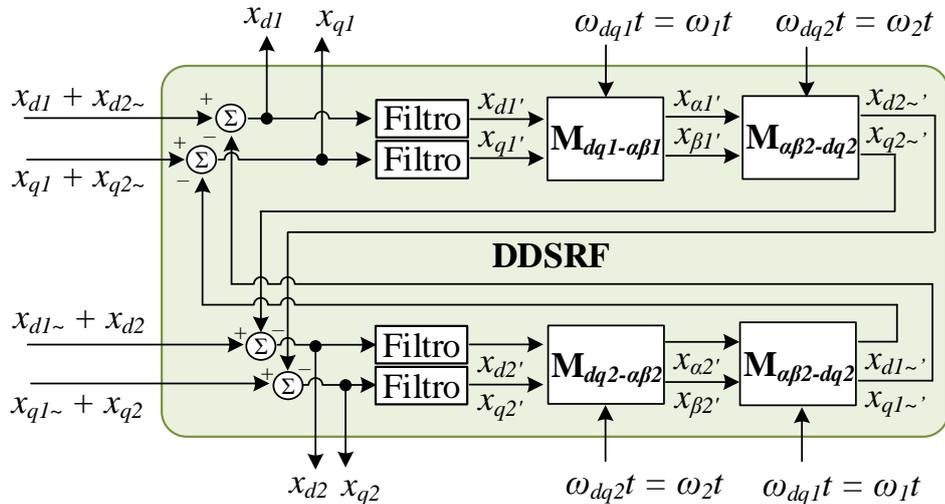


Fonte: o autor.

D.1.2.2 Malhas de Desacoplamento

Como forma de minimizar a influência negativa causada pela inserção dos filtros anteriormente citados, pode-se fazer uso de malhas de desacoplamento como a proposta por Rodriguez *et al.* (2007) e mostrada na Figura 81, chamada de sistema de referência síncrono duplo desacoplado (DDSRF, do inglês *decoupled double synchronous reference frame*).

Figura 81 – Utilização do DDSRF para eliminar os termos oscilantes.



Fonte: o autor.

Pode-se notar que os filtros foram deslocados para as malhas de desacoplamento, deixando de estar no ramo direto. Teodorescu *et al.* (2011) sugerem a utilização de filtros passa-baixa de primeira ordem sintonizados a uma frequência de corte $\sqrt{2}$ vezes menor que a frequência das variáveis elétricas.

As variáveis indentificadas com o apóstrofo ('), internas ao DDSRF, tendem aos respectivos valores sem o apóstrofo (') em regime permanente. Assim, no início de um transitório, as variáveis de saída ainda apresentam as respectivas oscilações, as quais tendem ao regime

permanente em cerca de dois ciclos da frequência das variáveis em CA.

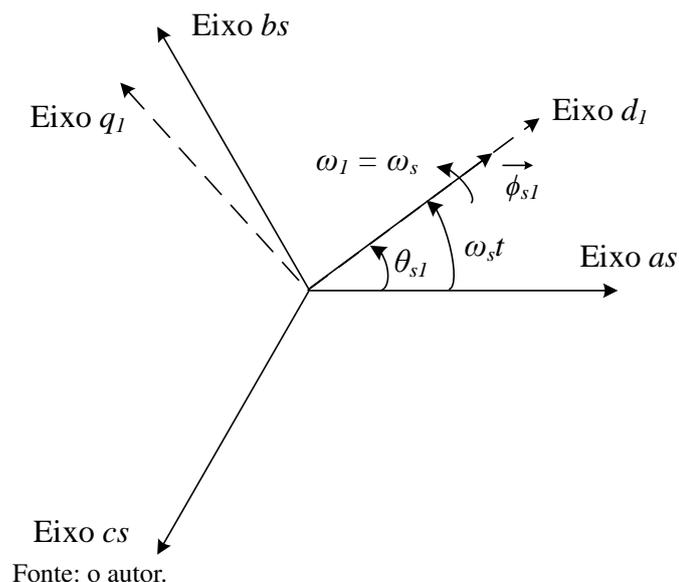
D.2 Transformação das Variáveis do Estator e da Rede

O estator do DFIG está diretamente conectado à rede elétrica no ponto de conexão comum (PCC). Assim, caso se deseje que suas variáveis elétricas (tensões, correntes e fluxos) de sequência positiva e negativa se apresentem como sinais contínuos em regime permanente, assim como no modelo da Figura 77, é necessário que as mesmas sejam transformadas para um referencial girando em sincronia com os respectivos vetores girantes.

Na Seção C.1.1, chegou-se às matrizes de transformação \mathbf{K}_{s1} e \mathbf{K}_{s2} , dadas nas equações (C.4) e (C.6). Estas apresentam termos variando com os ângulos $\theta_{s1} = \omega_{s1}t + \varphi_{s1}$ e $\theta_{s2} = \omega_{s2}t + \varphi_{s2}$, em que φ_{s1} e φ_{s2} são as defasagens entre os vetores espaciais de sequência positiva e negativa a serem transformados e os eixos d_1 e d_2 dos referenciais dq_1 e dq_2 girantes, como mostrado na Figura 74.

No controle vetorial clássico, escolhe-se geralmente posicionar o referencial dq_1 de forma que $\varphi_{s1} = 0$ em relação ao vetor espacial do fluxo concatenado do estator de sequência positiva ($\vec{\phi}_{s1}$), conforme mostrado na Figura 82. Por isso essa técnica de controle é comumente chamada de controle orientado no fluxo do estator (ou orientado pelo campo).

Figura 82 – Referencial dq orientado com o vetor fluxo concatenado do estator.



Assim, na sequência são detalhadas as formas de obtenção desse ângulo e de sua respectiva implementação prática.

D.2.1 Cálculo do Ângulo do Fluxo Concatenado do Estator

O fluxo concatenado do estator de sequência positiva não pode ser medido diretamente. Entretanto, de acordo com (B.5), pode-se calculá-lo partir do conhecimento do valor da resistência r_s e das das tensões e correntes do estator de sequência positiva, sendo:

$$\phi_{abc1s} = \int (\mathbf{v}_{abc1s} - \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abc1s}) dt. \quad (\text{D.8})$$

De posse do fluxo concatenado de sequência positiva em abc é possível determinar o ângulo do respectivo vetor espacial por meio da utilização de um PLL.

Entretanto, segundo (ABAD *et al.*, 2011), se o controle vetorial for implementado em um referencial orientado no fluxo concatenado calculado conforme (D.8) ou outro método de estimação, o controle pode se tornar instável dependendo da corrente de eixo d . Assim, é comum a utilização de uma técnica que calcula o ângulo do fluxo do estator de sequência positiva de forma aproximada, a qual provou-se ser sempre estável.

Desprezando a resistência r_s em (D.8) e considerando que as tensões do estator de sequência positiva são as mesmas da rede elétrica, tem-se:

$$\phi_{abc1s} \approx \int \mathbf{v}_{abc1s} dt = \int \mathbf{v}_{abc1g} dt. \quad (\text{D.9})$$

Considerando as tensões de sequência positiva dadas conforme (A.5), tem-se:

$$\begin{cases} v_{a1g} = \hat{v}_{g1} \cos(\omega_g t) = \hat{v}_{g1} \cos(\theta_{g1}) \\ v_{b1g} = \hat{v}_{g1} \cos(\omega_g t - \frac{2\pi}{3}) = \hat{v}_{g1} \cos(\theta_{g1} - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{c1g} = \hat{v}_{g1} \cos(\omega_g t + \frac{2\pi}{3}) = \hat{v}_{g1} \cos(\theta_{g1} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{D.10})$$

Substituindo (D.10) em (D.9), tem-se:

$$\begin{cases} \phi_{a1s} \approx \frac{\hat{v}_{g1}}{\omega_g} \text{sen}(\omega_g t) = \hat{\phi}_{s1} \text{sen}(\theta_{g1}) \\ \phi_{b1s} \approx \frac{\hat{v}_{g1}}{\omega_g} \text{sen}(\omega_g t - \frac{2\pi}{3}) = \hat{\phi}_{s1} \text{sen}(\theta_{g1} - \frac{2\pi}{3}) \\ \phi_{c1s} \approx \frac{\hat{v}_{g1}}{\omega_g} \text{sen}(\omega_g t + \frac{2\pi}{3}) = \hat{\phi}_{s1} \text{sen}(\theta_{g1} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{D.11})$$

em que o valor de pico do fluxo concatenado do estator é $\hat{\phi}_{s1} = \hat{v}_{g1}/\omega_g$. Sabendo que o seno de um dado ângulo é igual ao cosseno desse mesmo ângulo menos $\pi/2$, (D.11) torna-se:

$$\begin{cases} \phi_{a1s} \approx \hat{\phi}_{s1} \cos(\theta_{g1} - \frac{\pi}{2}) = \hat{\phi}_{s1} \cos(\theta_{s1}) \\ \phi_{b1s} \approx \hat{\phi}_{s1} \cos(\theta_{g1} - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}) = \hat{\phi}_{s1} \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) \\ \phi_{c1s} \approx \hat{\phi}_{s1} \cos(\theta_{g1} - \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}) = \hat{\phi}_{s1} \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{D.12})$$

em que o ângulo do fluxo do estator de sequência positiva (θ_{s1}) é igual ao ângulo da tensão da rede de sequência positiva (θ_{g1}) menos $\pi/2$.

Transformando as variáveis de (D.10) e (D.11) de abc para dq_1 por meio da matriz de invariância em amplitude ou potência, dadas em (A.40) e (A.64), chegam-se às seguintes igualdades:

$$\phi_{d1s} \approx \frac{v_{q1s}}{\omega_g}, \quad (\text{D.13})$$

$$\phi_{q1s} \approx -\frac{v_{d1s}}{\omega_g}, \quad (\text{D.14})$$

as quais são utilizadas nas simplificações efetuadas nesta tese. Ainda, efetuando-se procedimento semelhante para a sequência negativa, têm-se:

$$\phi_{d2s} \approx -\frac{v_{q2s}}{\omega_g}, \quad (\text{D.15})$$

$$\phi_{q2s} \approx \frac{v_{d2s}}{\omega_g}. \quad (\text{D.16})$$

Como mostrado anteriormente, o controle vetorial busca que o referencial dq_1 esteja alinhado com o vetor fluxo concatenado de sequência positiva, entretanto, não há essa mesma preocupação em relação à sequência negativa. Como mostrado nas Seções A.1 e C.1.1, as variáveis do estator e da rede de sequência positiva e negativa apresentam mesma frequência angular. Assim, é comum se utilizar também para a sequência negativa o mesmo ângulo da sequência positiva (TEODORESCU *et al.*, 2011).

D.2.2 Esquemático de Implementação

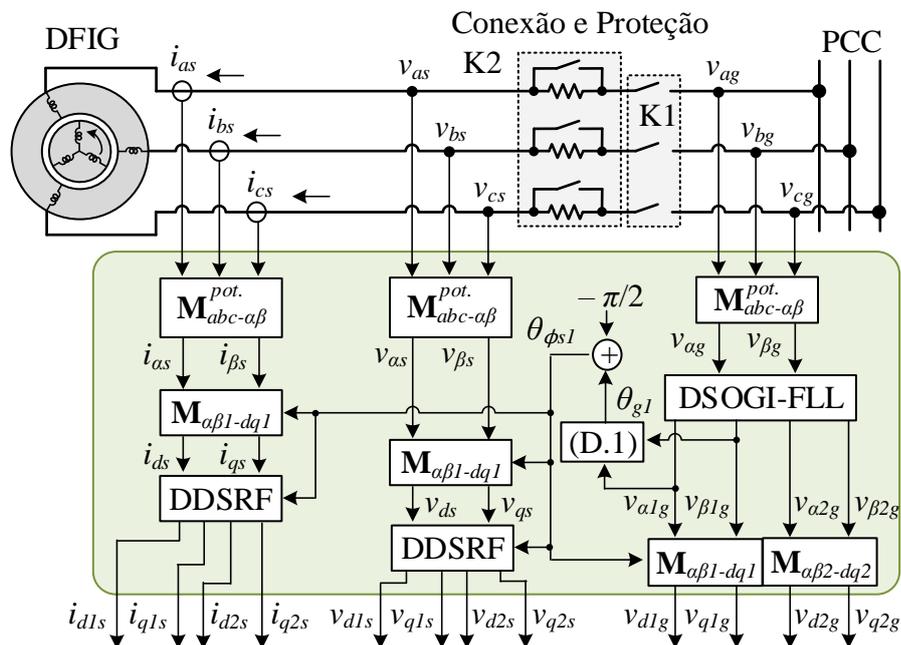
Na Figura 83 é mostrado um diagrama de blocos da implementação das transformações das variáveis do estator e da rede elétrica. Notar que o ângulo do vetor espacial das tensões da rede de sequência positiva (θ_{g1}) é obtido por meio de (D.1), sendo então defasado de $\pi/2$.

Para a separação das tensões da rede elétrica em suas componentes de sequência positiva e negativa, fez-se uso do próprio DSOGI. Já para as tensões e correntes do estator, optou-se pela utilização do DDSRF que, como mostrado na Figura 78, faz uso dos ângulos das sequências positiva e negativa. Entretanto, como tratado anteriormente, esses são iguais para as variáveis do estator e da rede elétrica.

Vale ressaltar que para a obtenção das tensões e correntes da rede elétrica em dq poderia ser utilizada diretamente a matriz de transformação de abc para dq_1 ($\mathbf{M}_{abc-dq_1}^{pot.}$) ao

invés do arranjo das matrizes de transformação de abc para $\alpha\beta_1$ ($\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta_1}^{pot.}$) e então de $\alpha\beta_1$ para dq_1 ($\mathbf{M}_{\alpha\beta_1-dq_1}$), conforme mostrado na Figura 83. Matematicamente as duas opções são idênticas, entretanto a utilizada na Figura 83 é mais versátil, pois antes de se chegar aos valores das componentes em dq_1 , obtêm-se primeiramente as componentes em $\alpha\beta_1$. De posse destas, é possível, por exemplo, a realização de filtragem dos sinais em $\alpha\beta_1$ e também sua utilizadas em outros cálculos.

Figura 83 – Implementação das transformações das variáveis do estator e da rede.



Fonte: o autor.

D.3 Transformação das Correntes do Rotor

Na Figura 77 é mostrado o circuito equivalente do DFIG em coordenadas dq_1 e dq_2 . Neste, as variáveis do rotor são constantes em regime permanente além de estarem referidas ao circuito do estator. Dessa forma, na sequência são detalhadas as formas de se obter o ângulo elétrico do rotor bem como de sua implementação prática.

