



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Paulo Sergio Dainez

**Modelagem de um Motor de Indução
Hexafásico Assimétrico e Redução de seus
Harmônicos de Corrente por um Controlador
P-BSNN**

Campinas

2016



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Paulo Sergio Dainez

**Modelagem de um Motor de Indução Hexafásico
Assimétrico e Redução de seus Harmônicos de Corrente
por um Controlador P-BSNN**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Paulo Sergio Dainez, e orientada pelo Prof. Dr. Edson Bim

Campinas

2016

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CAPES; FAPESP, 2012/05920-8

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

D144m Dainez, Paulo Sergio, 1969-
Modelagem de um motor de indução hexafásico assimétrico e redução de seus harmônicos de corrente por um controlador P-BSNN / Paulo Sergio Dainez. – Campinas, SP : [s.n.], 2016.

Orientador: Edson Bim.
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Máquinas elétricas de indução. 2. Redes neurais (Computação). 3. Máquinas elétricas - Controle automático. 4. Máquinas elétricas - Modelos matemáticos. 5. Sistema de controle ajustável. I. Bim, Edson, 1952-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Modeling of asymmetric six-phase induction motor and its current harmonics reduction by P-BSNN controller

Palavras-chave em inglês:

Electrical induction machines

Neural networks (Computer)

Electrical machines - Automatic controls

Electrical machines - Mathematical models

Adjustable control system

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Edson Bim [Orientador]

Ivan Nunes da Silva

Manoel Luiz de Aguiar

Romis Ribeiro de Faissol Attux

Carlos Alberto de Castro Junior

Data de defesa: 12-07-2016

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Condidato: Paulo Sergio Dainez – **RA:** 123250

Data da Defesa: 12 de julho de 2016

Título Tese: "Modelagem de um Motor de Indução Hexafásico Assimétrico e Redução de seus Harmônicos de Corrente por um Controlador P-BSNN"

Prof. Dr. Edson Bim (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Ivan Nunes da Silva (USP - São Carlos)

Prof. Dr. Manoel Luiz de Aguiar (USP - São Carlos)

Prof. Dr. Romis Ribeiro de Faissol Attux (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Carlos Alberto de Castro Junior (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

À minha esposa Elisangela C. L. Dainez

Agradecimentos

Agradeço,

À *Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP* e ao *Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - FEEC*, pela oportunidade do estudo e do desenvolvimento deste trabalho de doutorado.

Ao *Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo - IFSP*, pelo apoio e liberação para conclusão deste doutorado.

À *Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - CAPES* e à *Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo - FAPESP* pelo apoio financeiro a este projeto de pesquisa.

Ao *Professor Dr. Edson Bim* pela amizade, pela orientação e por acreditar neste trabalho.

Ao *Professor Dr. Ralph M. Kennel* por me receber na *Technische Universität München - TUM*, durante minha estadia na Alemanha.

Aos *Professores Dr. Ivan Nunes da Silva, Dr. Manoel Luiz da Aguiar, Dr. Romis Ribeiro de Faissol Attux, Dr. Carlos A. Castro e Dr. Ivan Eduardo Chabu* por aceitarem participar da banca examinadora e por suas contribuições para melhoria deste trabalho.

Aos colegas do curso de pós-graduação *FEEC/UNICAMP Rodrigo A. de Marchi, Rogerio V. Jacomini, Alaor M. Saccomano, Alex P. França* e ao colega da *TUM Daniel Glosse*, pela colaboração durante os nossos estudos no curso do doutorado.

Em especial a minha esposa *Elisangela C. L. Dainez* pelo incentivo e por estar sempre ao meu lado.

*“Um homem com uma nova ideia é considerado um
excêntrico até que sua ideia seja bem sucedida.”*

Mark Twain

Resumo

Neste trabalho é desenvolvido um controle adaptativo, baseado nas *Associative Memory Networks* do tipo *B-spline Neural Network* com treinamento *on-line*, para reduzir os harmônicos de corrente presentes no plano $dq^{(5)}$ do motor de indução hexafásico assimétrico, causados por não idealidades presentes no inversor de potência ou no motor. Inicialmente, é obtido o modelo da máquina de indução hexafásico assimétrico com rotor gaiola de esquilo nos sistemas de referência natural ($abc-xyz$), estacionário estatórico-rotórico ($\alpha\beta-mn$) e síncrono (dq), no qual o rotor gaiola é modelado por um equivalente com enrolamento concentrado, cujo número de fases m_r depende do número de barras m_b . Sendo analisada, ainda, a influência do número de barras do rotor e de sua inclinação sobre as funções de enrolamento do rotor e, conseqüentemente, sobre as indutâncias mútuas entre as fases do rotor, e entre o estator e o rotor. Na seqüência, no desenvolvimento do controle é apresentado um sistema de controle vetorial de velocidade por orientação indireta de campo do rotor, e a partir do reconhecimento das vantagens e limitações das *Artificial Neural Networks* e de seus processos de treinamento para aplicações em sistemas de controle, é proposto um controle adaptativo baseado na *B-spline Neural Network*, para reduzir as correntes do motor no plano $dq^{(5)}$, sendo analisados aspectos práticos da implementação do controlador neural e de seu processo de treinamento. Resultados de simulação digital e testes experimentais são apresentados para demonstrar a viabilidade do modelo do motor desenvolvido e o do sistema de controle propostos.

Palavras-chaves: Motor de Indução Hexafásico Assimétrico; Função de Enrolamento; *B-spline Neural Network*; Treinamento *on-line*; Controle vetorial; Controle Adaptativo.

Abstract

In this thesis, an adaptive controller is developed to reduce the current harmonics presented in the $dq^{(5)}$ plan of the asymmetric six-phase induction machine, due to the non-idealities of the drive or machine. The controller is based on the Associative Memory Networks of type B-spline Neural Network with on-line training. A model of asymmetric six-phase induction machine with squirrel cage rotor is obtained in the natural ($abc-xyz$), in the stationary coordinates ($\alpha\beta-mn$) and in the synchronous coordinates (dq), wherein the cage rotor is modeled by an equivalent of concentrated winding, whose number of m_r phases depends on the number of m_b bars. In addition, the influence of the rotor bars – number and inclination – on the winding functions, and consequently in the mutual inductances – between rotor phases, and between stator and rotor phases – are studied. In sequence, a vector control system by indirect rotor field orientation is presented, and some advantages and limitations of Artificial Neural Networks and their training process for control applications are analyzed. From this analysis, an adaptive controller P -BSNN is proposed to reduce the current harmonics in $dq^{(5)}$ plan of the machine operating as motor, and considerations regarding the practical aspects of implementation of the neural controller proposed and its training process are also made. Finally, results of computer simulation and experimental tests are shown to validate the model of the motor as well the proposed control system.

Keywords: Asymmetric six-phase induction machine; Winding function; B-spline Neural Network; Online Training; Vector control; Adaptive Control.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Motor de indução multifásico.	20
Figura 2 – Distribuição da fases com passo pleno.	21
Figura 3 – Fases representadas por solenoides equivalentes.	22
Figura 4 – Conexão entre o motor hexafásico com 2 inversores trifásicos.	22
Figura 5 – Vetores-base do motor hexafásico assimétrico.	24
Figura 6 – SVPWM do motor hexafásico assimétrico.	25
Figura 7 – Modelo do rotor gaiola de esquilo com m_r fases.	28
Figura 8 – Distribuição da fase a do estator.	33
Figura 9 – Rotor gaiola de esquilo e a distribuição dos enrolamentos nas ranhuras.	34
Figura 10 – Função de enrolamento da fase a do estator.	35
Figura 11 – Função de enrolamento da fase r_1 do rotor ($\theta_r = 0$).	36
Figura 12 – Rotor gaiola de esquilo: barras, eixos magnéticos e fases.	37
Figura 13 – Distribuição alternativa das fases do rotor com número par de barras.	38
Figura 14 – Indutância mútua estator-rotor.	44
Figura 15 – Circuito equivalente no referencial síncrono em função do harmônico h	58
Figura 16 – Circuito equivalente no referencial síncrono para o 5º harmônico.	58
Figura 17 – Cálculo das Indutâncias em função de N_r	60
Figura 18 – Controle vetorial por orientação indireta de campo do rotor.	63
Figura 19 – Controle de corrente do motor hexafásico.	64
Figura 20 – Controlador de corrente e desacoplamento do 1º harmônico.	65
Figura 21 – Controle de Corrente <i>Dual PI</i>	66
Figura 22 – Controle de Corrente do 5º harmônico.	67
Figura 23 – Controle proporcional ressonante anti-síncrono de corrente.	67
Figura 24 – B-spline Neural Network.	70
Figura 25 – Função Base de segunda ordem e uma variável.	71
Figura 26 – Conjunto de funções Base.	71
Figura 27 – Proposta de controlador <i>P-BSNN</i>	73
Figura 28 – Controlador BSNN proposto para o controle do 5º harmônico.	74
Figura 29 – Fluxograma resumido do controle <i>P-BSNN</i>	76
Figura 30 – Fluxograma resumido do cálculo da função B_i	77
Figura 31 – Diagrama de blocos ilustrativo do sistema completo.	78
Figura 32 – Partida livre: velocidade e torque eletromagnético.	84
Figura 33 – Partida livre: tensões hexafásicas.	85
Figura 34 – Partida livre: correntes de estator.	85
Figura 35 – Partida livre: ampliação das correntes hexafásicas ($abc-xyz$).	87
Figura 36 – Partida livre: ampliação das correntes nos planos $dq^{(1)}$ e $dq^{(5)}$	87

Figura 37 – Desvios nos resultados da Tabela 10.	88
Figura 38 – Aplicação de carga em malha aberta.	89
Figura 39 – Remoção da carga em malha aberta.	91
Figura 40 – Corrente de magnetização do motor em malha fechada.	93
Figura 41 – Partida do motor em malha fechada.	94
Figura 42 – Reversão de Velocidade em malha fechada.	95
Figura 43 – Aplicação de degrau de carga em malha fechada.	97
Figura 44 – Resultados iniciais do controlador <i>P-BSNN</i>	99
Figura 45 – Fluxograma das Proteção do treinamento do BSNN.	100
Figura 46 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 1 <i>natural</i>	102
Figura 47 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 2 <i>abc</i>	103
Figura 48 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 3 <i>a</i>	104
Figura 49 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 4 <i>ax</i>	105
Figura 50 – Foto da bancada de teste	126
Figura 51 – Conjunto de motores	126
Figura 52 – Computador de controle	127
Figura 53 – Visão externa do painel	127
Figura 54 – Visão interna do painel	128
Figura 55 – Detalhe do sistema de acionamento	128

Lista de tabelas

Tabela 1 – Amplitudes dos harmônicos da indutância mútua estator-rotor (6×13)	50
Tabela 2 – Especificação do motor de indução hexafásico assimétrico	59
Tabela 3 – Indutâncias no referencial natural	61
Tabela 4 – Indutâncias no referencial síncrono	62
Tabela 5 – Testes do 1º harmônico.	79
Tabela 6 – Testes do 5º harmônico	79
Tabela 7 – Parâmetros no referencial síncrono - testes experimentais	81
Tabela 8 – Cálculo teórico das indutâncias	81
Tabela 9 – Parâmetros no referencial natural: testes experimentais	83
Tabela 10 – Aplicação de Carga: resultados experimentais e de simulação digital . .	88
Tabela 11 – Parâmetros do Controle <i>PI</i> da velocidade e da corrente no plano $dq^{(1)}$	92
Tabela 12 – Parâmetros do Controle <i>Dual PI</i>	99
Tabela 13 – Parâmetros do Controle <i>P-BSNN</i>	101
Tabela 14 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 1 <i>natural</i>	102
Tabela 15 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 2 <i>abc</i>	103
Tabela 16 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 3 <i>a</i>	104
Tabela 17 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 4 <i>ax</i>	105

Lista de abreviaturas e siglas

AMNs	Associative Memory Networks
ANNs	Artificial Neural Networks
BSNN	B-spline Neural Network
Dual PI	Controle Dual Proporcional Integral
DSIM	Double-star Induction Motor
DTC	Direct Torque Control
fmm	Força magnetomotriz
GA	Genetic Algorithm
LFFC	Learning Feed-Forward Control
LMS	Least Mean Square
MLP	Multilayer Perceptron
MSE	Mean square error
P	Controle Proporcional
PI	Controle Proporcional Integral
P-BSNN	Controle Proporcional B-spline Neural Network
PSO	Particle Swarm Optimization
PWM	Pulse Width Modulation
RBF	Radial Basis Functions
rpm	Rotação por minuto
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
THD	Total Harmonic Distortion

Lista de símbolos

a_h	Amplitude do harmônico h da função de indutância mútua entre estator e rotor
B_i	Função Base i
dq	Sistema de coordenadas síncrono
$dq^{(h)}$	Plano dq linearmente independente para o harmônico h
g	comprimento do entreferro
h	Ordem do harmônico
h_m	Maior harmônico de baixa ordem para o rotor
$\mathbf{H}_{sr}(\theta_r)$	Matriz dos harmônicos concatenados entre estator-rotor
$I_0^{(h)}$	Harmônico h da corrente no ensaio a vazio
$I_b^{(h)}$	Harmônico h da corrente do teste de rotor bloqueado
i_i	corrente na fase i
\mathbf{I}_r	Vetor corrente do rotor no referencial natural
$\vec{i}_{r,dq}^{(h)}$	Harmônico h do vetor corrente do rotor no referencial síncrono dq
$\vec{i}_{r,mn}^{(h)}$	Harmônico h do vetor corrente do rotor no referencial estacionário mn
$\mathbf{I}_{r,mn}$	Vetor corrente do rotor no referencial estacionário mn
\mathbf{I}_s	Vetor corrente do estator no referencial natural $abc-xyz$
$\vec{i}_{s,dq}^{(h)}$	Harmônico h do vetor corrente do estator no referencial síncrono dq
$\vec{i}_{s,\alpha\beta}^{(h)}$	Harmônico h do vetor corrente do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$
$\mathbf{I}_{s,\alpha\beta}$	Vetor corrente do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$
\mathbf{I}_6	Matriz identidade de dimensões 6×6
\mathbf{I}_{m_r}	Matriz identidade de dimensões $m_r \times m_r$
\mathbf{I}_{m_s}	Matriz identidade de dimensões $m_s \times m_s$
J	Inércia total das partes girantes referida ao eixo do motor
k_i	Ganho integral
k_p	Ganho proporcional
k_{s1}	Constante do harmônico de 1º ordem da matriz de indutância mútua do estator
k_{s3}	Constante do harmônico de 3º ordem da matriz de indutância mútua do estator
k_{s5}	Constante do harmônico de 5º ordem da matriz de indutância mútua do estator
k_{tr}	Constante da matriz de transformação de coordenadas do rotor T_r

k_{ts}	Constante da matriz de transformação de coordenadas do estator T_s
l	comprimento no sentido axial do núcleo magnético do rotor
$L_0^{(h)}$	Harmônico h da indutância do ensaio a vazio
$L_b^{(h)}$	Harmônico h da indutância do teste de rotor bloqueado
L_{lr}	Indutância de dispersão por fase do rotor
$\mathbf{L}_{lr,mn}$	Matriz de Indutância de dispersão do rotor no referencial mn
L_{ls}	Indutância de dispersão por fase do estator
$\mathbf{L}_{ls,\alpha\beta}$	Matriz de Indutância de dispersão do estator no referencial $\alpha\beta$
L_{mr}^o	Indutância de magnetização por fase do rotor com n° ímpar de fases
L_{mr}^e	Indutância de magnetização por fase do rotor com n° par de fases
L_{ms}	Indutância de magnetização por fase do estator
$L_{sr}(\theta_r)$	função de indutância mútua entre estator-rotor
L_p	Valor de pico da função de indutância mútua entre estator-rotor
\mathbf{L}_r	Matriz de magnetização do rotor
L_{rr}^o	Indutância de mútua entre as fases do rotor com n° ímpar de fases
L_{rr}^e	Indutância de mútua entre as fases do rotor com n° par de fases
\mathbf{L}_{rr}	Matriz de indutância mútua do rotor no referencial natural
$\mathbf{L}_{rr,mn}$	Matriz de indutância mútua do rotor no referencial estacionário mn
$\mathbf{L}_{rs}(\theta_r)$	Matriz de indutância mútua entre rotor-estator no referencial natural
$\mathbf{L}_{rs,mn}(\theta_r)$	Matriz de Indutância mútua entre rotor-estator no referencial mn
\mathbf{L}_s	Matriz de magnetização do estator
$\mathbf{L}_{sr}(\theta_r)$	Matriz de Indutância mútua entre estator-rotor no referencial natural
$\mathbf{L}_{sr,\alpha\beta}(\theta_r)$	Matriz de Indutância mútua entre estator-rotor no referencial estacionário $\alpha\beta$
\mathbf{L}_{ss}	Matriz de indutância mútua do estator no referencial natural $abc-xyz$
$\mathbf{L}_{ss,\alpha\beta}$	Matriz de Indutância mútua do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$
m_b	Número de barras do rotor
m_r	Número de fases do rotor
m_s	Número de fases do estator
mn	Sistema de coordenadas estacionário rotórico
$mn^{(h)}$	Plano mn linearmente independente para o harmônico h
\mathbf{M}_{rr}	Matriz de indutância mútua do rotor no referencial natural
$\mathbf{M}_{rr,mn}$	Matriz de indutância mútua do rotor no referencial estacionário mn
$\mathbf{M}_{rs,mn}(\theta_r)$	Matriz de indutância mútua entre rotor-estator no referencial estacionário mn
$\mathbf{M}_{sr}(\theta_r)$	Matriz de indutância mútua entre estator-rotor no referencial natural