D.3.1 Cálculo do Ângulo Elétrico do Rotor

As correntes elétricas do rotor de sequência positiva e negativa apresentam frequências angulares ω_{r1} e ω_{r2} que são diferentes entre si e variáveis com o escorregamento da máquina, conforme (C.12) e (C.13). Assim, caso se deseje que estas se apresentem como sinais contínuos

em regime permanente, é necessário que as mesmas sejam transformadas referenciais girando com frequências angulares equivalentes.

Entretanto, conforme apresentado no Apêndice A, as matrizes de transformação para dq_1 e dq_2 necessitam das posições angulares θ_{r1} ou θ_{r2} ao invés das rotações ω_{r1} e ω_{r2} ¹. Assim, a partir de (C.9) e (C.10) e sabendo que o ângulo $\theta_{\phi s1} \approx \theta_{g1} - \frac{\pi}{2}$ (determinado na subseção anterior) varia a uma taxa ω_s e o ângulo $\theta_n = n\theta_m$ varia a uma taxa $\omega_n = n\omega_m$, têm-se:

$$\theta_{r1} = \theta_{\phi s1} - (\theta_n + \theta_{cor}) \approx \theta_{g1} - \frac{\pi}{2} - (\theta_n + \theta_{cor}), \quad (D.17)$$

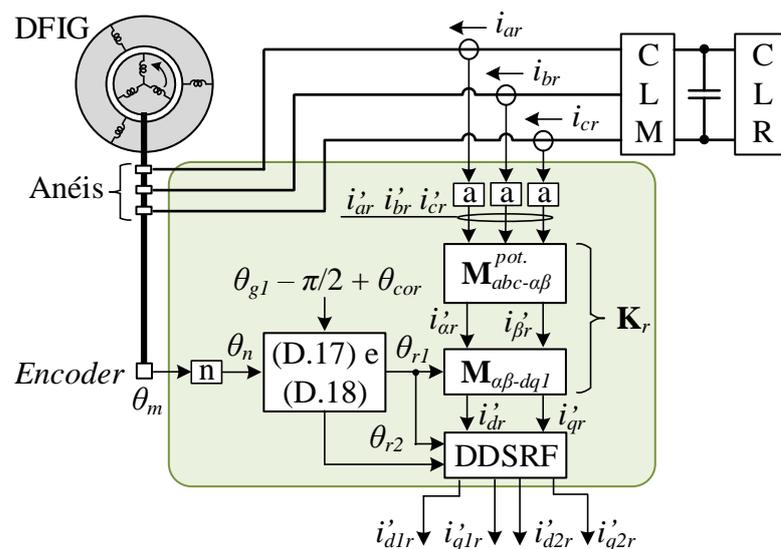
$$\theta_{r2} = \theta_{\phi s1} + (\theta_n + \theta_{cor}) \approx \theta_{g1} - \frac{\pi}{2} + (\theta_n + \theta_{cor}), \quad (D.18)$$

em que θ_{cor} trata-se de um ângulo de correção utilizado para compensar o possível desalinhamento do eixo do *encoder* com o campo magnético criado pelos enrolamentos trifásicos do rotor (ABAD *et al.*, 2011).

D.3.2 Esquemático da Implementação

Na Figura 84 é mostrado um diagrama de blocos da implementação das transformações das correntes do rotor.

Figura 84 – Implementação das transformações das variáveis do rotor.



Fonte: o autor.

Nele pode-se observar que, após a medição destas, as mesmas são multiplicadas

¹ Vale ressaltar que as multiplicações $\omega_{r1}t$ e $\omega_{r2}t$ produzem ângulos que sempre iniciarão em zero para $t = 0$. Dessa forma, além da velocidade de rotação, necessita-se também da posição angular inicial para se determinar a posição angular real.

pela relação de espiras a , dada em (B.11), de forma a se obter as correntes do rotor referidas ao estator, conforme (B.8).

Desta feita, assim como no caso das transformações das variáveis do estator (Figura 83), optou-se também pela utilização de duas matrizes de transformação nas correntes do rotor referidas ao estator: $\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta}^{pot.}$, dada em (A.58), e $\mathbf{M}_{\alpha\beta-dq1}$, dada em (A.20).

Por fim, para a separação das correntes do estator em suas componentes de sequência positiva e negativa, foi utilizado o DDSRF que, como mostrado na Figura 78, faz uso dos ângulos das seqüências positiva e negativa da corrente do rotor.

APÊNDICE E – CONTROLE VETORIAL CLÁSSICO

“A ciência conhece um único comando:
contribuir com a ciência.”

(Bertold Brecht)

Em funcionamento normal, o conversor do lado da máquina (CLM) é responsável pelo controle das potências ativa e reativa do estator. Para tal, as técnicas mais comumente utilizadas são o controle vetorial e o controle direto de potência (ABAD *et al.*, 2011). Destas duas, este apêndice trata da primeira, a qual se vale das transformações apresentadas no Apêndice A e do modelo do DFIG desenvolvido no Apêndice C, Figura 77.

No controle vetorial clássico, somente são controladas as componentes de sequência positiva. Assim, essa seção trata da situação em que não há desequilíbrios na rede elétrica.

A partir das medições e transformações detalhadas nas seções D.2 e D.3, são obtidas as tensões e correntes do estator, bem como as correntes do rotor referidas ao estator, todas em coordenadas dq . Assim, de posse dos parâmetros da máquina e fazendo uso dos circuitos da Figura 77, pode-se determinar as tensões a serem injetadas pelo CLM de forma a se obterem as potências ativa e reativa do estator, bem como o torque eletromagnético, desejados.

E.1 Controle das Correntes do Rotor de Sequência Positiva

Ao se posicionar o referencial dq_1 com o vetor fluxo concatenado do estator de sequência positiva $\vec{\phi}_{s1}$, conforme mostrado na Figura 82, tem-se que $\phi_{q1s} = 0$. Com isso, o torque de sequência positiva de (C.54) torna-se:

$$T_{e1} = ni_{q1s}\phi_{d1s} = n\phi_{d1s}\frac{-L_M}{(L_{ls} + L_M)}i'_{q1r}. \quad (\text{E.1})$$

A partir de (D.13) e (D.14), conclui-se que, em regime permanente, $v_{d1s} \approx 0$ e $v_{q1s} \approx \omega_g \phi_{d1s}$. Desta forma, estando a rede elétrica equilibrada e o DFIG em regime permanente, v_{q1s} e ϕ_{d1s} são constantes e, de acordo com (E.1), o torque eletromagnético de sequência positiva é controlado pela corrente i'_{q1r} .

A componente contínua da potência ativa do estator é determinada por (A.49). Assim, estando a rede elétrica equilibrada e considerando que $v_{d1s} \approx 0$, tem-se que:

$$P_{s0} \approx 1,5v_{q1s}i_{q1s}. \quad (\text{E.2})$$

A partir de (C.33), tem-se:

$$\begin{cases} \phi_{d1s} = (L_{ls} + L_M)i_{d1s} + L_M i'_{d1r} \rightarrow i_{d1s} = \frac{\phi_{d1s} - L_M i'_{d1r}}{(L_{ls} + L_M)} \\ \phi_{q1s} = (L_{ls} + L_M)i_{q1s} + L_M i'_{q1r} \rightarrow i_{q1s} = \frac{\phi_{q1s} - L_M i'_{q1r}}{(L_{ls} + L_M)} \end{cases} \quad (\text{E.3})$$

Substituindo (E.3) em (E.2) e considerando $\phi_{q1s} \approx 0$, tem-se:

$$P_{s0} \approx 1,5v_{q1s} \frac{-L_M}{(L_{ls} + L_M)} i'_{q1r}. \quad (\text{E.4})$$

Mais uma vez, estando a rede elétrica equilibrada, v_{q1s} é constante e, de acordo com (E.4), a potência ativa do estator também é controlada pela corrente i'_{q1r} .

Já em relação à parte contínua da potência reativa do estator (Q_{s0}), conforme (A.49), estando a rede elétrica equilibrada e considerando $v_{d1s} \approx 0$, tem-se que:

$$Q_{s0} \approx 1,5v_{q1s}i_{d1s}. \quad (\text{E.5})$$

Substituindo (E.3) e $\phi_{d1s} \approx v_{q1s}/\omega_s$ em (E.5) e considerando $\phi_{q1s} \approx 0$, tem-se:

$$Q_{s0} \approx 1,5 \left(\frac{v_{q1s}^2}{\omega_s(L_{ls} + L_M)} - \frac{v_{q1s}L_M}{(L_{ls} + L_M)} i'_{d1r} \right). \quad (\text{E.6})$$

O primeiro termo de (E.6) é constante e representa a potência reativa necessária para a magnetização da máquina. Já o segundo termo representa a potência reativa excedente que se deseja consumir/injetar pelo estator, sendo controlada por i'_{d1r} .

Feito isso, conclui-se que o controle das correntes do rotor de sequência positiva (i'_{d1r} e i'_{q1r}) garante o controle das partes contínuas das potências ativa e reativa do estator, bem como do torque eletromagnético de sequência positiva. Dessa forma, a seção seguinte irá tratar de como o CLM, sendo um conversor fonte de tensão (CFT), alcança o controle destas correntes.

E.2 Funções de Transferência do DFIG em Operação Normal

Como mencionado anteriormente, o CLM deve efetuar o controle das correntes do rotor, entretanto o mesmo trata-se de um CFT, aplicando portanto determinadas tensões aos terminais do rotor. Para tal, primeiramente as tensões v'_{d1r} e v'_{q1r} de (C.33) serão, na medida do possível, representadas como funções das correntes do rotor.

Substituindo (E.3) nas equações dos fluxos concatenados ϕ'_{d1r} e ϕ'_{q1r} , definidas em

(C.33), e fazendo uso de (D.13) e (D.14), têm-se:

$$\begin{cases} \phi'_{d1r} = L'_r i'_{d1r} + L_M \frac{v_{q1s}/\omega_s - L_M i'_{d1r}}{L_s} = \sigma L'_r i'_{d1r} + \frac{L_M v_{q1s}}{\omega_s L_s} \\ \phi'_{q1r} = L'_r i'_{q1r} + L_M \frac{-v_{d1s}/\omega_s - L_M i'_{q1r}}{L_s} = \sigma L'_r i'_{q1r} - \frac{L_M v_{d1s}}{\omega_s L_s} \end{cases}, \quad (\text{E.7})$$

$$L'_r = L'_{lr} + L_M, \quad (\text{E.8})$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L'_r}, \quad (\text{E.9})$$

em que L'_r é a indutância do rotor referida ao estator e σ é o fator de dispersão da máquina.

Assim, substituindo (E.9) e (E.7) nas equações das tensões v'_{d1r} e v'_{q1r} de (C.33) e efetuando algumas substituições, tem-se:

$$\begin{cases} v'_{d1r} = r'_r i'_{d1r} + L'_r \frac{di'_{d1r}}{dt} - \omega_{r1} L'_r \left[\sigma i'_{q1r} - (1 - \sigma) \frac{v_{d1s}}{\omega_s L_M} \right] + L_M \frac{di_{d1s}}{dt} \\ v'_{q1r} = r'_r i'_{q1r} + L'_r \frac{di'_{q1r}}{dt} + \omega_{r1} L'_r \left[\sigma i'_{d1r} + (1 - \sigma) \frac{v_{q1s}}{\omega_s L_M} \right] + L_M \frac{di_{q1s}}{dt} \end{cases}. \quad (\text{E.10})$$

Os termos di_{d1s}/dt e di_{q1s}/dt em (E.10) são obtidos das equações das tensões v_{d1s} e v_{q1s} de (C.33) e, mais uma vez utilizando (D.13) e (D.14), têm-se:

$$\begin{cases} \frac{di_{d1s}}{dt} = \left[v_{d1s} - r_s i_{d1s} + \omega_s \phi_{q1s} - L_M \frac{di'_{d1r}}{dt} \right] \frac{1}{L_s} \approx -\frac{L_M}{L_s} \frac{di'_{d1r}}{dt} \\ \frac{di_{q1s}}{dt} = \left[v_{q1s} - r_s i_{q1s} - \omega_s \phi_{d1s} - L_M \frac{di'_{q1r}}{dt} \right] \frac{1}{L_s} \approx -\frac{L_M}{L_s} \frac{di'_{q1r}}{dt} \end{cases}, \quad (\text{E.11})$$

$$L_s = L_{ls} + L_M, \quad (\text{E.12})$$

em que L_s é a indutância do estator.

Substituindo agora (E.11) em (E.10) e aplicando a transformada de Laplace, tem-se:

$$\begin{cases} V'_{d1r}(s) = (r'_r + sL'_r \sigma) I'_{d1r}(s) - \omega_{r1} L'_r \left[\sigma I'_{q1r}(s) - (1 - \sigma) \frac{V_{d1s}(s)}{\omega_s L_M} \right] \\ V'_{q1r}(s) = (r'_r + sL'_r \sigma) I'_{q1r}(s) + \omega_{r1} L'_r \left[\sigma I'_{d1r}(s) + (1 - \sigma) \frac{V_{q1s}(s)}{\omega_s L_M} \right] \end{cases}. \quad (\text{E.13})$$

A Figura 85 mostra o diagrama de blocos esquemático obtido a partir de (E.13), o qual será considerado como a planta representativa do DFIG em operação normal.

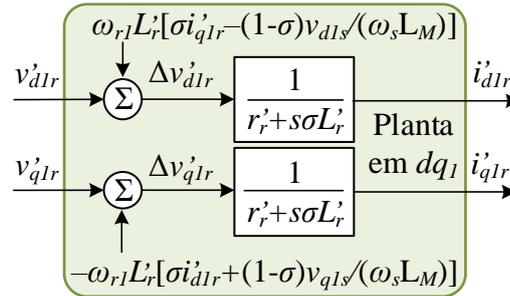
Pode-se observar que caso os termos dependentes da frequência angular ω_{r1} forem tidos como termos de alimentação direta (*feed-forward*) da tensão do rotor, ou seja,

$$\begin{cases} \Delta v'_{d1r} = v'_{d1r} + \varepsilon v'_{d1r}, \text{ com } \varepsilon v'_{d1r} = \omega_{r1} L'_r \left[\sigma i'_{q1r}(s) - (1 - \sigma) \frac{v_{d1s}}{\omega_s L_M} \right] \\ \Delta v'_{q1r} = v'_{q1r} + \varepsilon v'_{q1r}, \text{ com } \varepsilon v'_{q1r} = -\omega_{r1} L'_r \left[\sigma i'_{d1r}(s) + (1 - \sigma) \frac{v_{q1s}}{\omega_s L_M} \right] \end{cases}, \quad (\text{E.14})$$

garante-se o desacoplamento entre os eixos d_1 e q_1 e o DFIG pode ser representado em dq_1 por meio de funções de transferência (FTs) de primeira ordem (LIMA, 2009), dadas por:

$$G_{i_r'}(s) = \frac{I'_{d1r}}{\Delta V'_{d1r}} = \frac{I'_{q1r}}{\Delta V'_{q1r}} = \frac{1}{r'_r + sL'_r\sigma}. \quad (E.15)$$

Figura 85 – Planta representativa do DFIG em operação normal.