$\mathbf{M}_{\text{sr},\alpha\beta}(\theta_r)$	Matriz de indutância mútua entre estator-rotor no referencial estacionário $\alpha\beta$
\mathbf{M}_{ss}	Matriz de indutância mútua do estator no referencial natural $abc-xyz$
$\mathbf{M}_{\text{ss},\alpha\beta}$	Matriz de indutância mútua do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$
N_r	Número de espiras por fase do rotor equivalente
N_s	Número de espiras por fase do estator
p	Número de polos do motor
$P_b^{(h)}$	Harmônico h da potência ativa do teste de rotor bloqueado
r	Raio médio do entreferro do motor
r_b	Resistência do teste de rotor bloqueado
r_r	Resistência por fase do rotor equivalente
r_s	Resistência por fase do estator
\mathbf{R}_r	Matriz de resistência elétrica do rotor equivalente
\mathbf{R}_s	Matriz de resistência elétrica do estator
$Q_0^{(h)}$	Harmônico h da potência reativa no ensaio a vazio
$Q_b^{(h)}$	Harmônico h da potência reativa do teste de rotor bloqueado
T_e	Torque eletromagnético
T_l	Torque de carga
\mathbf{T}_r	Matriz de transformação de coordenadas do rotor
\mathbf{T}_s	Matriz de transformação de coordenadas do estator
\mathbf{V}_r	Vetor tensão do rotor no referencial natural
$\bar{v}_{r,dq}^{(h)}$	Harmônico h do vetor tensão do rotor no referencial síncrono dq
$\bar{v}_{r,mn}^{(h)}$	Harmônico h do vetor tensão do rotor no referencial estacionário mn
$\mathbf{V}_{r,mn}$	Vetor tensão do rotor no referencial estacionário mn
\mathbf{V}_s	Vetor tensão do estator no referencial natural $abc-xyz$
$\bar{v}_{s,dq}^{(h)}$	Harmônico h do vetor tensão do estator no referencial síncrono dq
$\bar{v}_{s,\alpha\beta}^{(h)}$	Harmônico h do vetor tensão do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$
$\mathbf{V}_{s,\alpha\beta}$	Vetor tensão do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$
$\alpha\beta$	Sistema de coordenadas estacionário estatórico
$\alpha\beta(h)$	Plano $\alpha\beta$ linearmente independente para o harmônico h
α_f	Ângulo entre fases do rotor
α_r	Ângulo entre ranhuras do rotor
η_i	Função de enrolamento da bobina i
η_j	Função de enrolamento da bobina j
μ_0	Permeabilidade magnética do ar
η	Taxa de aprendizado
ω_2	Velocidade de escorregimento em radianos elétricos por segundo

ω_m	Velocidade mecânica do rotor em radianos por segundo
ω_r	Velocidade do rotor em radianos elétricos por segundo
Ψ_r	Vetor fluxo do rotor no referencial natural
$\bar{\psi}_{r,dq}^{(h)}$	Harmônico h do vetor fluxo do rotor no referencial síncrono dq
$\bar{\psi}_{r,mn}^{(h)}$	Harmônico h do vetor fluxo do rotor no referencial estacionário mn
$\Psi_{r,mn}$	Vetor fluxo do rotor no referencial estacionário mn
Ψ_s	Vetor fluxo do estator no referencial natural $abc-xyz$
$\bar{\psi}_{s,dq}^{(h)}$	Harmônico h do vetor fluxo do estator no referencial síncrono dq
$\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{(h)}$	Harmônico h do vetor fluxo do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$
$\Psi_{s,\alpha\beta}$	Vetor fluxo do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$
σ_r	Razão entre a indutância de dispersão e de magnetização do rotor no referencial natural
$\sigma_{r,dq}^{(h)}$	Razão entre a indutância de dispersão e de magnetização do rotor no referencial dq para o harmônico h
σ_s	Razão entre a indutância de dispersão e de magnetização do estator no referencial natural
$\sigma_{s,dq}^{(h)}$	Razão entre a indutância de dispersão e de magnetização do estator no referencial dq para o harmônico h
θ_r	Posição do rotor em radianos elétricos
τ_r	Constante de tempo do rotor

Sumário

1	Introdução	20
1.1	Revisão bibliográfica	22
1.2	Motivação do trabalho	29
2	Modelo do motor de indução multifásico	31
2.1	Modelo matemático no referencial natural	31
2.1.1	Indutâncias do motor hexafásico assimétrico	32
2.1.2	Função de enrolamento	35
2.1.3	Indutâncias mútuas entre as fases do estator	39
2.1.4	Indutâncias mútuas entre as fases do rotor	41
2.1.5	Indutâncias mútuas estator e rotor	42
2.2	Modelo matemático no referencial estacionário	45
2.2.1	Harmônicos concatenados entre estator e rotor	48
2.2.2	Equações vetoriais no referencial estacionário	50
2.2.3	Simplificação das equações no referencial estacionário	52
2.3	Modelo matemático no referencial síncrono	53
2.3.1	Simplificação das equações no referencial síncrono	56
2.3.2	Circuito equivalente em regime permanente	56
2.4	Cálculo das indutâncias nos referenciais natural e síncrono	58
2.5	Conclusão	62
3	Controle adaptativo proposto	63
3.1	Controle Vetorial	63
3.1.1	Controle das correntes no plano $dq^{(1)}$	65
3.1.2	Controle das correntes no plano $dq^{(5)}$	65
3.2	Controladores Neurais	67
3.2.1	B-spline Neural Network	69
3.2.1.1	Funções de base da BSNN	70
3.2.1.2	Treinamento da BSNN	72
3.3	Proposta de Controle P -BSNN das correntes no plano $dq^{(5)}$	73
3.4	Conclusão	77
4	Resultados de simulação digital e experimentais	78
4.1	Obtenção dos parâmetros do motor	79
4.2	Resultados do sistema em malha aberta	83
4.2.1	Partida livre	83
4.2.1.1	Velocidade e torque	83
4.2.1.2	Tensões e correntes	84
4.2.2	Aplicação de carga	86

4.3	Resultados com o Sistema de Controle	90
4.3.1	Controladores <i>PI</i> de velocidade e corrente no plano $dq^{(1)}$	90
4.3.1.1	Teste de magnetização	92
4.3.1.2	Teste de partida	92
4.3.1.3	Teste de reversão da velocidade	93
4.3.1.4	Teste de carga	96
4.3.2	Controlador <i>P-BSNN</i> de corrente do plano $dq^{(5)}$	96
4.3.2.1	Implementação do controlador <i>P-BSNN</i>	98
4.3.2.2	Desempenho do controle <i>P-BSNN</i>	98
4.4	Conclusão	106
5	Conclusões e Perspectivas	107
5.1	Perspectivas	108
5.2	Publicações	109
5.3	Submissões	109
	Referências	110
	Apêndices	121
	APÊNDICE A Cálculo do momento de inércia	122
	APÊNDICE B Controle P-BSNN	123
	APÊNDICE C Fotos do Painel de Teste	126
	APÊNDICE D Lista de Publicações	129
D.1	Artigos publicados	129
D.2	Artigo aceito para publicação	129
D.3	Resumos publicados em anais de congressos	129
D.4	Cópia dos artigos publicados	130

1 Introdução

Historicamente o número de fases das máquinas elétricas era limitado pelo número de fases da rede elétrica (monofásico ou trifásico). Entretanto, o desenvolvimento dos dispositivos de eletrônica de potência e dos processadores digitais teve forte impacto na operação e estrutura dos inversores de frequência e na aplicação das técnicas de controle até então utilizadas, permitindo o uso de técnicas avançadas e de alto desempenho. Desse modo, o número de fases das máquinas elétricas deixou de ser limitado pelo número de fases da rede elétrica.

Por outro lado, motivada pelo mercado e pelos interesses comerciais e de redução de custos, que permitem a fabricação em grande escala dos motores, a indústria privilegiou a fabricação de máquinas elétricas monofásicas ou trifásicas. No entanto, em aplicações de alta potência ou de alta corrente, para se adequarem os limites das chaves eletrônicas de potência, as máquinas elétricas e seus inversores podem ser produzidas com um número maior de fases, como ilustrado na figura 1, reduzindo assim a potência e a corrente por fase, sem a necessidade de aumentar a tensão de alimentação.

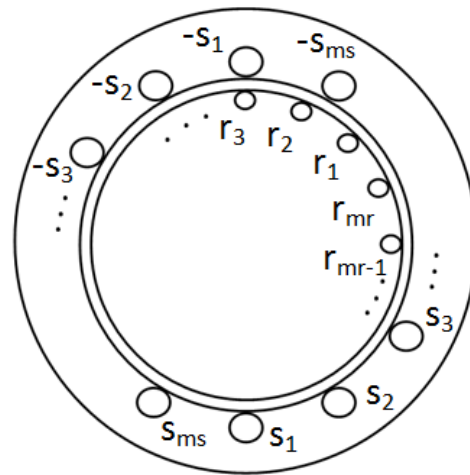


Figura 1 – Motor de indução multifásico.

As máquinas elétricas cujo o número de fases é maior que três são chamadas máquinas multifásicas, e quando comparadas às máquinas trifásicas, trabalham com potência e corrente menores por fase, dispensando, portanto, o uso de chaves eletrônicas em paralelo [1]. Adicionalmente, apresentam uma maior confiabilidade, pois diferentemente dos trifásicos que ao perderem uma fase tornam-se monofásicos, os multifásicos mantêm a capacidade de partida ao perderem uma ou mais fases, embora funcionem com redução proporcional de sua potência [2, 3, 4, 5] e com desbalanceamento

[6, 7]. Outras vantagens do uso dos motores multifásicos em acionamentos de grande potência são a redução do conteúdo harmônico espacial da força magnetomotriz (fmm) de entreferro e, conseqüentemente, a diminuição das perdas *Joule* no rotor, bem como a redução da amplitude das oscilações do torque.

Conclui-se, então, que as máquinas elétricas de alta potência e alta corrente são as principais aplicações para os motores multifásicos, sendo os sistemas de transporte o de maior potencial, tais como locomotivas, veículos elétricos ou híbridos, propulsão naval e aeronáutica.

Entre os motores de indução multifásicos, o hexafásico assimétrico ou *double-star induction motor* (DSIM) é o mais estudado, porque sendo o seu número de fases múltiplo de três, seu estator pode ser facilmente rebobinado para dois conjuntos trifásicos separados espacialmente entre si de $\pi/6$ radianos elétricos, como ilustrado pelas figuras 2(a) e 2(b), no qual são bobinados dois sistemas trifásicos defasados espacialmente de $\pi/6$ radianos elétricos, mantendo o mesmo passo das bobinas [8]. No caso dos motores multifásicos simétricos, como é o caso, por exemplo, do pentafásico, figura 2(c), um novo projeto do pacote magnético do estator é necessário, o que significa mudar processos produtivos já implantados, aumentando investimentos e custos. A representação dos enrolamentos das fases de cada um deste motores é colocada na figura 3.

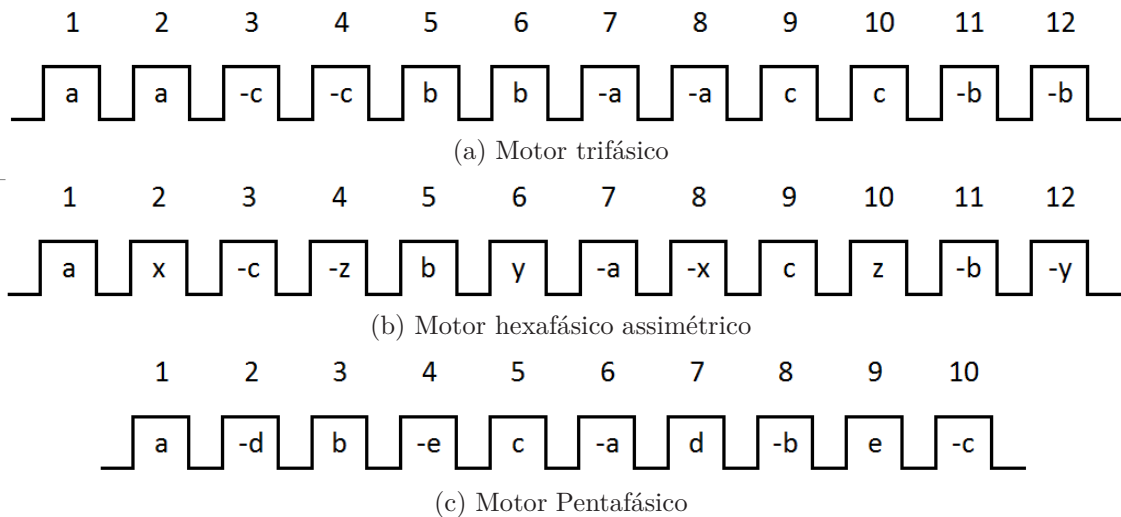


Figura 2 – Distribuição da fases com passo pleno.

Do ponto de vista econômico, o motor hexafásico assimétrico exige poucas mudanças no processo produtivo, exigindo apenas o rebobinamento dos enrolamentos do estator. Além disso, o acionamento do motor hexafásico pode ser feito a partir de dois módulos de inversores trifásicos, conforme a figura 4 ilustra, dispositivos amplamente produzidos pela indústria eletrônica.

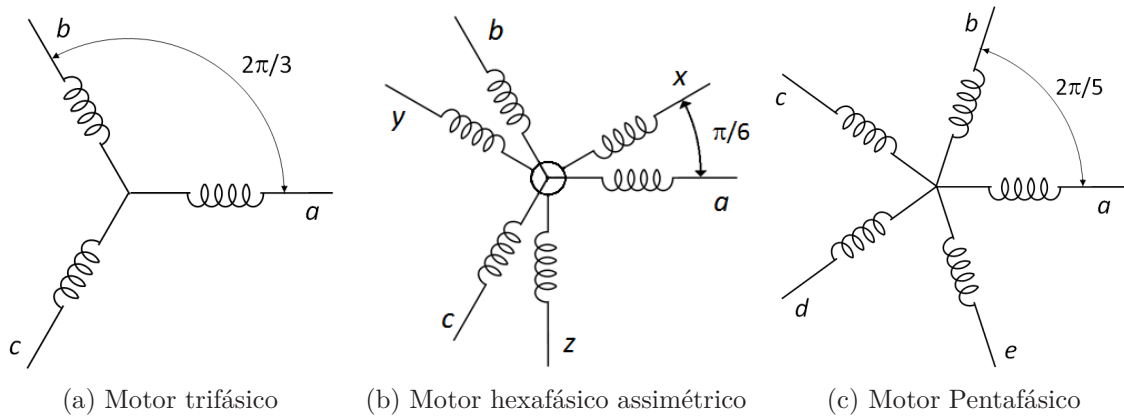


Figura 3 – Fases representadas por solenoides equivalentes.

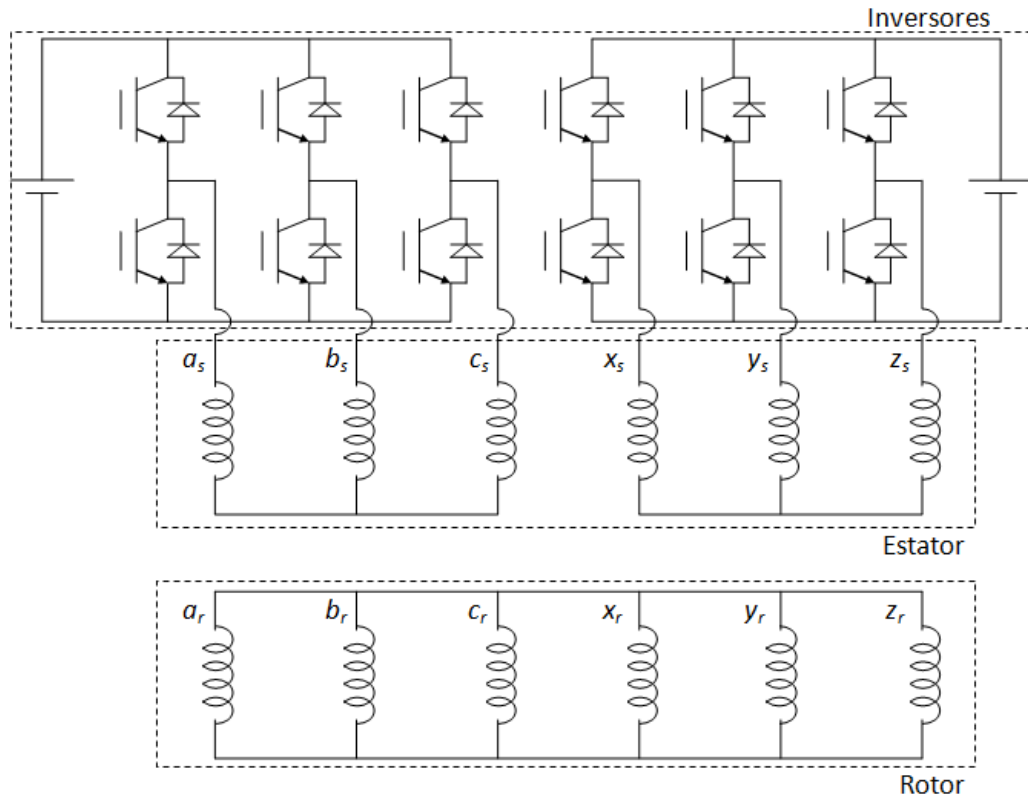


Figura 4 – Conexão entre o motor hexafásico com 2 inversores trifásicos.

1.1 Revisão bibliográfica

Os enrolamentos do estator dos motores multifásicos, cujo o número de fases é ímpar, têm suas bobinas distribuídas de forma simétrica nas ranhuras, sendo que o ângulo elétrico entre as fases deve ser de $2\pi/m_s$ radianos elétricos, onde m_s é o número de fases do estator. Entretanto, se o número de fases for par, as fases devem ser distribuídas de forma assimétrica, com o ângulo espacial entre as fases de π/m_s radianos elétricos, evitando, dessa forma, redundâncias entre as fases opostas [9, 10, 11, 12, 13].

Para o motor hexafásico composto por dois conjuntos trifásicos, obtém-se uma maior redução na pulsação do torque, no caso de os dois conjuntos serem espacialmente deslocados entre si de $\pi/6$ radianos elétricos, embora ocorra o surgimento de harmônicos da corrente de fase, quando alimentado por inversor fonte de tensão de onda quadrada [9, 14, 15], ou o aumento do conteúdo harmônico total, quando alimentado com modulação por largura de pulso senoidal, ou *pulse width modulation* (PWM) [16]. Com o objetivo de reduzir esses harmônicos, em [17, 18] é testado um filtro seletivo para os harmônicos utilizando um estator hexafásico externo rebobinado.

Em [19] é desenvolvido, através da abordagem de componentes simétricos, o circuito equivalente para o motor multifásico com $m-n$ fases (estator-rotor), e uma transformação do motor multifásico para os sistemas de coordenadas estacionárias ($\alpha\beta$) e síncronos (dq) é apresentada em [20], sendo os efeitos do acoplamento entre os harmônicos temporais da corrente e os harmônicos espaciais da fmm de entreferro analisados em [21, 22].