Fonte: o autor.

Na segunda forma padrão, a FT de (E.15) torna-se:

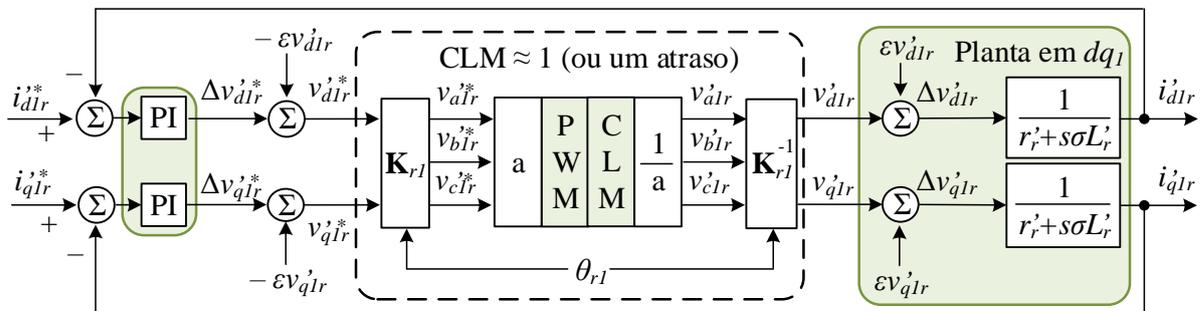
$$G_{i_r'}(s) = \frac{1/r'_r}{(L'_r\sigma/r'_r)s + 1} = \frac{1/r'_r}{\tau_{i_r'}s + 1}, \quad (E.16)$$

em que $1/r'_r$ e $\tau_{i_r'} = L'_r\sigma/r'_r$ são, respectivamente, as constantes de ganho estático e de tempo do sistema.

E.2.1 Malhas Internas de Controle das Correntes do Rotor

Das Figuras 84 e 85 e de (E.14) e (E.15), chega-se à Figura 86, que mostra o diagrama de blocos da malha fechada de controle das correntes do rotor de sequência positiva.

Figura 86 – Malhas fechadas de controle das correntes do rotor de sequência positiva.



Fonte: o autor.

Uma vez que o controle é desenvolvido com variáveis do rotor referidas ao estator, têm-se as multiplicações por a e $1/a$ mostradas na Figura 86. Ainda, a matriz \mathbf{K}_{r1} é dada em

(C.15).

Dado que o retângulo em linhas tracejadas (contendo em especial o modulador PWM e o CLM, sendo tratado aqui apenas como CLM) apresenta as mesmas entradas e saídas (v'_{d1r} e v'_{q1r}) sem nenhum elemento armazenador, o mesmo pode ser considerado como aproximadamente igual a 1, ou então um atraso.

No próximo apêndice serão apresentados métodos clássicos para a sintonia dos controladores PI da Figura 86. Estas metodologias serão empregadas nas simulações desenvolvidas nesta tese. Para a bancada experimental, entretanto, é utilizada a metodologia proposta no Capítulo 3.

APÊNDICE F – AVALIAÇÃO DO GRAU DE APROXIMAÇÃO ENTRE CURVAS

“A ciência nunca resolve um problema sem criar pelo menos outros dez.”

(George Bernard Shaw)

Neste apêndice será detalhado o método utilizado para avaliação do grau de aproximação entre duas curvas. O mesmo é utilizado para verificar o grau de aproximação das curvas de corrente obtidas por meio do modelo simplificado proposto com as obtidas por meio do modelo de quinta ordem padrão e de forma experimental.

F.1 Integral Normalizada do Erro Absoluto

Para avaliar o grau de aproximação entre duas curvas quaisquer, Pereira *et al.* (2014) propõem o índice de desempenho chamado de integral normalizada do erro absoluto (NIAE, do inglês *normalized integral of absolute error*). Na Figura 87 é mostrada a metodologia de cálculo deste índice, que é matematicamente dado por:

$$\text{NIAE} = 1 - \frac{\Delta A}{A_{\text{Referência}}} = 1 - \frac{\int_0^{\infty} |x_{\text{Referência}} - x_{\text{Avaliada}}| dt}{\int_0^{\infty} |x_{\text{Referência}}| dt}. \quad (\text{F.1})$$

A partir de (F.1) têm-se as seguintes situações:

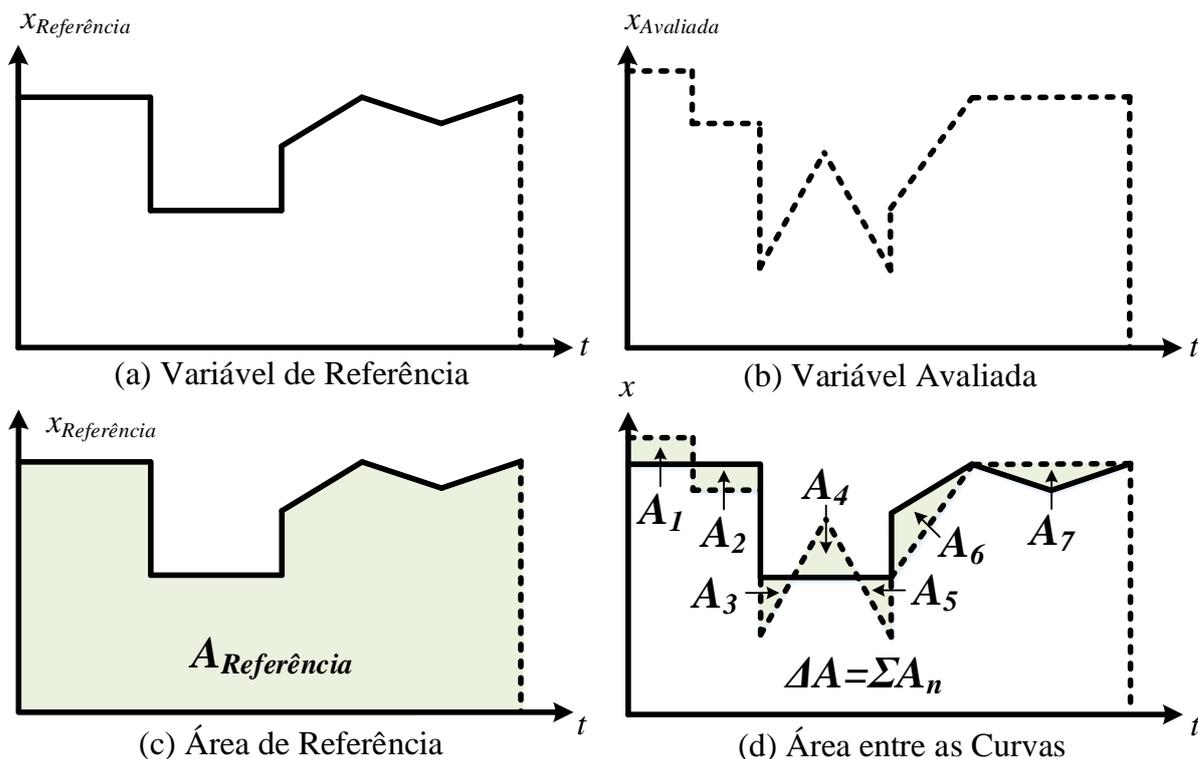
- Caso sejam iguais as duas curvas sob comparação tem-se $\Delta A = 0$ e $\text{NIAE} = 1$;
- Para $0 < \Delta A \leq A_{\text{Referência}}$ tem-se $0 \leq \text{NIAE} < 1$;
- Para $\Delta A > A_{\text{Referência}}$, $\text{NIAE} < 0$.
- Por fim, para $A_{\text{Referência}} \approx 0$, NIAE tende a $-\infty$ e o índice deixa de ser válido.

Assim, quanto mais próximo da unidade o valor de NIAE, mais a curva avaliada se aproxima da curva de referência.

F.2 Definição do Valor de NIAE Considerado como Adequado

Como tratado na seção anterior, o valor máximo do índice NIAE é igual à unidade. Entretanto, surge a questão de que valor de NIAE pode ser considerado como adequado na comparação entre duas curvas.

Figura 87 – Metodologia de cálculo do NIAE.



Fonte: adaptada de (PEREIRA *et al.*, 2014).

Segundo Pereira *et al.* (2014), na comparação entre os resultados obtidos de um modelo matemático e os respectivos resultados experimentais, deve-se considerar erros associados com o sistema de medição. Já na comparação entre os resultados obtidos de um modelo matemático proposto e os obtidos de outro modelo tido como padrão, não são tecidos comentários a respeito por Pereira *et al.* (2014).

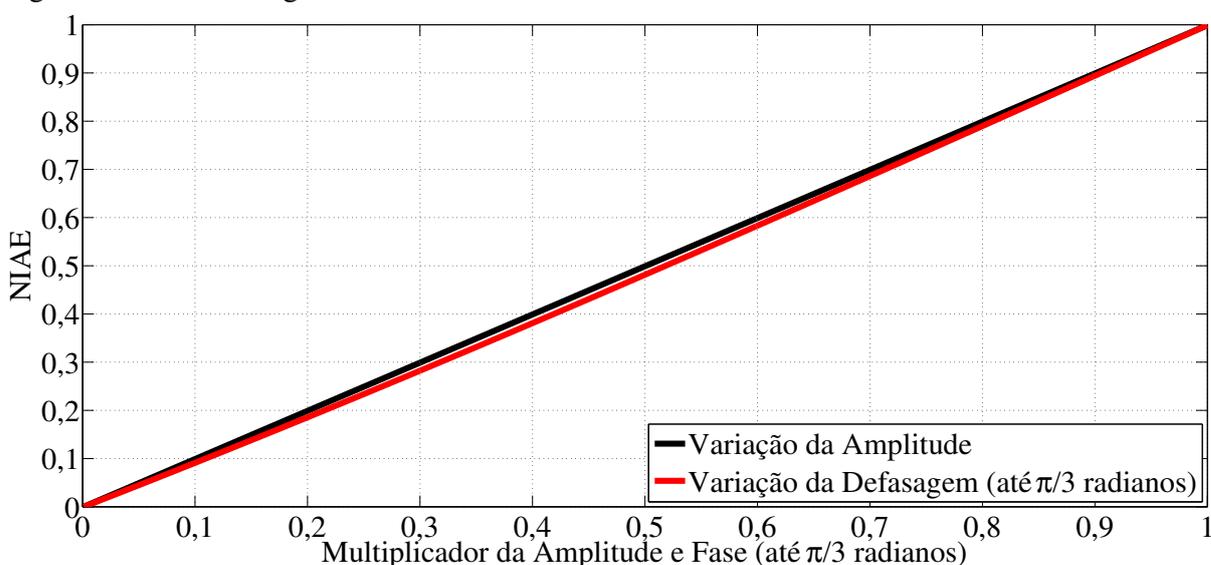
Assim, dado que nesta tese faz-se uso do respectivo indicador de desempenho para comparar, em especial, formas de onda senoidais, serão realizados alguns breves estudos sobre esta situação.

Primeiramente, será considerada como curva de referência um período de uma senóide com amplitude e frequência unitária. Já para a curva a ser avaliada, também será considerado um período de uma senóide com frequência unitária, mas com duas situações adicionais:

1. Não há defasagem entre a curva avaliada e a de referência, mas a amplitude da curva avaliada varia de 0 a 1;
2. A amplitude da curva avaliada é a mesma da curva de referência, mas o ângulo de defasagem da curva avaliada varia de 0 a $\pi/3$ radianos.

De posse destas curvas, são calculados os valores de NIAE conforme (F.1), sendo os resultados apresentados na Figura 88. Como mostrado nesta, com a variação da amplitude e da defasagem (até o ângulo de $\pi/3$ rad) da curva avaliada, verifica-se uma variação praticamente linear do índice NIAE. Dessa forma, sendo as curvas avaliada e de referência senóides com defasagem máxima de $\pi/3$ radianos, o índice NIAE pode ser entendido como um valor percentual do quanto a amplitude e a fase da curva avaliada se aproximam das da curva de referência.

Figura 88 – Metodologia de cálculo do NIAE.



Fonte: o autor.

Vale ressaltar que outro fator que tem influência no cálculo do NIAE é o tempo total considerado nas curvas de referência e avaliada. Por exemplo, caso as duas curvas se aproximem em regime permanente mas não no transitório, quanto menor o tempo considerado menor o valor de NIAE. Pereira *et al.* (2014) também não tecem comentários neste sentido.

Dado que deseja-se avaliar os modelos simplificados tanto no transitório quanto no regime permanente, serão considerados tempos totais reduzidos, de no máximo de 0,1 s antes do transitório e 0,2 s após o transitório.

Com isso, os autores consideram como satisfatórios valores de NIAE maiores que 0,7. Entretanto, a realização de estudos mais aprofundados neste sentido seria de grande valia.

APÊNDICE G – SINTONIA DE CONTROLADORES PI

“Aquilo que não pudeses controlar, não ordenes.”

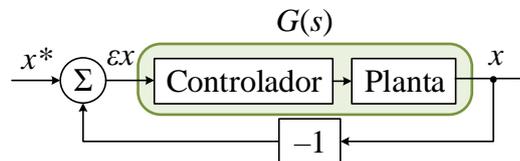
(Sócrates)

O controlador proporcional-integral (PI) é vastamente utilizado no controle clássico de turbinas eólicas baseadas no DFIG. Assim, neste apêndice é detalhado o método de sintonia de controladores PIs chamado de magnitude ótima (MO), o qual é baseado no conceito de encontrar um controlador que torne a resposta em frequência de malha aberta próxima à unidade para baixas frequências (ÅSTRÖM; HäGGLUND, 1995).

G.1 Conceitos Iniciais

Seja o diagrama de blocos de um sistema de controle de malha fechada generalizado da Figura 89, em que $G(s)$ é a função de transferência (FT) de malha aberta do sistema.

Figura 89 – Malha fechada de controle com realimentação negativa generalizada.



Fonte: o autor.

Para que se verifique uma boa precisão em regime permanente depois da aplicação de um degrau na entrada, é necessário que $G(s)$ possua um termo integral ($1/s$), sendo que tal afirmativa pode ser confirmada pelo teorema do valor final aplicado ao respectivo sistema de malha fechada. Assim, tem-se:

$$G(s) = \frac{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ms^m}{s(a_1 + a_2s + \dots + a_ns^{n-1})}. \quad (\text{G.1})$$

Se $G(s)$ for um integrador puro (ou seja, $b_1 = b_2 = \dots = b_m = a_2 = \dots = a_n = 0$) com ganho $1/\tau = b_0/a_1$, a FT de malha fechada, $F(s)$, será um sistema de primeira ordem sempre estável com constante de tempo τ . Assim, tem-se:

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{1/(\tau s)}{1 + 1/(\tau s)} = \frac{1}{s + \tau}. \quad (\text{G.2})$$

No método do cancelamento de polos, ajusta-se o controlador de tal forma que em malha aberta a FT resultante seja $G(s) = 1/(\tau s)$. Para tal, os zeros provenientes da FT do

controlador são feitos iguais aos polos provenientes da FT da planta.

Na prática, entretanto, é impossível se compensar todos os elementos de atraso da planta. Por exemplo, quando se mede uma variável de controle, o ruído de medição deve ser removido através de um filtro. Para se livrar do ruído, o controlador não pode compensar os polos do filtro. Ainda, na eletrônica de potência ocorre de algumas vezes o conversor ser modelado como um elemento de atraso. É claro que é impossível se compensar este atraso.

Assim, as próximas seções discutem métodos para se lidar com estas questões práticas e se chegar à adequada sintonia dos controladores PIs.

G.1.1 Processo Resumido de Sintonia

Caso não se deseje aprofundar na teoria do método MO, pode-se fazer uso do processo de sintonia de controladores PID resumido apresentado em (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995). Seus dois passos, limitados ao controlador PI, são os seguintes:

Passo 1: simplificar a FT da planta para a seguinte forma:

$$G_2(s) = \frac{K}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}, \text{ com } \tau_1 > \tau_2. \quad (\text{G.3})$$

Passo 2: escolher os parâmetros do controlador conforme a Tabela 10.

Tabela 10 – Parâmetros do PI obtidos pelo método MO.

Planta	Método	KK_P	τ_I	ω_n
$G_2(s)$	MO	$\tau_1/(2\tau_2)$	τ_1	$\sqrt{2}/(2\tau_2)$

G.1.2 FT de Elementos de Atraso

Como mencionado anteriormente, o conversor eletrônico de potência pode ser modelado como um elemento de atraso, ou seja:

$$G_D(s) = e^{-sT_D}, \quad (\text{G.4})$$

em que T_D é geralmente considerado como uma a duas vezes o período de chaveamento ($T_C = 1/f_C$, sendo f_C a frequência de chaveamento) do conversor eletrônico de potência ¹.

¹ Para o caso de se utilizar controle analógico, pode-se considerar $T_D = T_C$, ou seja, o tempo de atraso se deve somente ao chaveamento do conversor. Já para o caso de se utilizar controle digital, a consideração de $T_D = 2T_C$ é mais conservadora, pois além de se considerar o atraso devido ao chaveamento do conversor, também se considerariam os atrasos relativos à digitalização.

É possível aproximar os atrasos em termos de várias expansões polinomiais, sendo que a menos complexa é a série de Taylor (VRANĀIĆ, 2012), ou seja:

$$e^{-sT_D} = 1 - sT_D + \frac{(sT_D)^2}{2!} - \frac{(sT_D)^3}{3!} + \dots + \frac{(-1)^k (sT_D)^k}{k!}. \quad (\text{G.5})$$

Esta técnica, no entanto, é extremamente limitada porque a ordem do numerador é maior do que a ordem do denominador. Entretanto, pode-se desenvolver uma aproximação que consiste apenas de polos, colocando o termo exponencial no denominador. Assim:

$$e^{-sT_D} = \frac{1}{e^{sT_D}} = \frac{1}{1 + sT_D + \frac{(sT_D)^2}{2!} + \frac{(sT_D)^3}{3!} + \dots + \frac{(sT_D)^k}{k!}}. \quad (\text{G.6})$$

Na literatura, é comumente encontrada a utilização da série de Taylor de (G.6) de primeira ordem (com $k = 1$). Assim, tem-se que:

$$e^{-sT_D} \approx \frac{1}{1 + sT_D}. \quad (\text{G.7})$$

G.2 Método da Magnitude Ótima

O método da magnitude ótima trata-se de um método clássico de otimização de sintonia de controladores que é frequentemente utilizado em aplicações de acionamento e eletrônica de potência. Ele busca manter $|F(j\omega)|$ unitário para uma larga faixa de frequência iniciando em $\omega = 0$. Por isso, esta técnica é chamada de “Magnitude Ótima” (MO) (UMLAND; SAFIUDDIN, 1990), “Módulo Ótimo” (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995) ou *Betragsoptimum* (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995; KESSLER, 1955), e ela resulta em uma resposta temporal de malha fechada rápida e não-oscilatória para uma grande classe de modelos de processos.

Para um controle ideal, $|F(j\omega)|$ deve ser igual a 1 para todas as frequências. Entretanto, em um sistema real, $|F(j\omega)|$ não se mantém neste valor para frequências muito altas, devido aos atrasos (polos). Na Figura 90 são ilustradas estas duas situações.

Assim, o novo objetivo de projeto seria manter a magnitude da resposta em frequência de malha fechada ($|F(\omega)|$) mais achatada e próxima da unidade quanto possível para uma elevada largura de banda (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995; WHITELEY, 1946; HANUS, 1975; UMLAND; SAFIUDDIN, 1990). Portanto, busca-se um controlador que faça a amplitude da resposta em frequência ser o mais próximo possível da unidade para as frequências mais baixas.

Supondo que a FT de malha fechada $F(s)$ não apresente zeros, pode-se representá-la

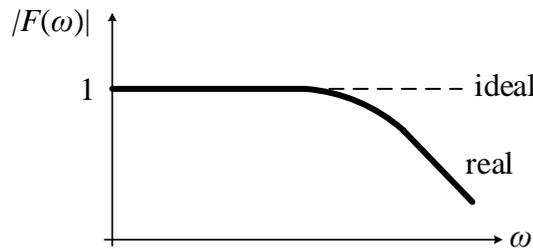
pela seguinte equação:

$$F(s) = \frac{1}{1 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ns^n}, \quad (\text{G.8})$$

em que $a_0 = 1$. Assim, fazendo $s = j\omega$ e separando as partes reais e imaginárias, tem-se:

$$F(j\omega) = \frac{1}{(1 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots) + j(a_1\omega - a_3\omega^3 + \dots)}. \quad (\text{G.9})$$

Figura 90 – Magnitude da resposta em frequência do sistema de malha fechada.



Fonte: o autor.

Se $|F(j\omega)|$ é próximo a 1, então $|F(j\omega)|^2$ também o é. Assim, tem-se:

$$|F(j\omega)|^2 = \frac{1}{(1 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - \dots)^2 + (a_1\omega - a_3\omega^3 + \dots)^2}. \quad (\text{G.10})$$

Expandindo os termos quadráticos do denominador de (G.10), tem-se:

$$|F(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^2(a_1 - 2a_2) + \omega^4(a_2^2 + 2a_4 - 2a_1a_3) + \dots + a_n^2\omega^{2n}}. \quad (\text{G.11})$$

A fim de que a magnitude da resposta em frequência de (G.11) tenha comportamento semelhante ao apresentado na Figura 90, pode-se igualar (G.11) à seguinte equação:

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}, \quad (\text{G.12})$$

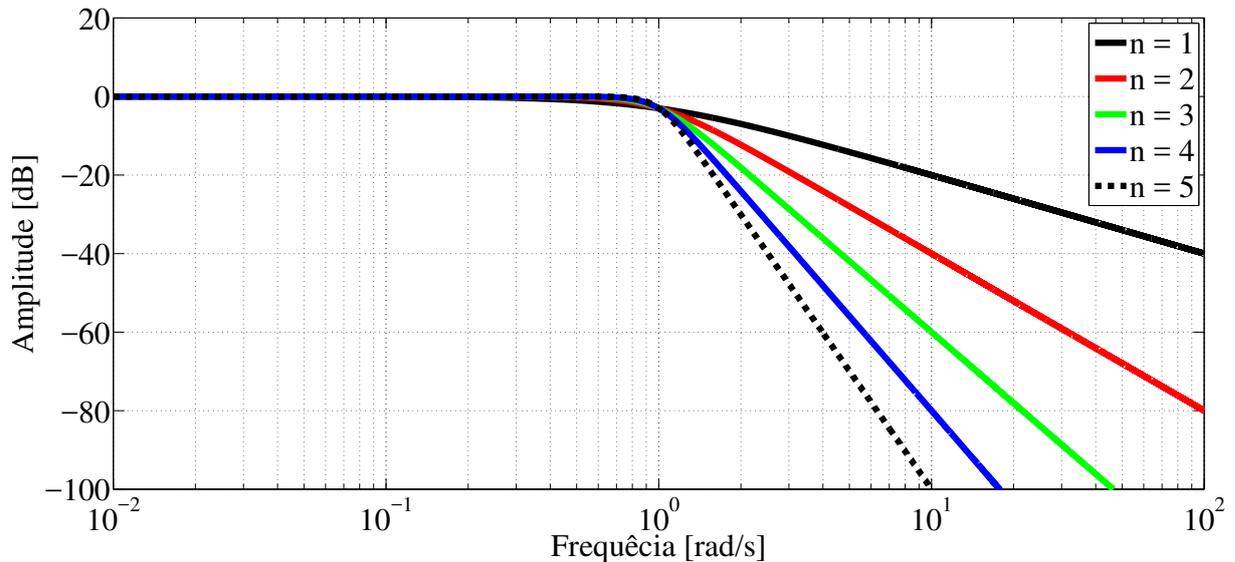
ou seja, o quadrado da magnitude da resposta em frequência de um filtro passa-baixas de ordem n do tipo Butterworth, em que ω_c é a frequência de corte (frequência, em rad/s, com -3dB de ganho) do filtro. Comparando-se (G.11) e (G.12), tem-se que:

$$\begin{cases} a_1 - 2a_2 = 0 \\ a_2^2 + 2a_4 - 2a_1a_3 = 0 \\ \dots \\ a_n = \omega_c^{-n} \rightarrow \omega_c = a_n^{-1/n} \end{cases}. \quad (\text{G.13})$$

Esse tipo de filtro apresenta a magnitude da resposta em frequência muito plana na banda passante e se aproxima do zero na banda rejeitada. Para um filtro de primeira ordem, a

resposta varia em -20 dB por década. Para um filtro Butterworth de segunda ordem, a resposta em frequência varia em -40 dB por década, em um filtro de terceira ordem a variação é de -60 dB por década, e assim por diante, como mostrado na Figura 91, em que $\omega_c = 1$. Os filtros Butterworth possuem uma queda na sua magnitude como uma função linear de ω .

Figura 91 – Magnitude do filtro passa-baixa de Butterworth de ordem n .



Fonte: o autor.

As equações seguintes trazem, respectivamente, as FTs dos filtros passa-baixa do tipo Butterworth de primeira, segunda e terceira ordens:

$$G_1(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_c}, \quad (\text{G.14})$$

$$G_2(s) = \frac{1}{1 + \sqrt{2}s/\omega_c + (s/\omega_c)^2}, \quad (\text{G.15})$$

$$G_3(s) = \frac{1}{(1 + s/\omega_c)[1 + s/\omega_c + (s/\omega_c)^2]}. \quad (\text{G.16})$$

G.2.1 Controle PI de uma Planta com Dois Polos Reais

Seja a FT da planta dada por:

$$G_P(s) = \frac{1}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}, \quad (\text{G.17})$$

em que τ_1 e τ_2 são as constantes de tempo da planta, sendo $\tau_1 > \tau_2$.

Por sua vez, seja a FT do controlador PI dada por:

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = K_P \frac{1 + \tau_I s}{\tau_I s}, \quad (\text{G.18})$$

em que K_P é o ganho da ação proporcional e $K_I = K_P/\tau_I$ é o ganho da ação integral.

Dado que o controlador apresenta somente um zero, este é escolhido de forma a cancelar o polo dominante da planta (aquele relativo à maior constante de tempo). Assim, $\tau_I = \tau_1$ e a FT de malha aberta $G(s) = G_{PI}(s)G_P(s)$ resulta em:

$$G(s) = \frac{K_P}{\tau_I s(1 + \tau_2 s)} = \frac{1}{\tau_{IK} s(1 + \tau_2 s)}, \quad (\text{G.19})$$

em que $\tau_{IK} = \tau_I/K_P$. Com isso, a FT de malha fechada $F(s)$ será:

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{1}{1 + \tau_{IK} s + \tau_{IK} \tau_2 s^2} = \frac{1/(\tau_{IK} \tau_2)}{s^2 + (1/\tau_2)s + 1/(\tau_{IK} \tau_2)}. \quad (\text{G.20})$$

Para que a FT de (G.20) apresente comportamento semelhante ao filtro passa-baixa tipo Butterworth de segunda ordem de (G.15), tem-se:

$$\begin{cases} \tau_{IK} = \sqrt{2}/\omega_c \\ \omega_c^2 = 1/(\tau_{IK} \tau_2) \end{cases} \rightarrow \tau_{IK} = 2\tau_2. \quad (\text{G.21})$$

Comparando-se a FT de (G.20) com a FT padrão de segunda ordem:

$$G(s) = \frac{1/(\tau_{IK} \tau_2)}{s^2 + (1/\tau_2)s + 1/(\tau_{IK} \tau_2)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2}, \quad (\text{G.22})$$

e fazendo uso de (G.21), tem-se:

$$\begin{cases} \omega_n^2 = 1/(\tau_{IK} \tau_2) = \omega_c^2 = 1/(2\tau_2^2) \rightarrow \omega_n = \omega_c = 1/(\sqrt{2}\tau_2) \\ 2\xi \omega_n = 1/\tau_2 = \sqrt{2}\omega_n \rightarrow \xi = \sqrt{2}/2 = 0,707 \end{cases}. \quad (\text{G.23})$$

Como mostra (G.23), caso seja aplicado o método da magnitude ótima para a sintonia do controlador PI, tem-se que o sistema de malha fechada irá apresentar amortecimento de $\sqrt{2}/2 = 0,707$. Assim, como é sabido, o mesmo irá apresentar um reduzido tempo de subida, baixo sobressinal e ausência de oscilação.