Em [23, 24], mostra-se que os harmônicos ímpares de ordem menor que o número de fases do estator – denominados harmônicos de baixa ordem – da corrente de estator e da fmm espacial são mutuamente desacoplados. Deste modo, para o motor alimentado por corrente senoidal, quanto maior for o número de fases do motor, maior será a redução do conteúdo harmônico espacial da fmm, reduzindo o torque oscilatório e as perdas *Joule* causadas no rotor pelos harmônicos. O aumento do número de fases também reduz os harmônicos de corrente de ordem elevada presentes no barramento do inversor, que são particularmente importantes em aplicações de acionamentos com bateria [25], pois eles estão relacionados diretamente com a vida útil dessas, como são os casos dos veículos elétricos ou híbridos. Em [26], é demonstrado que o aumento do número de fases, além de reduzir a pulsação do torque, também leva a uma significativa redução das perdas *Joule* no estator.

Sob o ponto de vista de controle, o aumento do número de fases leva a um aumento no grau de liberdade do sistema, embora torne o projeto do sistema de controle mais complexo. De acordo com [27], para o motor hexafásico assimétrico o número potencial de vetores-base é igual a $2^6 = 64$, dos quais 4 são nulos, 12 são redundantes, restando, portanto, 48 vetores úteis, inscritos em 4 polígonos de 12 lados, conforme figura 5(a). Adicionalmente, é proposta uma técnica de modulação por largura de pulso dos vetores espaciais, ou *space vector pulse width modulation* (SVPWM), a partir dos doze vetores de maior amplitude, onde o vetor de tensão é obtido a partir da modulação dos 2 vetores-base adjacentes – figura 5(b) –, porém apesar da trajetória circular do vetor resultante, a tensão de fase apresenta, além da componente fundamental, os harmônicos de 5ª e 7ª ordem, resultando no aumento do conteúdo harmônico da corrente de fase.

Devido ao desacoplamento da componente fundamental e dos harmônicos espaciais

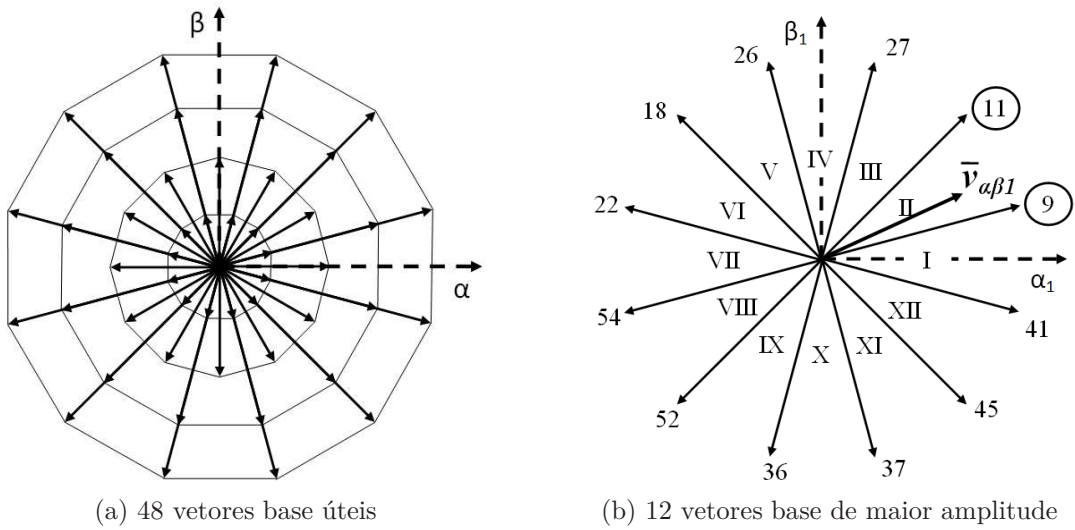


Figura 5 – Vetores-base do motor hexafásico assimétrico.

e temporais de baixa ordem, em [28] é proposta uma transformação para o motor hexafásico assimétrico, na qual as seis variáveis de fase, no referencial natural, são mapeadas em três planos linearmente independentes, simplificando dessa maneira, o modelo do motor e o projeto do sistema de controle:

- Plano α_1 - β_1 relativo à componente fundamental e aos harmônicos de ordem $12k \pm 1$, onde $k \in \mathbb{N}$
- Plano o_1 - o_2 relativo ao 3º harmônico e aos harmônicos de ordem $12k \pm 3$, onde $k \in \mathbb{N}$
- Plano z_1 - z_2 relativo ao 5º harmônico e aos harmônicos de ordem $6k \pm 1$, onde $k \in \mathbb{N}$ e k é ímpar

A generalização dessa transformação para os motores multifásicos simétricos com número de fases ímpar é apresentada em [24, 29].

Para reduzir os harmônicos gerados pelo conversor de potência, também é proposta em [28] uma nova estratégia para o SVPWM implementado a partir dos doze vetores base de maior amplitude, onde o vetor de tensão é obtido a partir da modulação dos 4 vetores base adjacentes, plano α_1 - β_1 , conforme a figura 6(a) ilustra, de modo que o vetor resultante seja simultaneamente nulo no plano z_1 - z_2 – figura 6(b). Resultados de simulação e testes experimentais em regime permanente comparando esta técnica com a anterior, comprovam a redução significativa do conteúdo harmônico na tensão e na corrente de fase, porém com um elevado custo computacional, pois é necessário inverter uma matriz 5×5 a cada pulso do PWM.

Em [30], é proposta uma melhoria no método de implementação do SVPWM, onde para cada setor, a matriz desenvolvida em [28] é invertida *off-line* e seus parâmetros são

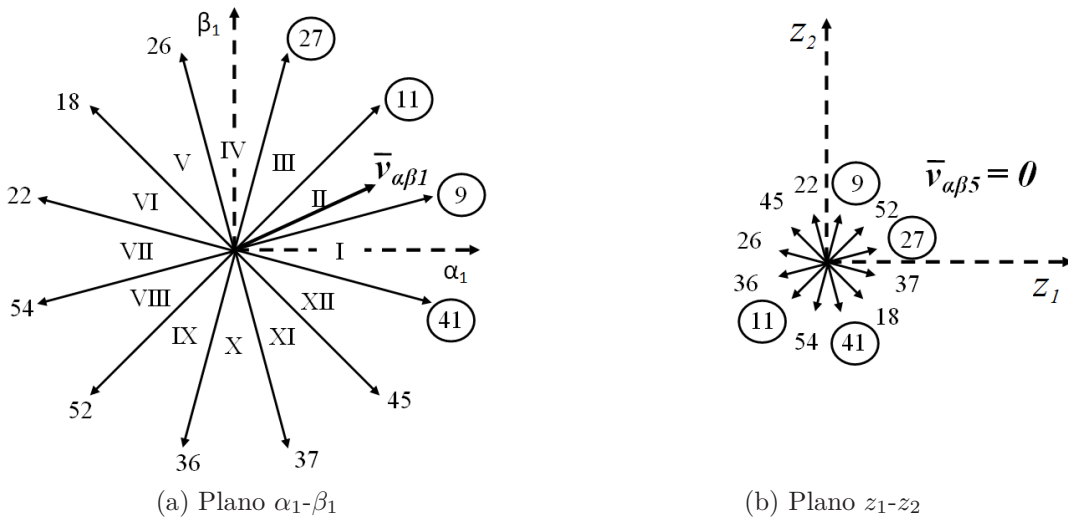


Figura 6 – SVPWM do motor hexafásico assimétrico.

armazenados em tabelas, reduzindo o custo computacional durante a execução *on-line* do controle, e em [31] é desenvolvida uma nova técnica de SVPWM com modulação contínua e com 24 vetores base, resultados de simulação e testes experimentais demonstram a redução no conteúdo harmônico da corrente de fase.

Uma discussão sobre as diversas técnicas de SVPWM para o motor hexafásico assimétrico é apresentada em [32], concluindo que o SVPWM proposto em [28] apresenta o menor conteúdo harmônico, embora com um maior custo computacional. Em [33, 34] é realizada uma comparação entre diversas técnicas de SVPWM com modulação contínua e descontínua, analisando a influência destas modulações nos harmônicos da corrente de fase do estator. Em [35, 36, 37], são discutidas as vantagens de simplicidade de implementação da técnica de PWM senoidal para motores multifásicos, destacando o SVPWM que exige maior esforço computacional. Em [38], é apresentada uma abordagem de decomposição do sistema hexafásico em três bases ortogonais para implementação do PWM senoidal com baixo custo computacional. Também são desenvolvidas técnicas de SVPWM para os motores multifásicos com cinco, sete, nove e quinze fases, respectivamente em [39], [40], [35] e [41].

Apesar de as máquinas multifásicas possuírem a propriedade de manter seu funcionamento mesmo com a perda de uma ou mais fases, isto leva a uma alimentação desbalanceada com elevada pulsação no torque, que pode comprometer ou mesmo inviabilizar seu funcionamento. Na busca de uma solução para este problema, em [6, 7] é desenvolvida uma técnica de acionamento para o SVPWM para o motor hexafásico assimétrico com alimentação desbalanceada, capaz de eliminar a pulsação de torque e manter a qualidade no controle de velocidade, e em [42] é desenvolvida uma técnica de controle direto de torque, ou *direct torque control* (DTC) para o caso de operação

desbalanceada do motor pentafásico.