Substituindo (G.23) em (G.22), tem-se que a FT de malha fechada torna-se:

$$F(s) = \frac{1/(2\tau_2^2)}{s^2 + (1/\tau_2)s + 1/(2\tau_2^2)} = \frac{1}{2\tau_2^2 s^2 + 2\tau_2 s + 1}. \quad (\text{G.24})$$

Por sua vez, o ganho da ação proporcional (K_P) do controlador é dado por:

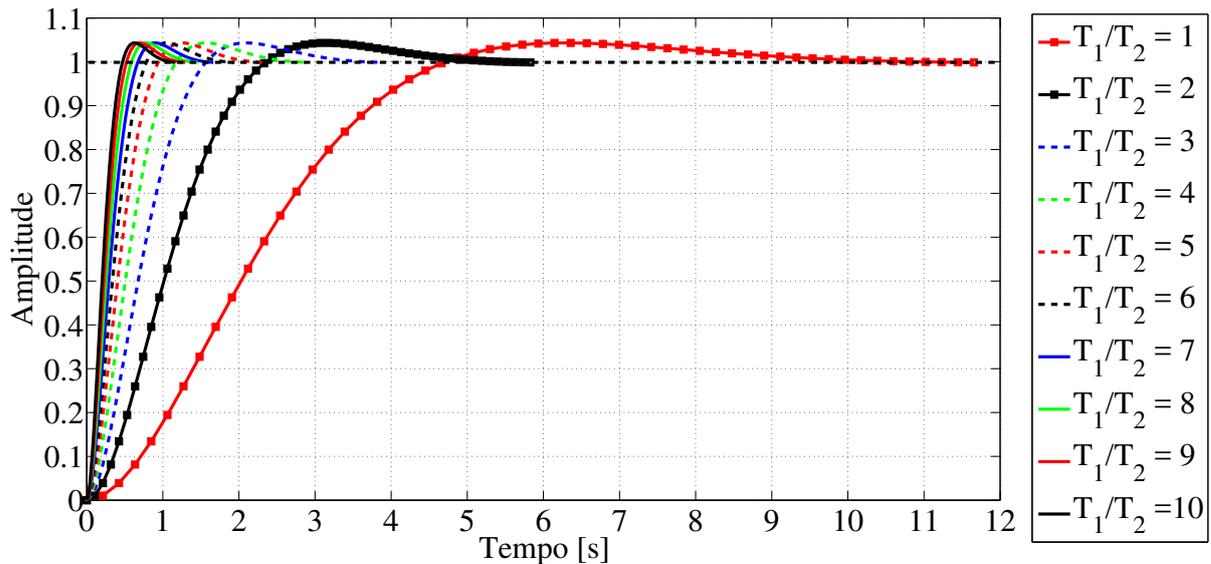
$$\tau_{IK} = 2\tau_2 \rightarrow \tau_I/K_P = 2\tau_2 \rightarrow K_P = \tau_I/(2\tau_2) = \tau_1/(2\tau_2), \quad (\text{G.25})$$

e a FT do controlador, dada em (G.18), torna-se:

$$F_{PI}(s) = \frac{1 + \tau_1 s}{2\tau_2 s}. \quad (\text{G.26})$$

Ainda, dado que o ganho da ação proporcional do controlador PI (K_P) depende da relação τ_1/τ_2 , como atesta (G.25), quanto maior o valor de τ_1 em relação a τ_2 , maior o ganho K_P e, conseqüentemente, mais rápida a resposta transitória do sistema. Para ilustrar essa situação, na Figura 92 é mostrado que para $\tau_1/\tau_2 \geq 4$ tem-se uma menor variação da resposta transitória do sistema de malha fechada em relação ao valor de τ_2 .

Figura 92 – Resposta ao degrau da FT de malha fechada em função de T_1/T_2 com $T_1 = 1$.



Fonte: o autor.

G.2.2 Controle PI de uma Planta com um Polo Real e um CEP

A partir do equacionamento apresentado na seção G.1.1, a FT de uma planta com apenas um polo (em $-1/\tau_1$) e um CEP torna-se:

$$G_P(s) = \frac{1}{(1 + \tau_1 s)(1 + T_D s)}. \quad (\text{G.27})$$

De posse de (G.27) e da metodologia descrita na seção anterior, são encontradas as variáveis do controlador PI de (G.18), ou seja: $\tau_I = \tau_1$ e $K_P = \tau_1/(2T_D) = \tau_1/(4T_C)$. Nesse caso, T_D foi considerado como sendo igual a duas vezes o período de chaveamento T_C .

Ainda, no caso da FT de G.27 apresentar um ganho K qualquer, ou seja:

$$G_P(s) = \frac{K}{(1 + \tau_1 s)(1 + T_D s)}, \quad (\text{G.28})$$

tem-se que $\tau_I = \tau_1$ e $K_P = \tau_1/(2T_D K) = \tau_1/(4T_C K)$.

APÊNDICE H – DESCRIÇÃO DO SISTEMA SIMULADO

“Nenhum cientista pensa com fórmulas.”

(Albert Einstein)

Para validar o modelo simplificado proposto, simulou-se no PSCAD/EMTDC um sistema de geração baseado em DFIG de 2 MW, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 11. Estes são advindos do livro de Abad *et al.* (2011), mas são semelhantes aos apresentados por Xu e Wang (2007). Vale ressaltar, apesar do modelo da máquina deste *software* requerer os parâmetros em por unidade (PU), o controle foi realizado com as variáveis no sistema internacional (SI).

Tabela 11 – Parâmetros DFIG Simulado.

Descrição	Variável	SI	PU
Potência Mecânica	P_m	2 MW	0,95 pu
Tensão de Fase do Estator	V_B	$690/\sqrt{3}$ V	1 pu
Corrente de Fase do Estator	I_B	1760 A V	1 pu
Frequência	f_B	50 Hz	1 pu
Pares de Polos	n	2	-
Relação de Espiras	a	1	-
Resistência do Estator	r_s	2,6 m Ω	0,011 pu
Resistência do Rotor	r'_r	2,9 m Ω	0,012 pu
Indutância de Dispersão do Estator	L_{ls}	0,087 mH	0,12 pu
Indutância de Dispersão do Rotor	L'_{lr}	0,087 mH	0,12 pu
Indutância de Magnetização	L_M	2,5 mH	3,45 pu

Fonte: o autor.

Na Figura 93 é mostrado o diagrama esquemático do sistema simulado, o qual trata-se de uma composição dos diagramas das Figuras 83, 84 e 56. Na Figura 94 é mostrado este sistema implementado no PSCAD/EMTDC.

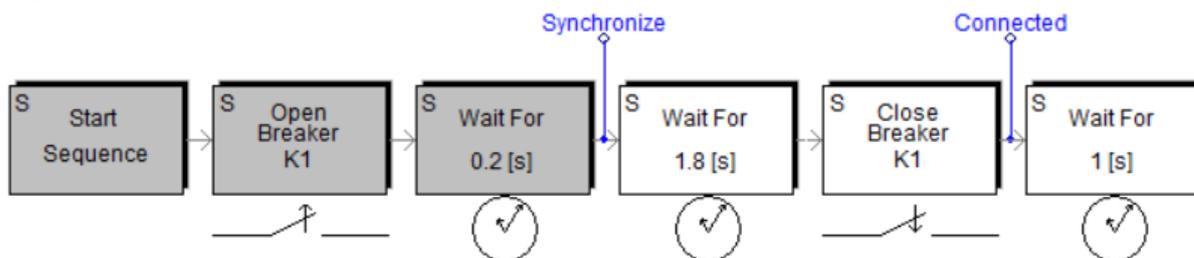
Para os estudos apresentados nesta tese, a turbina e a caixa de engrenagens foram substituídas por um elemento capaz de garantir velocidade constante, que no caso do PSCAD/EMTDC trata-se apenas de uma constante aplica à entrada “W” do bloco que simula a máquina de indução de rotor bobinado, conforme mostrado na Figura 94. Além disso, considerando que o elo CC apresenta tensão constante, a qual é controlada pelo CLR e protegida por dispositivos como um *chopper*, o CLM e o PWM, em destaque na Figura 93, podem ser substituídos por três fontes de tensão controladas por tensão, conforme proposto por Pereira *et al.* (2014). Por fim, a rede elétrica também foi implementada por meio de fontes dependentes de tensão controladas por tensão, ou seja, uma rede ideal na qual é possível se aplicar o afundamento desejado.

posteriores aos tratados aqui.

H.1 Sequência de Inicialização do Sistema Simulado

Na Figura 95 são mostrados os blocos utilizados no PSCAD/EMTDC para implementar a sequência de inicialização do sistema.

Figura 95 – Sequência de inicialização do sistema.



Fonte: o autor.

Da esquerda para a direita, os dois primeiros blocos são o início da sequência (bloco “Start Sequence”) e a abertura da chave K1 (bloco “Open Breaker K1”). Já o terceiro (bloco “Wait For 0.2 [s]”) trata-se de um atraso de 0,2 s inserido de forma a esperar a aceleração do DFIG de zero à velocidade de operação desejada.

Como mostrado na Figura 94, foi inserida uma constante de valor igual a 0,7 à entrada “W” do bloco que simula a máquina de indução de rotor bobinado de forma a garantir velocidade constante. Isso significa que a sincronização será feita com velocidade igual a 0,7 pu ou, equivalentemente, escorregamento igual a 0,3. Como já mencionado nesta tese, esta trata-se da situação em que os SCEEs baseados em DFIG iniciam o processo de sincronização à rede elétrica.

Vale ressaltar que o bloco adicionado entre esta constante e a entrada “W” trata-se de uma FT de primeira ordem (em que foi escolhida uma constante de tempo de 0,02 s) e objetiva fazer com que a velocidade cresça de forma mais suave, apenas com o intuito de evitar transitórios nos gráficos apresentados.

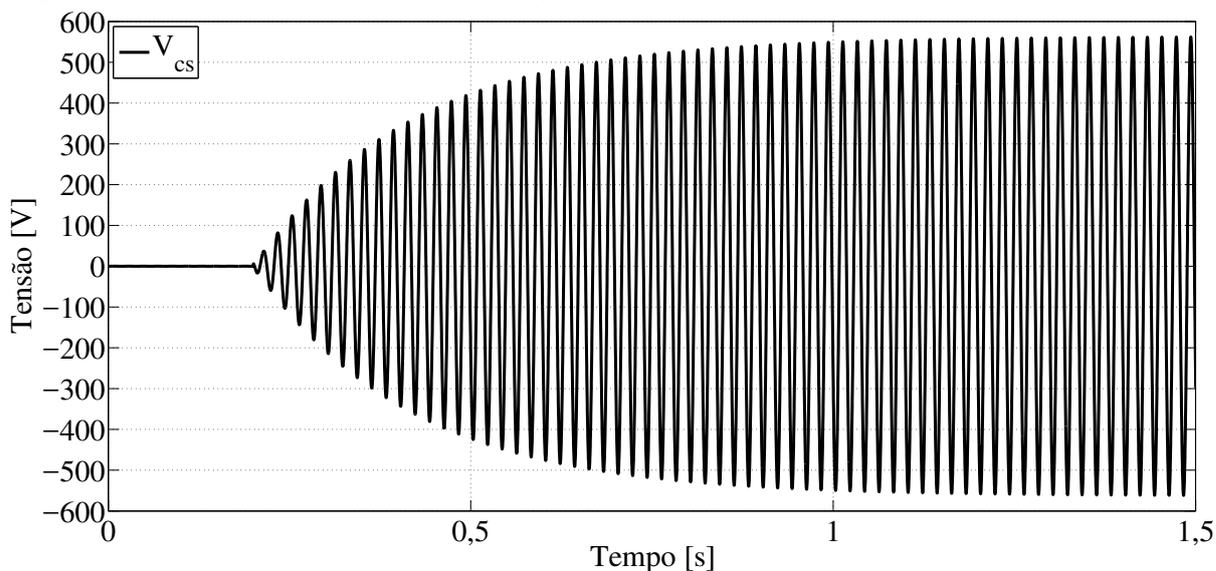
Passados então 0,2 s e estando a máquina na velocidade desejada, inicia-se o processo de sincronização do DFIG à rede elétrica. Fica a cargo do *data label* “Synchronize” enviar o pulso para início desta fase. Na próxima seção será detalhado este processo.

Como mostra a Figura 95, após 1,8 s (bloco “Wait For 1.8 [s]”) do início do processo de sincronização, fecha-se a chave K1 (bloco “Close Breaker K1”), conectando o DFIG à rede elétrica. Fica a cargo do *data label* “Connected” enviar o pulso para início desta fase. De forma a

aguardar a estabilização após a conexão da máquina, é inserido um bloco de atraso de 1 s (bloco “Wait For 1.8 [s]”).

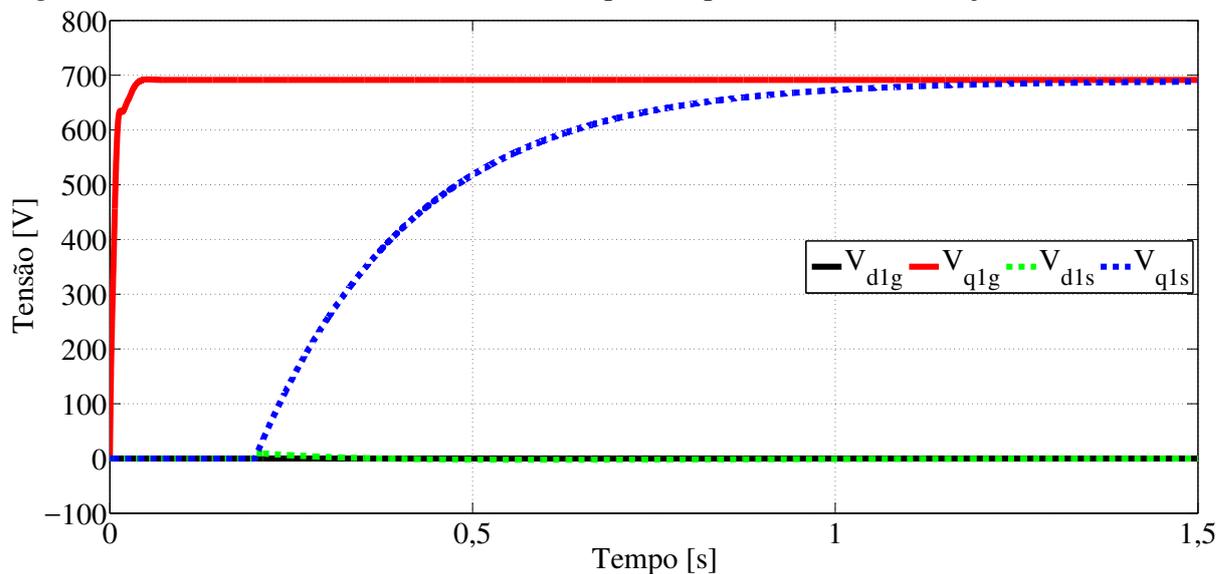
Nas Figuras 96 a 98 são mostradas algumas curvas que mostram o comportamento do sistema nas situações descritas anteriormente.