Nos artigos [43, 44, 45, 46, 47, 48] são desenvolvidas diferentes estratégias para o controle vetorial de um motor hexafásico assimétrico, com distribuição senoidal dos enrolamentos do estator, descrevendo o motor nos referenciais síncrono e estacionário. Pelo menos dois controladores PIs são necessários para controlar a componente fundamental da corrente de estator e, outros dois para eliminar o 5º harmônico. Simulações e testes experimentais validam as propostas.

Em [49] é desenvolvido um modelo do motor hexafásico assimétrico com desbalanceamento entre os dois estatores trifásicos, onde é analisado o efeito da variação da amplitude e da fase da tensão de alimentação do motor. Esta análise é aprofundada em [50], no qual são discutidos os diversos tipos de desbalanceamento que podem ocorrer no inversor e no motor hexafásico assimétrico, demonstrando que estes desbalanceamentos podem gerar correntes de 5º harmônico de sequência positiva, negativa ou pulsantes, sendo necessários dois pares de controladores PI, um síncrono e outro antissíncrono, para eliminar estas correntes indesejadas e ocasionadas por diferentes tipos de desbalanceamentos. Testes experimentais demonstram e validam esta proposta.

Outras estratégias de controle também aplicadas no acionamento do motor hexafásico assimétrico com distribuição senoidal dos enrolamentos do estator são: o DTC [51, 52, 53], o controle preditivo [54, 55, 56, 57, 58], o regulador Fuzzy [59, 60], e a rede neural artificial, ou *artificial neural network* (ANN) [61, 62].

O desacoplamento da componente fundamental e dos harmônicos espaciais e temporais de baixa ordem também permite nos motores com enrolamento concentrado, a inserção de harmônicos na corrente de estator, estabelecendo uma fmm girante de distribuição espacial aproximadamente retangular, que gera um fluxo por polo maior do que o puramente senoidal e portanto, produzindo uma densidade de torque por unidade de corrente maior [4, 5, 23, 24]. Por exemplo, a injeção do 3º harmônico da corrente em um motor hexafásico assimétrico com enrolamento concentrado e com a conexão do neutro do motor no ponto médio da tensão do barramento, permite aumentar o torque desenvolvido em até 40%, em relação àquele obtido com o mesmo valor máximo de fluxo magnético da máquina trifásica original [63]. Em [64, 65, 66], são apresentadas diferentes propostas de controle vetorial para o acionamento do motor de indução pentafásico, no qual também é controlado o 3º harmônico da corrente, obtendo uma fmm resultante quase retangular.

Também com o objetivo de gerar uma fmm de entreferro quase retangular em um motor de onze fases, em [67, 68, 69] é desenvolvido um controle com a inserção dos harmônicos de baixa ordem da corrente (componente fundamental, 3º, 5º, 7º e 9º harmônicos), onde a razão entre a amplitude da componente fundamental e a de seus harmônicos é determinada por um processo de otimização realizado *off-line*, sendo necessário um par de PIs para controlar cada harmônico de baixa ordem da corrente

considerado no projeto, resultados de simulação e testes experimentais com o motor operando em regime permanente mostram o bom desempenho desta estratégia. Devido à complexidade de implementar um sistema de controle para todos os harmônicos de baixa ordem de um motor de onze fases, em [70] é adotado um controle com a injeção apenas do 3º harmônico, sendo que as simulações e testes experimentais realizados mostram a efetividade do controlador. Em [71] é feita uma comparação entre o controle com a inserção de harmônicos da corrente e o acionamento de tensão com onda quadrada. Apesar da distorção da corrente gerada, devido à forma de onda quadrada da tensão, ambos os sistemas obtêm um aumento de 37,5% no torque e de 25% no valor rms da corrente de fase, quando comparado com o acionamento senoidal.

Devido ao desacoplamento entre os harmônicos espaciais e temporais de baixa ordem e a possibilidade do uso destes harmônicos para gerar torque, o motor multifásico deve ser projetado com enrolamentos concentrados de passo pleno [24, 63, 71]. Com este objetivo, em [72] é desenvolvido um modelo para o motor de indução multifásico em função do número de fases m_s do estator e do número de barras m_r para o rotor gaiola de esquilo, sendo este modelo de enrolamento concentrado validado por simulação digital de um motor de indução trifásico. Em [73], são apresentados resultados experimentais mostrando o desempenho superior do motor pentafásico com enrolamentos concentrados em relação ao trifásico com enrolamento distribuído.

Em [8, 10, 11, 74, 75], é ainda desenvolvido um estudo da influência do passo do enrolamento sobre sua indutância de dispersão, concluindo que com o passo de 2/3 obtém-se a menor indutância de dispersão para o 3º harmônico e com o passo de 5/6, a menor indutância de dispersão para o 5º e 7º harmônicos. Por sua vez, com o passo pleno obtém-se o maior valor da indutância de dispersão para todos os harmônicos. Assim mesmo para os sistema de controle sem o uso da inserção de harmônicos de corrente, ainda é recomendado o uso de enrolamentos com passo pleno, pois o valor mais elevado da indutância de dispersão irá limitar harmônicos de corrente não desejados nestes sistemas.

As indutâncias de bobinas alojadas em ranhuras não inclinadas podem ser calculadas de modo analítico através da integração da função de enrolamento [72, 76, 77], sendo que uma generalização deste método para bobinas inclinadas é proposta em [78, 79]. No caso do motor de indução pentafásico e rotor gaiola com barras inclinadas, uma comparação entre os parâmetros obtidos através de cálculos analíticos, método de elementos finitos e ensaios experimentais são apresentados em [80, 81], mostrando uma boa equivalência entre os métodos, embora a indutância de dispersão e a resistência das barras, bem como a resistência dos anéis do rotor, não são determinadas experimentalmente, embora o procedimento de ensaio e cálculo dos parâmetros não seja explicitados.

Em [29, 82], são desenvolvidos dois métodos de ensaios específicos para a

determinação de parâmetros dos motores multifásicos de enrolamento distribuído, admitindo que o torque desenvolvido é devido à componente fundamental. Testes experimentais com dois motores pentafásicos foram realizados, mostrando uma boa equivalência entre os dois métodos propostos.

No caso de enrolamentos com distribuição aproximadamente senoidal e com rotor gaiola de esquilo, a consideração geralmente adotada para o modelamento de motores é a de que o número de fases do rotor é igual ao número de fases do estator. Entretanto, esta hipótese não é válida para os motores que contêm harmônicos espaciais de fmm [20, 21, 22]. Assim, os modelos para motores multifásicos de enrolamentos concentrados desenvolvidos na literatura [72, 77, 81, 83], consideram em geral, o rotor composto por m_r fases, onde m_r é o número de barras do rotor, no qual cada par de barras adjacentes formam uma malha de corrente juntamente com o segmento do anel da gaiola, conforme ilustrado na figura 7.

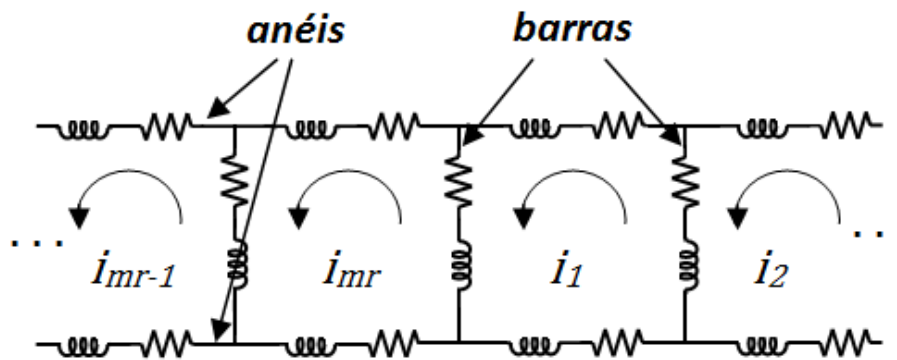


Figura 7 – Modelo do rotor gaiola de esquilo com m_r fases.