Figura 96 – Tensão da fase c na inicialização do sistema.



Fonte: o autor.

Figura 97 – Tensões da rede e do estator de sequência positiva na inicialização do sistema.

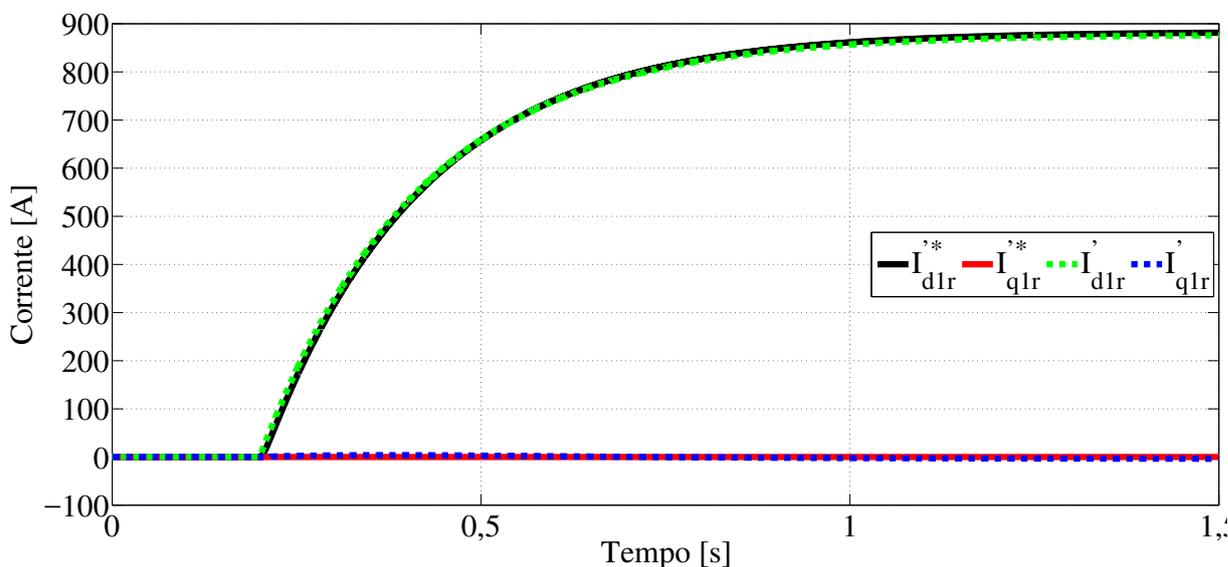


Fonte: o autor.

A Figura 96 mostra a tensão da fase c na inicialização do sistema. As demais fases apresentam-se de forma semelhante, não sendo mostradas no gráfico para não comprometer a visualização. Ainda, vale ressaltar que a técnica utilizada para a sincronização do sistema simulado é a mesma utilizada no Capítulo 3. Entretanto, não serão apresentados mais detalhes

aqui dado que as simulações realizadas no PSCAD/EMTDC não visam estudar a sincronização do DFIG à rede elétrica.

Figura 98 – Correntes do rotor referidas ao estator de sequência positiva na inicialização do sistema.



Fonte: o autor.

Já a Figura 97 mostra as tensões da rede e do estator de sequência positiva na inicialização do sistema. Por esta última percebe-se as tensões do estator de eixo direto e quadratura de sequência positiva tendem às respectivas tensões da rede elétrica. Com isso, tem-se uma sincronização suave do DFIG à rede elétrica.

Por fim, a Figura 98 mostra que as correntes do rotor referidas ao estator de sequência positiva seguem os respectivos valores de referência.

H.2 Demais Detalhes do Sistema Simulado

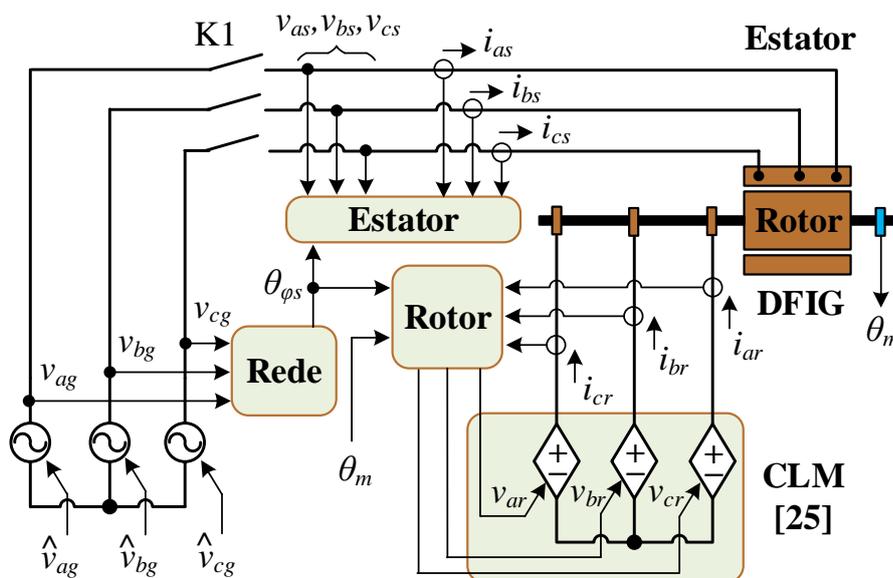
Os elementos apresentados nas Figuras 94 e 95 encontram-se na página principal (*Main*) do projeto desenvolvido no PSCAD/EMTDC. De forma a tornar este mais organizado e fácil de trabalhar, foram inseridos cinco módulos:

1. **Rede** - onde são implementados cálculos relativos à rede elétrica, em especial o DSOGI-FLL da Figura 78;
2. **Estator** - onde são implementados cálculos relativos ao estator, em especial o DDSRF da Figura 81 e o cálculo das potências de (2.21);

3. **Rotor** - onde é realizado o controle das correntes do rotor e o cálculo das respectivas referências de corrente conforme a Tabela 1;
4. **Simplificado** - onde são implementadas as equações relativas ao modelo simplificado proposto, ou seja, (2.14) a (2.17) em situação de desequilíbrio e (2.22) a (2.25) durante afundamentos; e
5. **Gráficos** - onde foram organizados todos os gráficos da simulação.

A Figura 99 trata-se de uma simplificação das Figuras 93 e 94 e mostra um diagrama do sistema implementado no PSCAD/EMTDC. Os retângulos identificados como “Rede”, “Estator” e “Rotor” tratam-se dos módulos detalhados anteriormente.

Figura 99 – Diagrama do sistema implementado no PSCAD/EMTDC.



Fonte: o autor.

Vale ressaltar que para tornar a *interface* visualmente mais agradável, as variáveis são enviadas de um módulo a outro, além também da página principal, por meio de conexões sem-fio (*wireless connection*).

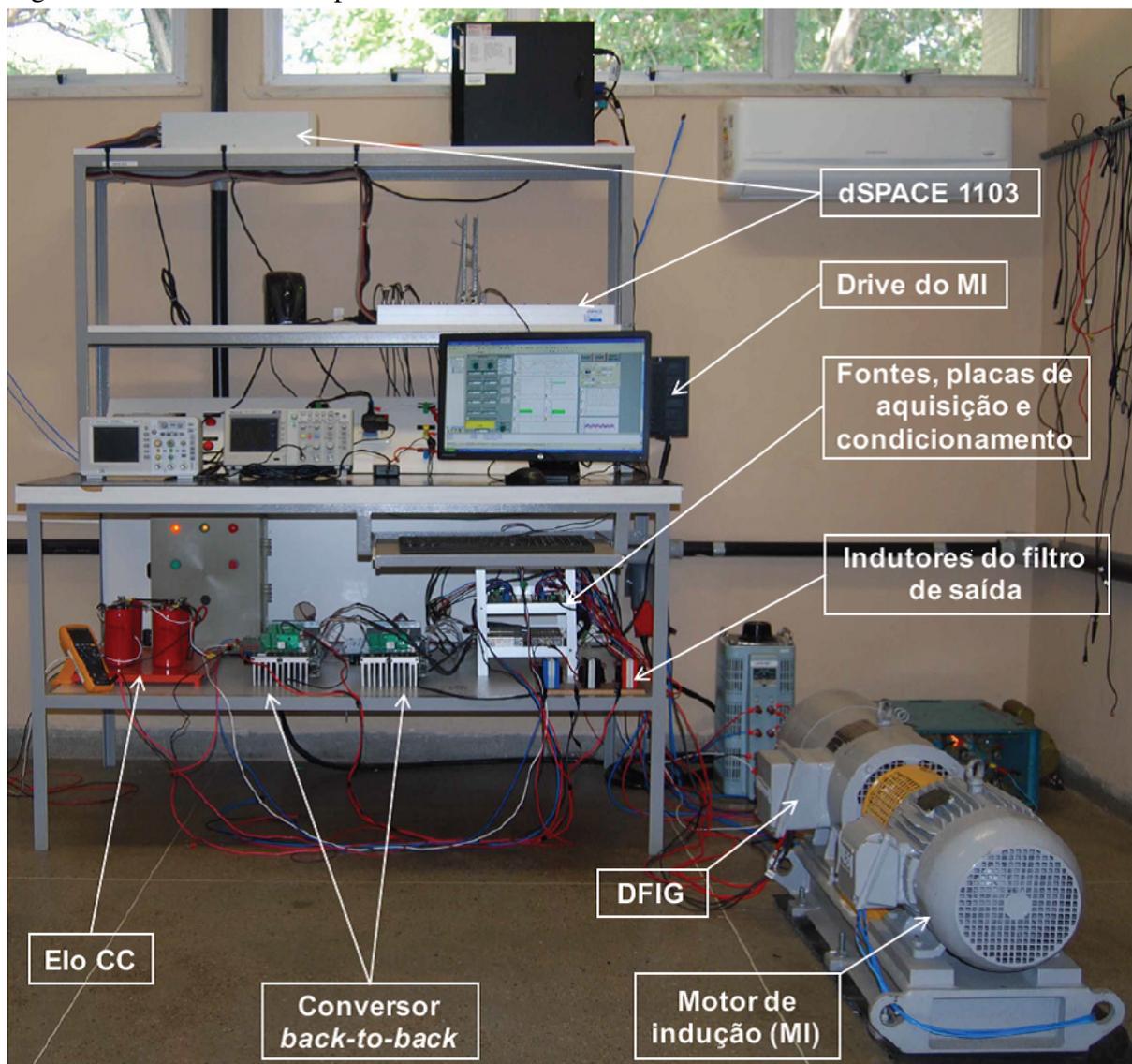
APÊNDICE I – DESCRIÇÃO DA BANCADA

“A experiência nunca falha, apenas as nossas opiniões falham,
ao esperar da experiência aquilo que ela não é capaz de oferecer.”

(Leonardo da Vinci)

Neste apêndice é detalhado o protótipo mostrado na Figura 100 (em que são destacados os principais componentes do sistema), o qual é utilizado nos ensaios experimentais apresentados nesta tese. O mesmo está implantado no Laboratório de Aplicações de Eletrônica de Potência & Integração a Sistemas de Energia (LAPIS), no Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Ceará (UFC).

Figura 100 – Plataforma experimental do LAPIS.



Fonte: (LIMA; BRANCO, 2016).

I.1 Gerador de Indução Duplamente Alimentado

Os dados de placa e dos ensaios realizados pelo fabricante no DFIG da Figura 100 são apresentados nas Tabelas 12 e 13. A partir destes são obtidos os valores de base e os parâmetros (referidos ao estator), respectivamente mostrados nas Tabelas 14 e 15, sendo que na sequência será detalhada a obtenção dos mesmos.

Tabela 12 – Dados de Placa da Máquina de Indução de Rotor Bobinado.

Descrição	Valor	Descrição	Valor
Potência Mecânica	10 CV	Rotação Subsíncrona	1750 rpm
Frequência	60 Hz	Rotação Supersíncrona	1850 rpm
Tensão do Estator (Linha)	380 V	Tensão do Rotor (Linha)	436 V
Corrente do Estator (Linha)	12,1 A	Corrente do Rotor (Linha)	8,2 A
Ligação do Estator	Y	Ligação do Rotor	Y

Fonte: o autor.

Tabela 13 – Ensaios Realizados na Máquina de Indução de Rotor Bobinado.

Ensaio com Rotor em Aberto		
Tensão de Linha Aplicada no Estator (Y)		380 V
Tensão de Linha Induzida no Rotor (Y)		431 V
Ensaio em CC		
Resistência do Estator	Resistência do Rotor	Temperatura
1,05 Ω	1,45 Ω	17 °C
Ensaio com Rotor Bloqueado		
Tensão de Linha	Corrente de Linha	Potência Trifásica
190 V	24,75 A	1900 W
Ensaio em Vazio		
Tensão de Linha	Corrente de Linha	Potência Trifásica
380 V	4,95 A	276 W
300 V	3,7 A	230 W
200 V	2,46 A	200 W
100 V	1,65 A	182,5 W

Fonte: o autor.

Vale ressaltar que apesar de na Tabela 15 haver duas linhas relativas ao momento de inércia, os respectivos valores (obtidos do catálogo do fabricante) são os mesmos, apenas um sendo dado em unidades do SI e outro em PU. Optou-se por essa diferenciação pelo fato da variável utilizada para representar o momento de inércia de normalmente apresentar simbologia diferente, dependendo do sistema de unidades: esta é nomeada como J_m quando no SI e H quando em PU.

Tabela 14 – Valores de Base do Gerador de Indução de Rotor Bobinado.