Este modelo, apesar de ser mais próximo do sistema físico, estabelece conexão elétrica entre malhas adjacentes – como mostrado na figura 7, tornando não diagonais as matrizes de resistência e de indutância de dispersão do rotor, pois a barra comum de duas malhas é percorrida pelas correntes das malhas em questão, o que dificulta a determinação experimental dos parâmetros do modelo no referencial natural, mediante os testes padrão de rotor bloqueado e ensaio a vazio. Ademais nestes testes, somente é obtido o valor de uma resistência e de uma indutância de dispersão, sendo difícil distinguir os valores das parcelas destes parâmetros relativas aos anéis e às barras. Nas matrizes das equações (1.1)

e (1.2), os elementos associados à conexão elétrica são marcados com uma barra inferior.

$$\mathbf{L}_{lr} = \begin{bmatrix} 2(L_b + L_a) & \underline{-L_b} & 0 & \cdots & 0 & \underline{-L_b} \\ \underline{-L_b} & 2(L_b + L_a) & \underline{-L_b} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \underline{-L_b} & 2(L_b + L_a) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 2(L_b + L_a) & \underline{-L_b} \\ \underline{-L_b} & 0 & 0 & \cdots & \underline{-L_b} & 2(L_b + L_a) \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 2(r_b + r_a) & \underline{-r_b} & 0 & \cdots & 0 & \underline{-r_b} \\ \underline{-r_b} & 2(r_b + r_a) & \underline{-r_b} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \underline{-r_b} & 2(r_b + r_a) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 2(r_b + r_a) & \underline{-r_b} \\ \underline{-r_b} & 0 & 0 & \cdots & \underline{-r_b} & 2(r_b + r_a) \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

1.2 Motivação do trabalho

Como se verifica na revisão bibliográfica apresentada, os parâmetros dos motores multifásicos com harmônicos espaciais na fmm de entreferro, geralmente são obtidos através de cálculos analíticos ou por método de elementos finitos. Por outro lado, os ensaios experimentais propostos para a obtenção dos parâmetros de motores multifásicos consideram distribuição da fmm de entreferro perfeitamente senoidal e, desta forma, somente a componente fundamental é considerada, sendo que nas máquinas de enrolamento concentrado o torque também pode ser desenvolvido por seus harmônicos espaciais.

A influência do número de fases do rotor sobre a amplitude dos harmônicos do fluxo concatenado entre o estator e o rotor, ainda é pouco abordada na literatura, porém sua influência é tão importante quanto o número de fases do estator. O mesmo acontece com os sistemas de controle adaptativos que objetivam limitar/controlar os harmônicos de corrente do motor.

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de controle e acionamento para o motor de indução hexafásico assimétrico, que seja capaz de controlar a velocidade mediante o ajuste da componente fundamental da corrente de estator, bem como reduzir o valor dos harmônicos da corrente de estator do plano $dq^{(5)}$. Deste modo, é desenvolvido um modelo matemático no referencial natural ($abc-xyz$), no qual os enrolamentos de estator são de passo pleno, não importando se são concentrados ou distribuídos. O rotor, por sua vez, é gaiola de esquilo, modelado por um enrolamento concentrado equivalente.

Esta tese é estruturada conforme apresentada na sequência.

No Capítulo 1 é feita uma revisão bibliográfica sobre os modelos e controles aplicados as máquinas de indução multifásicas.

O Capítulo 2 trata do desenvolvimento de um modelo da máquina de indução hexafásico assimétrico e de rotor gaiola de esquilo, expresso nas referências natural ($abc-xyz$), estacionário estatórico-rotórico ($\alpha\beta-mn$) e síncrono (dq).

O desenvolvimento de uma proposta de controle vetorial de velocidade por orientação indireta de campo do rotor, e que adicionalmente, reduz os harmônicos de corrente presentes no plano $dq^{(5)}$ dos motores de indução hexafásico assimétrico, é desenvolvido no Capítulo 3.

Os resultados de simulação digital e testes experimentais são apresentados no Capítulo 4 e as sugestões de novos estudos relativos ao tema deste trabalho, no Capítulo 5.

2 Modelo do motor de indução multifásico

Na obtenção do modelo matemático no referencial natural¹ do motor de indução multifásico de m_s fases no estator e m_r fases no rotor, conforme é ilustrado na figura 1, as seguintes hipóteses são feitas:

- Saturação magnética do ferro desprezível
- Permeabilidade magnética do ferro infinita
- Entreferro uniforme
- Enrolamentos idênticos entre as fases do estator
- Rotor gaiola de esquilo simétrico

2.1 Modelo matemático no referencial natural

Cada fase do estator é composta por um enrolamento concentrado ou distribuído e de passo pleno. Assim sendo, a indutância de dispersão tem o maior valor possível para os harmônicos, e o rotor gaiola de esquilo com m_b barras é modelado por um equivalente com m_r fases com enrolamento concentrado e de passo α_r , onde α_r é igual a $2\pi/m_b$.

As seguintes equações de tensão e fluxo do estator e do rotor são definidas:

- equações da Tensão

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt} \quad (2.2)$$

- equações do Fluxo

$$\mathbf{\Psi}_s = \mathbf{L}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{M}_{sr}(\theta_r) \mathbf{I}_r \quad (2.3)$$

$$\mathbf{\Psi}_r = \mathbf{L}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{M}_{sr}(\theta_r)^t \mathbf{I}_s \quad (2.4)$$

onde

$\mathbf{V}_s = [v_{s1} \ v_{s2} \ \cdots \ v_{sm_s}]^t$ é o vetor tensão do estator

$\mathbf{I}_s = [i_{s1} \ i_{s2} \ \cdots \ i_{sm_s}]^t$ é o vetor corrente do estator

$\mathbf{\Psi}_s = [\psi_{s1} \ \psi_{s2} \ \cdots \ \psi_{sm_s}]^t$ é o vetor fluxo do estator

$\mathbf{V}_r = [v_{r1} \ v_{r2} \ \cdots \ v_{rm_r}]^t$ é o vetor tensão do rotor

¹ Entende-se por referencial natural, aquele em que o estator é modelado por m_s fases e o rotor por m_r fases.

$\mathbf{I}_r = [i_{r1} \ i_{r2} \ \cdots \ i_{rm_r}]^t$ é o vetor corrente do rotor
 $\Psi_r = [\psi_{r1} \ \psi_{r2} \ \cdots \ \psi_{rm_r}]^t$ é o vetor fluxo do rotor
 $\mathbf{R}_s = r_s \mathbf{I}_{m_s}$ é a matriz de resistência elétrica do estator
 $\mathbf{R}_r = r_r \mathbf{I}_{m_r}$ é a matriz de resistência elétrica do rotor
 $\mathbf{L}_s = L_{ls} \mathbf{I}_{m_s} + \mathbf{M}_{ss}$ é a matriz de magnetização do estator
 $\mathbf{L}_r = L_{lr} \mathbf{I}_{m_r} + \mathbf{M}_{rr}$ é a matriz de magnetização do rotor
 $\mathbf{M}_{sr}(\theta_r)$ é a matriz de indutância mútua entre estator-rotor
 \mathbf{I}_{m_s} e \mathbf{I}_{m_r} são as matrizes identidade de dimensões $m_s \times m_s$ e $m_r \times m_r$
 r_s e r_r são as resistências por fase do estator e do rotor
 L_{ls} e L_{lr} são as indutâncias de dispersão por fase do estator e rotor
 ω_r e θ_r são a velocidade e a posição do rotor em ângulos elétricos

Substituindo as equações do fluxo (2.3) e (2.4), nas equações das tensões (2.1) e (2.2), obtêm-se

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{M}_{sr}(\theta_r) \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} + \omega_r \frac{d\mathbf{M}_{sr}(\theta_r)}{d\theta_r} \mathbf{I}_r \quad (2.5)$$

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_r \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} + \mathbf{M}_{sr}(\theta_r)^t \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \omega_r \frac{d\mathbf{M}_{sr}(\theta_r)^t}{d\theta_r} \mathbf{I}_s \quad (2.6)$$

O torque eletromagnético desenvolvido é dado por [72, 83, 19]

$$T_e = \frac{p}{2} \mathbf{I}_s^t \frac{d\mathbf{M}_{sr}(\theta_r)}{d\theta_r} \mathbf{I}_r \quad (2.7)$$

onde p é o número do polos do motor.

A equação que descreve a velocidade do motor em função da carga é dada por

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_l \quad (2.8)$$

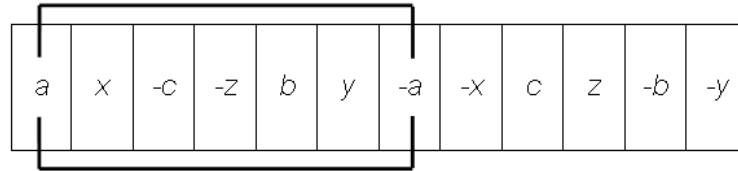
onde J é a inércia total das partes girantes referida ao eixo do motor, $\omega_m = 2 \cdot \omega_r / p$ é a velocidade mecânica do eixo e T_l é torque da carga.

Para definição do modelo no referencial natural, na próxima seção são calculados analiticamente as indutâncias para o motor hexafásico assimétrico.

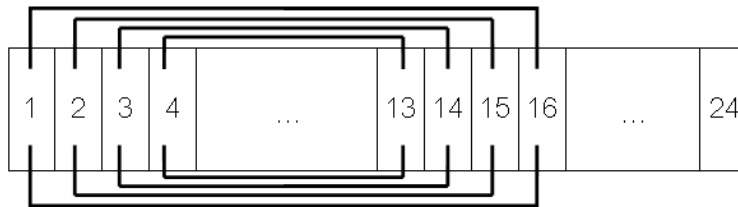
2.1.1 Indutâncias do motor hexafásico assimétrico

Dois conjuntos de bobinas trifásicas (abc e xyz), defasados espacialmente de $\pi/6$ radianos elétricos – figura 3(b) – compõem o enrolamento de estator do motor de indução hexafásico assimétrico [8, 9, 28], onde se observa que as fases a e z são ortogonais entre si, o mesmo ocorrendo para os pares de fase x - b e y - c .