Descrição do Parâmetro	Variável	Valor no SI
Tensão em abc (Fase)	v_{abcB}	220 V
Tensão em $dq0$ (Pico de fase vezes $\sqrt{3/2}$)	v_{dq0B}	381,0512 V
Corrente em abc (Fase)	i_{abcB}	12,1 A
Corrente em $dq0$ (Pico de fase vezes $\sqrt{3/2}$)	i_{dq0B}	20,9578 A
Frequência (Rede)	f_B	60 Hz
Velocidade Angular Elétrica (Rede)	ω_B	376,9911 rad/s
Potência (Aparente)	S_B	7986 VA
Impedância	Z_B	18,1818 Ω
Indutância	L_B	48,22877 mH
Fluxo Concatenado	ϕ_B	1,0108 [Wb]
Rotação Mecânica	ω_{mB}	188,4956 rad/s
Torque	T_B	42,36705 N.m
Coefficiente de Atrito	B_B	0,2247642 N.m.s

Fonte: o autor.

Tabela 15 – Parâmetros do Gerador de Indução de Rotor Bobinado.

Descrição	Variável	Valor	
		SI	PU
Número de Pares de Polos	n	2	-
Resistência do Estator	r_s	0,5416998 Ω	0,02979349
Indutância de Dispersão do Estator	L_{ls}	5,009695 mH	0,1038736
Resistência do Rotor	r_r'	0,5148256 Ω	0,02831541
Indutância de Dispersão do Rotor	L_{lr}'	6,422686 mH	0,1331712
Resistência do Ferro	r_{fe}	2044,459 Ω	112,4453
Indutância de Magnetização	L_M	108,0018 mH	2,239364
Relação de Espiras	a	1,186694	-
Momento de Inércia (SI)	J_m	0,04 kg.m ²	-
Momento de Inércia (PU)	H	-	0,08898216 s
Coefficiente de Atrito	F_m	0,004862247 N.m.s	0,02163266

Fonte: o autor.

1.1.1 Resistências dos Enrolamentos - Ensaio em CC

A partir do ensaio em CC são obtidas as tensões entre dois terminais do estator e do rotor da máquina de indução de rotor bobinado. Dado que ambos os enrolamentos estão conectados em Y, tem-se que as resistências por fase do estator r_s e do rotor r_r são iguais à metade dos valores medidos. Assim, $r_s = 0,525 \Omega$ e $r_r = 0,725 \Omega$.

Segundo ABNT (2002), os valores de resistência obtidos a uma dada temperatura devem ser convertidos a valores na temperatura de 25 °C. Entretanto, dada a importância do correto valor dos parâmetros da máquina para um controle mais eficiente, seria preferível corrigir estas resistências para a real temperatura do enrolamento. Em ambos os casos, para enrolamentos

com condutores de cobre, deve-se aplicar a seguinte equação:

$$r_2 = r_1 \frac{t_2 + 234,5}{t_1 + 234,5}, \quad (\text{I.1})$$

em que r_1 é a resistência obtida no ensaio à temperatura t_1 e r_2 é a resistência corrigida para a temperatura t_2 . Assim, os valores de r_s e r_r corrigidos são:

$$r_s = 0,525 \frac{25 + 234,5}{17 + 234,5} = 0,525 \cdot 1,0318 = 0,5417 \, \Omega, \quad (\text{I.2})$$

$$r_r = 0,725 \frac{25 + 234,5}{17 + 234,5} = 0,725 \cdot 1,0318 = 0,7481 \, \Omega. \quad (\text{I.3})$$

1.1.2 Perdas Mecânicas e no Núcleo Magnético - Ensaio a Vazio

No ensaio a vazio a corrente no circuito do rotor é quase nula. Assim, dos valores de potência medidos durante este ensaio, há as seguintes parcelas de perdas: por efeito Joule nos enrolamentos do estator, magnéticas no núcleo ferromagnético e mecânicas no eixo do rotor. Na Tabela 16 é apresentada a separação destas perdas, sendo que atribui-se o nome “perdas remanescentes” às perdas que restam ao se subtraírem as perdas por efeito Joule no estator das potências ativas trifásicas medidas no ensaio a vazio.

Representando graficamente as perdas remanescentes em função do quadrado da tensão de linha do ensaio a vazio e realizando uma aproximação linear do resultado, como mostrado na Figura 101, o ponto de cruzamento com o eixo y corresponde às perdas mecânicas (por atrito e ventilação), ou seja, 172,7585 W. Dado que no ensaio a vazio a rotação é próxima da síncrona, ou seja, 188,4956 rad/s, estas perdas correspondem a esta situação.

De posse das perdas mecânicas e da velocidade síncrona, pode-se estimar o coeficiente de atrito como sendo:

$$F_m = \frac{172,7585}{(188,4956)^2} = 0,004862247 \, \text{N.m.s.} \quad (\text{I.4})$$

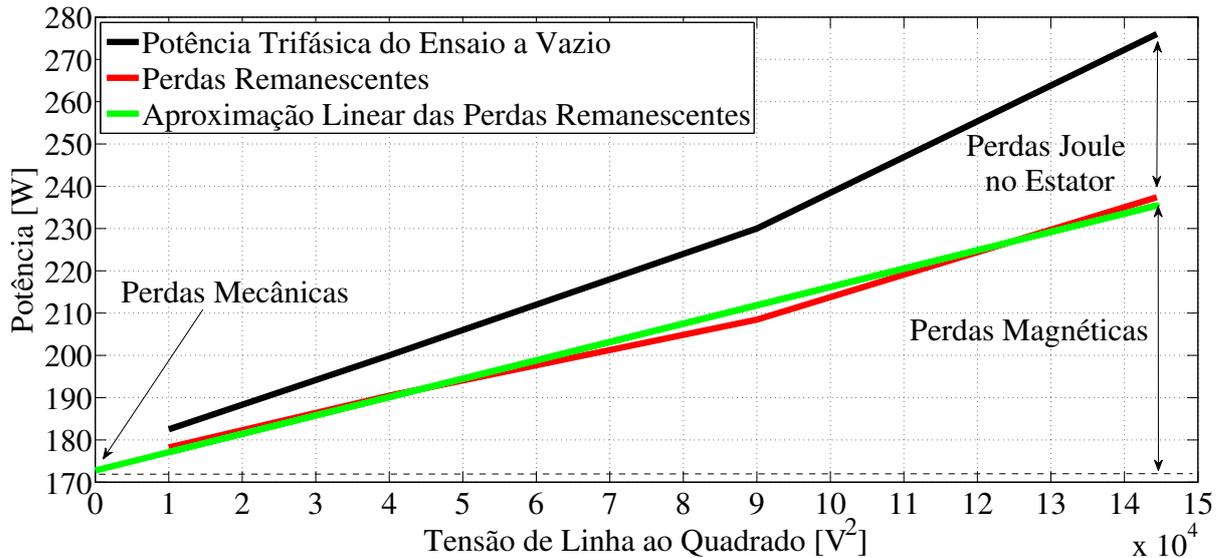
Para o ensaio a vazio com tensão nominal aplicada aos terminais do estator, tem-se que, ao subtrair das perdas remanescentes (237,4086 W) as perdas mecânicas (172,7585 W), restam somente as perdas que ocorrem no núcleo magnético (perdas magnéticas), ou seja, 64,6501 W. Essas perdas são praticamente constantes caso a tensão aplicada aos terminais do estator seja igual à nominal.

Tabela 16 – Separação das Perdas por Efeito Joule no Ensaio a Vazio.

Tensão de Linha [V]	380	300	200	100
Corrente de Linha [A]	4,95	3,7	2,46	1,65
Potência Trifásica [W]	276	230	200	182,5
Perda Joule no Estator [W] ($3r_s i_s^2$)	38,5914	21,5618	9,5313	4,2879
Perdas Remanescentes [W]	237,4086	208,4382	190,4687	178,2121
Perdas Mecânicas [W]	172,7585			
Perdas Magnéticas [W]	64,6501	35,6798	17,7103	5,4536

Fonte: o autor.

Figura 101 – Determinação das Perdas Mecânicas.



Fonte: o autor.

1.1.3 Indutâncias do Estator e Rotor - Ensaio com Rotor Bloqueado

A potência reativa trifásica do ensaio de rotor bloqueado é:

$$Q_s = \sqrt{(\sqrt{3}v_s i_s)^2 - P_s^2} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot 190 \cdot 24,75)^2 - 1900^2} = 7,9203 \text{ kvar.} \quad (\text{I.5})$$

Assim, o somatório das reatâncias de dispersão do estator (X_{ls}) e do rotor referida ao estator (X'_{lr}) é dado por:

$$X_{ls} + X'_{lr} = \frac{Q_s/3}{i_s^2} = \frac{7920,3/3}{24,75^2} = 4,3099 \Omega. \quad (\text{I.6})$$

Segundo ABNT (2002), quando não se dispõe da relação entre as indutâncias, para geradores de indução de rotor bobinado tem-se $X_{ls}/X'_{lr} = 0,78$. Com isso, $X_{ls} = 1,8886 \Omega$ e $X'_{lr} = 2,4213 \Omega$. Consequentemente, $L_{ls} = 5,0097 \text{ mH}$ e $L'_{lr} = 6,4227 \text{ mH}$.

Procedendo de forma semelhante semelhante, mas utilizando a potência ativa de rotor bloqueado, encontra-se o somatório das resistências do estator e do rotor referida ao estator,

ou seja:

$$r_s + r'_r = \frac{P_s/3}{i_s^2} = \frac{1900/3}{24,75^2} = 1,0339 \Omega. \quad (\text{I.7})$$

1.1.4 Variáveis do Ramo Magnético - Ensaio a Vazio

No ensaio a vazio com tensão nominal, pode-se calcular o ângulo da impedância da seguinte forma:

$$\theta_Z = \cos^{-1} \left(\frac{P_s}{\sqrt{3}v_s i_s} \right) = \cos^{-1} \left(\frac{276}{\sqrt{3} \cdot 380,4,95} \right) = 1,486 \text{ rad}. \quad (\text{I.8})$$

Considerando-se nulo o ângulo do fasor tensão, tem-se que o ângulo da corrente passa a ser igual a $-\theta_Z$. Com isso, pode-se calcular agora a tensão contra-eletromotriz de fase no ramo magnético do ensaio a vazio, cujo valor eficaz é dado por:

$$\begin{aligned} v_M &= |v_s/\sqrt{3} - (r_s + jX_s)i_s[\cos(-\theta_Z) + j\text{sen}(-\theta_Z)]| \\ &= |380/\sqrt{3} - (0,5417 + j1,8886)4,95[\cos(-1,486) + j\text{sen}(-1,486)]| \\ &= 209,9 \text{ V}. \end{aligned} \quad (\text{I.9})$$

Considerando que as perdas que ocorrem no núcleo magnético são representadas por resistor presente no ramo magnético (r_M) e em paralelo com a indutância de magnetização (L_M), esta resistência pode ser calculada, a partir do ensaio a vazio, da seguinte forma:

$$r_M = \frac{v_M^2}{P_s/3} = \frac{209,9^2}{64,6501/3} = 2044,5 \Omega. \quad (\text{I.10})$$

Já a reatância de magnetização (X_M) é calculada da seguinte maneira:

$$X_M = \frac{v_M^2}{Q_s/3} = \frac{v_M^2}{\sqrt{(\sqrt{3}v_s i_s)^2 - P_s^2/3}} = \frac{209,9^2}{\sqrt{(\sqrt{3} \cdot 380,4,95)^2 - 276^2/3}} = 40,7157 \Omega. \quad (\text{I.11})$$

Por fim, a indutância de magnetização é $L_M = 108,0018 \text{ mH}$.

1.1.5 Relação de Espiras

A partir da aplicação de tensão CA com frequência nominal no estator, com o rotor bloqueado, é induzida uma tensão no rotor. Nessa situação, o gerador opera como um transformador. De posse de (I.9) e aplicando (B.9), tem-se:

$$a = \frac{\mathbf{v}_{abcr}}{\mathbf{v}_M} = \frac{431/\sqrt{3}}{209,9} = 1,1855. \quad (\text{I.12})$$

As resistências obtidas por meio do ensaio em CC e apresentadas na Tabela 13 são

referidas ao respectivo enrolamento. Assim, deve-se referir a resistência do rotor ao enrolamento do estator por meio de (B.16). Dessa forma, tem-se:

$$r'_r = \frac{r_r}{a^2} = \frac{0,7481}{1,1867^2} = 0,5148 \, \Omega. \quad (\text{I.13})$$

Somando-se as resistências do estator e do rotor referida ao estator com correção de temperatura, determinadas no ensaio em CC, tem-se $r_s + r'_r = 0,5417 + 0,5148 = 1,0565 \, \Omega$. Percebe-se que este resultado se aproxima do apresentado em (I.7), sendo que este último é um pouco menor, dada a temperatura do ensaio ser inferior. Assim, os valores de resistência de estator e rotor a serem utilizados serão os corrigidos para a temperatura de 25 °C.

I.2 Representação em PU

Sistemas em por unidade (PU) são comumente e tradicionalmente usados em muitos programas de simulação de sistemas elétricos de potência (SEPs). Portanto, é provável se deparar com tais sistemas, mais cedo ou mais tarde, ao se simular a conexão de parques eólicos ao SEP (ACKERMANN, 2005).

O sistema em PU nada mais é do que uma definição de um novo conjunto - convenientemente e cuidadosamente escolhido - de unidades de medição básicas para as quantidades físicas sob consideração (ACKERMANN, 2005). Isso significa que em vez de se medir uma dada variável em unidades do sistema internacional de unidades (SI), ela pode ser medida como a porcentagem de um certo valor de referência. Estas “unidades de medição básicas” são os valores de base do sistema em PU.

Em relação ao gerador elétrico, em alguns casos é útil expressar seu modelo em PU (ABAD *et al.*, 2011; KRAUSE *et al.*, 2002). Em geral, os parâmetros da máquina, bem como as magnitudes (correntes, tensões, fluxos, torque, potências, etc.) podem ser transformados em PU com as seguintes vantagens (ABAD *et al.*, 2011):

- Facilita a comparação entre parâmetros e magnitudes de diferentes máquinas.
- As magnitudes expressas em PU fornecem automaticamente informações sobre quão distantes estas estão dos valores de base ou nominais, evitando assim a necessidade de conhecer o valor nominal à primeira vista.

1.2.1 Parte Elétrica da Máquina

Escolhidos os valores de base para as grandezas elétricas mais fundamentais, como potência e tensão, é possível derivar valores de base para outras grandezas elétricas, como corrente, resistência e reatância (ACKERMANN, 2005; KRAUSE *et al.*, 2002).

Segundo Krause *et al.* (2002), quando a máquina está sendo considerada separadamente, como é o caso dessa tese, geralmente atribui-se à potência de base o valor da potência mecânica útil nominal da máquina (em watts), mas considera-se sua unidade como sendo em volt-amperes (VA)¹.

Em relação à tensão, seu valor eficaz de fase nominal é geralmente selecionado como tensão de base para as variáveis em *abc* (KRAUSE *et al.*, 2002)². Dessa forma, tem-se que:

$$P_B = 3v_{abcB}i_{abcB} \rightarrow i_{abcB} = \frac{P_B}{3v_{abcB}}. \quad (\text{I.14})$$

Já para as variáveis em *dq0* obtidas pela matriz de transformação de invariância em amplitude de (A.42), poderia ser escolhido o valor de pico de fase multiplicado por $\sqrt{3/2}$ como valor de base. Dessa forma, 1 PU equivale à amplitude do vetor espacial girante. Com isso:

$$P_B = v_{dq0B}i_{dq0B} \rightarrow i_{dq0B} = \frac{P_B}{v_{dq0B}}. \quad (\text{I.15})$$

Definidas a potência, a tensão e a corrente de base, segue-se que a impedância de base pode ser expressa como:

$$Z_B = \frac{v_{abcB}}{i_{abcB}} = \frac{3v_{abcB}^2}{P_B} = \frac{v_{dq0B}}{i_{dq0B}} = \frac{v_{dq0B}^2}{P_B}, \quad (\text{I.16})$$

com a indutância de base sendo dada por:

$$L_B = \frac{Z_B}{2\pi f_B} = \frac{Z_B}{\omega_B}, \quad (\text{I.17})$$

em que f_B é a frequência de base, a qual é igual à frequência da rede elétrica, e ω_B é a velocidade angular de base.

Dado que a equação do torque da máquina pode ser dada em função do fluxo concatenado do estator em coordenadas *dq0*, conforme (C.30), é interessante também definir o

¹ Potência é uma quantidade invariante em todos os níveis de tensão, de modo que só é possível escolher um valor de base para a potência (ACKERMANN, 2005). Assim, se a máquina é parte de um sistema de potência e se deseja converter todo o sistema para quantidades em PU, então somente uma potência de base é selecionada, a qual, muito provavelmente, será diferente da potência mecânica útil nominal de qualquer máquina no sistema (KRAUSE *et al.*, 2002).

² Para a tensão, é possível e necessário definir um valor de base para cada nível de tensão no sistema (KRAUSE *et al.*, 2002).

seu respectivo valor de base. Fazendo uso de (C.29), (I.16) e (I.17), pode-se concluir que:

$$\phi_B = L_B i_{dq0B} = \frac{Z_B}{\omega_B} \dot{i}_{dq0B} = \frac{v_{dq0B}}{\omega_B}. \quad (\text{I.18})$$

1.2.2 Parte Mecânica da Máquina de Indução

Ao se estender o sistema PU à parte mecânica rotativa da máquina, torna-se necessário definir valores de base adicionais. Segundo Ackermann (2005), definindo-se os valores de base da velocidade angular e do ângulo é possível derivar valores de base consistentes para outras quantidades relevantes, como o torque. Dado que nesta tese são desconsideradas as torções nos eixos de acoplamento, não há então a necessidade de se definir o ângulo de base.

A rotação mecânica de base é dada por:

$$\omega_{mB} = \frac{2\pi f_B}{n}, \quad (\text{I.19})$$

em que n é o número de pares de polos da máquina.

Por sua vez, o torque de base é definido como:

$$T_B = \frac{P_B}{\omega_{mB}}. \quad (\text{I.20})$$

Vale ressaltar que, como P_B trata-se da potência aparente nominal da máquina, o torque de base não será igual ao torque nominal.

Em PU, a inércia mecânica é expressa em segundos, sendo definida por (KRAUSE *et al.*, 2002):

$$H = \frac{J_m \omega_{mB}}{2T_B} = \frac{J_m \omega_{mB}^2}{2P_B}. \quad (\text{I.21})$$

Desta feita, em PU, (B.26) torna-se:

$$2H \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_m}{\omega_{mB}} \right) = \frac{T_e - T_{fm} - T_L''}{T_B} = \frac{T_t}{T_B} - \frac{B_m \omega_{mB}^2}{P_B} \frac{\omega_m}{\omega_{mB}} - \frac{T_L''}{T_B}, \quad (\text{I.22})$$

em que o coeficiente de atrito de base é dado por:

$$B_B = \frac{P_B}{\omega_{mB}^2}. \quad (\text{I.23})$$

APÊNDICE J – IMPLEMENTAÇÕES DIGITAIS

“Não existem métodos fáceis para resolver problemas difíceis.”

(René Descartes)

Os dados de medição da planta experimental são enviados às entradas analógicas do DSPACE onde são convertidos para sinais digitais por meio de conversores analógico/digital (A/D). Apesar de ser possível a implementação no SIMULINK de blocos analógicos para o tratamento destes dados, os quais são convertidos para equivalentes digitais no momento da compilação para o microcontrolador, busca-se trabalhar com elementos digitais de forma a se ter uma melhor eficiência na utilização deste equipamento.

Assim, neste apêndice será feita uma breve explanação das técnicas utilizadas para implementação digital de certos elementos utilizados no controle do SCEE baseado em DFIG. Dado que se objetiva apenas manter um registro, este apêndice é baseado em poucas referências, como os trabalhos de Afonso *et al.* (2000) e Wickert (2011), não sendo realizados estudos profundos sobre tais temas.

J.1 Conceitos Iniciais

Uma FT digital trata-se da transformada z da sequência de saída dividida pela transformada z da sequência de entrada, ou seja:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{\sum_{i=0}^n b_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^n a_i z^{-i}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2} - \dots - a_n z^{-n}}, \quad (\text{J.1})$$

em que os expoentes negativos representam amostras anteriores à atual que se encontram armazenadas na memória do micro-controlador.

Na digitalização de um sinal contínuo são utilizados conversores analógico/digital (A/D) operando a uma determinada frequência de amostragem (f_a). A escolha desta frequência trata-se de um dado de projeto de vital importância, sendo dependente da largura de banda desejada para o sistema de controle de malha fechada (LANDAU; ZITO, 2005). Em eletrônica de potência, indica-se que a frequência de amostragem seja igual a uma ou duas vezes a frequência de chaveamento (f_C) e sincronizada com o pico da portadora triangular utilizada no PWM. Nesta tese, optou-se por considerar a frequência de amostragem igual à frequência de chaveamento ($f_a = f_C = 10$ kHz).

Ao longo desta tese são apresentadas diversas FTs contínuas, fazendo uso do operador de Laplace s . Entretanto, sua implementação é feita de forma digital, utilizando o operador z . Para tal, há vários métodos de discretização de funções contínuas, sendo que a escolha do mais adequado é dependente de certas propriedades que se deseja obter, como número de polos e zeros, margens de fase e ganho, ganho CC, etc.

No MATLAB, a função “c2d” permite a conversão de FTs contínuas para discretas por meio de métodos de discretização como:

- *backward* Euler ou *zero-order hold*, em que $s = (1 - z^{-1})/T_a$; e
- Tustin ou bilinear, em que $s = 2(1 - z^{-1})/[T_a(1 + z^{-1})]$.

Nesta tese, optou-se por discretizar as diversas FTs pelo método de Tustin, dado conduzir a melhores aproximações. Já os integradores foram discretizados pelo método *backward* Euler, por ser mais simples e de menor ordem. Entretanto, de forma a melhorar a sua resposta, foram adicionados filtros em cascata, como será tratado na sequência.

Dado que os filtros digitais apresentam diversas vantagens em relação aos analógicos, especialmente apresentando alta imunidade ao ruído e facilidade de implementação, esta tese opta pela utilização de filtros implementados no próprio DSPACE. Vale ressaltar que nas bibliografias da área, qualquer elemento que realiza uma alteração/tratamento dos dados digitais (como um integrador, derivador ou outro elemento) é chamado de filtro. Na próxima seção são feitas algumas considerações em relação a estes.

J.2 Filtros Digitais

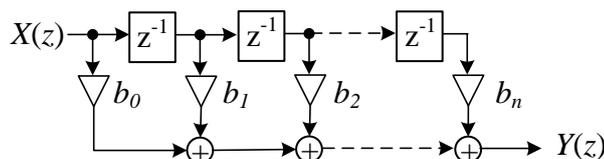
De forma geral, há dois tipos básicos de filtros digitais: não-recursivos e recursivos. O primeiro tipo contém um número finito de elementos e tem forma polinomial, ou seja:

$$H(z) = \sum_{i=0}^n b_i z^{-i} = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}. \quad (\text{J.2})$$

Uma vez que estes filtros apresentam polos somente em $z = 0$, estes são sempre estáveis. A Figura 102 mostra a implementação desse tipo de filtro.

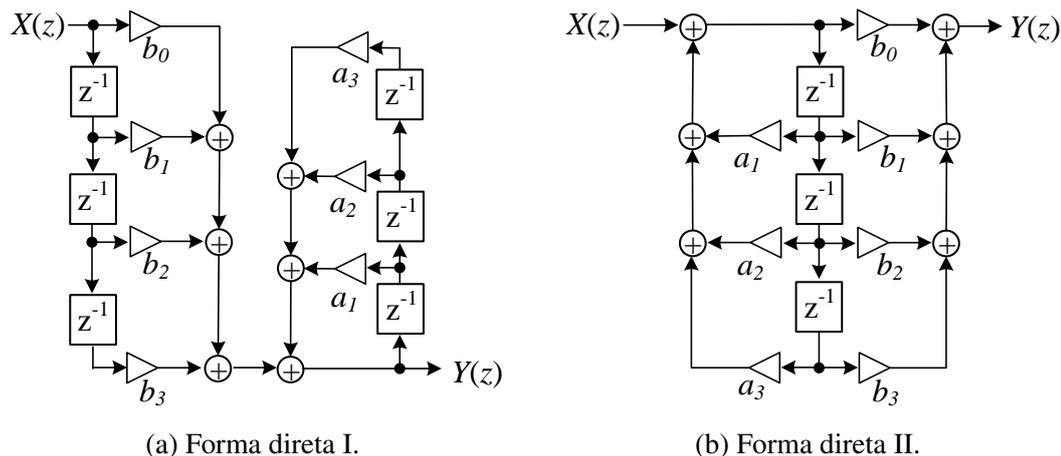
Já os filtros recursivos têm FT expressa como a razão de dois polinômios, conforme (J.1). Como vantagem, os filtros recursivos apresentam menor ordem que o seu equivalente não-recursivo. A Figura 103 mostra a implementação de um filtro IIR de ordem 3 nas formas diretas I e II.

Figura 102 – Implementação de um filtro digital não-recursivo.



Fonte: adaptada de (AFONSO *et al.*, 2000).

Figura 103 – Implementação de um filtro digital recursivo de ordem 3.



Fonte: adaptadas de (AFONSO *et al.*, 2000) e (WICKERT, 2011).

Em relação à resposta ao impulso, há filtros de resposta finita (FIR, do inglês *Finite Impulse Response*) e infinita (IIR, do inglês *Infinite Impulse Response*). O primeiro tem uma resposta ao impulso unitário que tem um número limitado de termos, ao contrário do segundo que produz um número infinito de termos de saída. Os filtros FIR são geralmente implementados de forma não-recursiva, enquanto que os filtros IIR, de forma recursiva.

Um filtro FIR não apresenta realimentação de saídas passadas ou futuras para compor a saída atual, somente termos relacionados com a entrada (WICKERT, 2011). Por exemplo, filtros de suavização (como de média móvel, Hanning e parabólico), *notch* e *comb* tratam-se de filtros do tipo FIR. Ainda, aproximação de derivadas também é feita por meio de filtros deste tipo.

Como os filtros FIR apresentam equação na forma de J.2, sua implementação é feita conforme a Figura 102, requerendo apenas três operações: multiplicação (ganho), soma e atraso.

Um filtro IIR apresenta, além dos termos relacionados com a entrada, realimentação de saídas passadas ou futuras para compor a saída atual (WICKERT, 2011).

Pode-se mostrar que os filtros FIR e IIR apresentam duas importantes características:

1. linearidade - para tal, o princípio da superposição deve ser válido; e

2. invariância no tempo - quando a entrada é deslocada um número n de amostras, a saída também será.

Por ser o mais simples e, portanto de menor ordem, esta tese faz uso de integradores do tipo *backward* Euler (ou retangular), cuja FT é dada por:

$$H(z) = T_C \frac{1}{1 - z^{-1}}, \quad (\text{J.3})$$

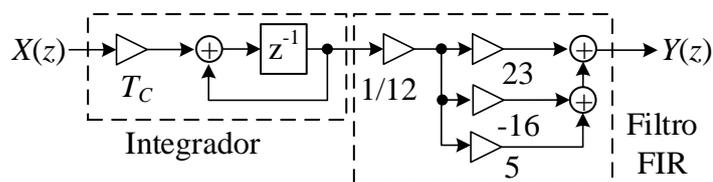
em que T_C é o período de amostragem.

Entretanto, de forma a melhorar a margem de fase até frequências de 1/4 da frequência de amostragem (semelhante à resposta do integrador de Simpson), é inserido em cascata um filtro FIR cuja FT é dada por:

$$H(z) = \frac{1}{12}(23 - 16z^{-1} + 5z^{-2}). \quad (\text{J.4})$$

Assim, a Figura 104 mostra a implementação do integrador utilizado.

Figura 104 – Implementação de um integrador retangular em cascata com um filtro FIR.



Fonte: o autor.

Ao longo desta tese, são utilizados filtros passa-baixa do tipo Butterworth de segunda ordem na filtragem dos dados de entrada ($f_c = 1$ kHz) e na separação das componentes de sequência realizada pelo DDSRF ($f_c = 42,4264$ Hz). Para tal, os respectivos índices são determinados por meio da função “butter” do MATLAB.

Vale lembrar que a frequência de corte dos filtros presentes no DDSRF é determinada conforme tratado por Teodorescu *et al.* (2011). Assim, garante-se um razoável equilíbrio entre a resposta temporal do DDSRF e o amortecimento das oscilações que busca-se eliminar das componentes de sequência positiva e negativa.

Para a determinação dos índices das FTs digitais dos termos ressonantes e dos modelos simplificados, faz-se uso das funções “tf” (para criação das FTs contínuas) e “c2d” (para conversão destas FTs de contínuas para discretas) do MATLAB. Para a implementação dos mesmos, dado que estes apresentam equação equivalente a filtros IIR de segunda ordem, é utilizada a forma mostrada na Figura 103(b).