A disposição das fases do estator com enrolamento concentrado e de passo pleno, para um motor com doze ranhuras por par de polos é ilustrada na figura 8(a). No caso da o enrolamento concêntrico de estator com 4 bobinas por fase e por par de polos, como mostrado na figura 8(b), é equivalente a enrolamentos distribuídos de 4 bobinas de passo pleno.



(a) Enrolamento concentrado e passo pleno



(b) Enrolamento distribuído concêntrico

Figura 8 – Distribuição da fase a do estator.

Visualiza-se na figura 9(a), o rotor gaiola de esquilo sem inclinação de suas ranhuras, o qual geralmente é modelado de modo que cada par de barras adjacentes forme uma malha de corrente [72, 77, 81, 83], conforme figura 7, como já explicado no final da Revisão bibliográfica. Desta forma, no referencial natural, este modelo gera conexões elétricas entre malhas, tornando não diagonais as matrizes de indutância de dispersão e de resistência do rotor, segundo as equações (1.1) e (1.2), respectivamente.

Para eliminar estas conexões elétricas e simplificar o modelo no referencial natural, neste trabalho é admitido que cada par de ranhuras adjacentes forme uma fase de uma bobina com N_r espiras curto-circuitada e isolada da próxima fase adjacente. Portanto, cada barra, que era comum a duas malhas de corrente, é transformada em dois lados que compõem o enrolamento de duas fases adjacentes eletricamente desconectadas [84], conforme figura 9(c), que ilustra a distribuição das fases do rotor equivalente por par de polos. Deste modo, as matrizes resistência e indutância de dispersão do rotor tornam-se diagonais.

Desta forma, o rotor é modelado por um equivalente de m_r fases com enrolamento concentrado de passo igual ao ângulo de ranhura $\alpha_r = 2\pi/m_b$, onde m_b é o número de barras do rotor original. Esta abordagem simplifica a obtenção dos parâmetros através dos testes de rotor bloqueado e ensaio a vazio, e, por esta razão, é adotada neste trabalho.

Da mesma forma, as figuras 9(b) e 9(d) ilustram, respectivamente, o rotor gaiola e

a distribuição das fases do rotor equivalente por par de polos, para o rotor com as barras inclinadas de uma ranhura.

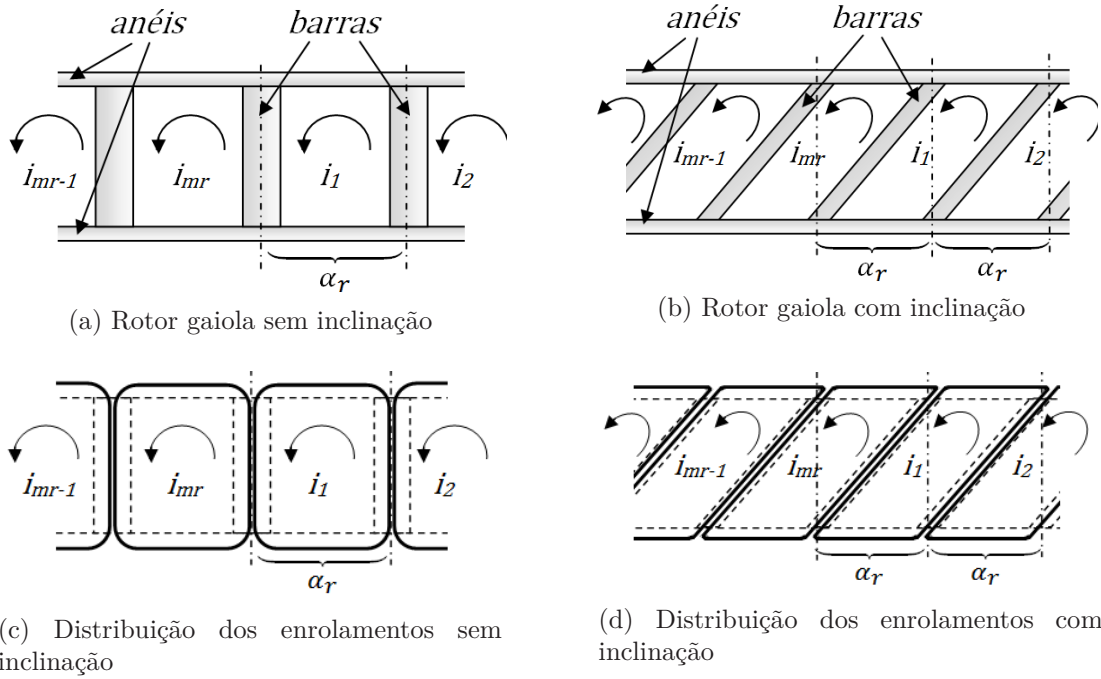


Figura 9 – Rotor gaiola de esquilo e a distribuição dos enrolamentos nas ranhuras.

De acordo com [78], as indutâncias mútuas entre quaisquer dois enrolamentos podem ser calculadas a partir da integração do produto das funções de enrolamento ao longo da superfície definida pelo raio médio do entreferro (r), definida por

$$L_{ij} = \frac{\mu_0 r}{g} \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^l \eta_i(\theta_r, z, \theta) \eta_j(\theta_r, z, \theta) dz d\theta \quad (2.9)$$

onde η_i e η_j são as funções de enrolamento das fases i e j , do estator ou do rotor, μ_0 é a permeabilidade magnética do ar, l é comprimento no sentido axial do núcleo magnético do rotor, g é o comprimento do entreferro, θ_r é a posição relativa em ângulo elétrico entre a fase a do estator e a fase r_1 do rotor, z e θ são as variáveis de integração no sentido axial e do ângulo espacial.

Para bobinas não inclinadas, devido ao fato de a função de enrolamento não variar ao longo do sentido axial (eixo z), o cálculo da indutância pode ser simplificada, obtendo-se uma integral simples, definida pela equação (2.10), conforme [77, 83].

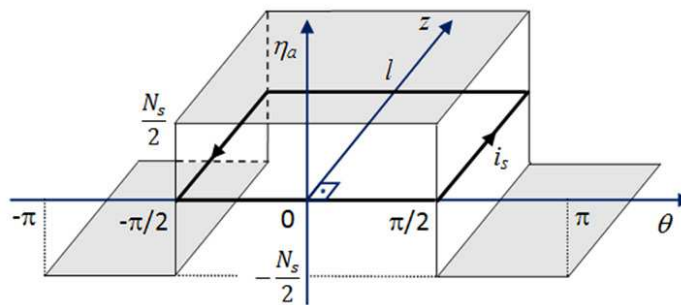
$$L_{ij} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_{-\pi}^{\pi} \eta_i(\theta_r, \theta) \eta_j(\theta_r, \theta) d\theta \quad (2.10)$$

2.1.2 Função de enrolamento

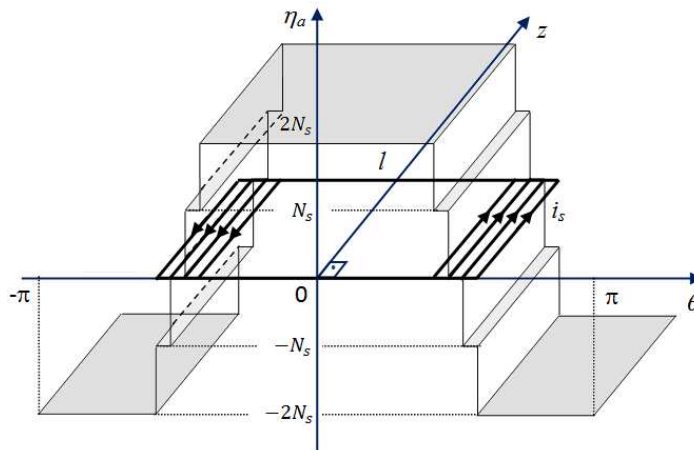
A função de enrolamento de uma fase é definida como sendo a fmm da respectiva fase por unidade de corrente [77].

$$\eta_i(\theta_r, z, \theta) = \frac{fmm(\theta_r, z, \theta)}{i_i} \quad (2.11)$$

Obtém-se assim uma superfície em função de θ_r e dos eixos de coordenadas z e θ , que são, respectivamente, as coordenadas no sentido axial e do ângulo espacial do entreferro. Deste modo, tomando o eixo magnético da fase a como origem para eixo de coordenadas espaciais, visualiza-se nas figuras 10(a) e 10(b), a função de enrolamento para a fase a do estator com enrolamento concentrado e distribuído, respectivamente.



(a) Enrolamento concentrado e passo pleno



(b) Enrolamento distribuído

Figura 10 – Função de enrolamento da fase a do estator.

Como as fases do estator são admitidas idênticas, para se obter as funções de enrolamento das demais fases, basta aplicar um deslocamento da função de enrolamento da fase a para o respectivo eixo magnético da fase desejada.

Visualizam-se nas figuras 11(a) e 11(b), as funções de enrolamento para a fase r_1 do rotor, respectivamente sem e com inclinação das ranhuras, para o caso do número

de barras por par de polos m_b seja ímpar, sendo o número de fases $m_r = m_b$ e as fases do rotor são distribuídas de forma simétrica, com um ângulo elétrico entre as fases $\alpha_f = 2\pi/m_r$ radianos, como é visualizado nas figuras 12(a), 12(b) e 12(c), onde são representados o rotor gaiola com 9 barras, os eixos magnéticos e seu equivalente com 9 fases, respectivamente.

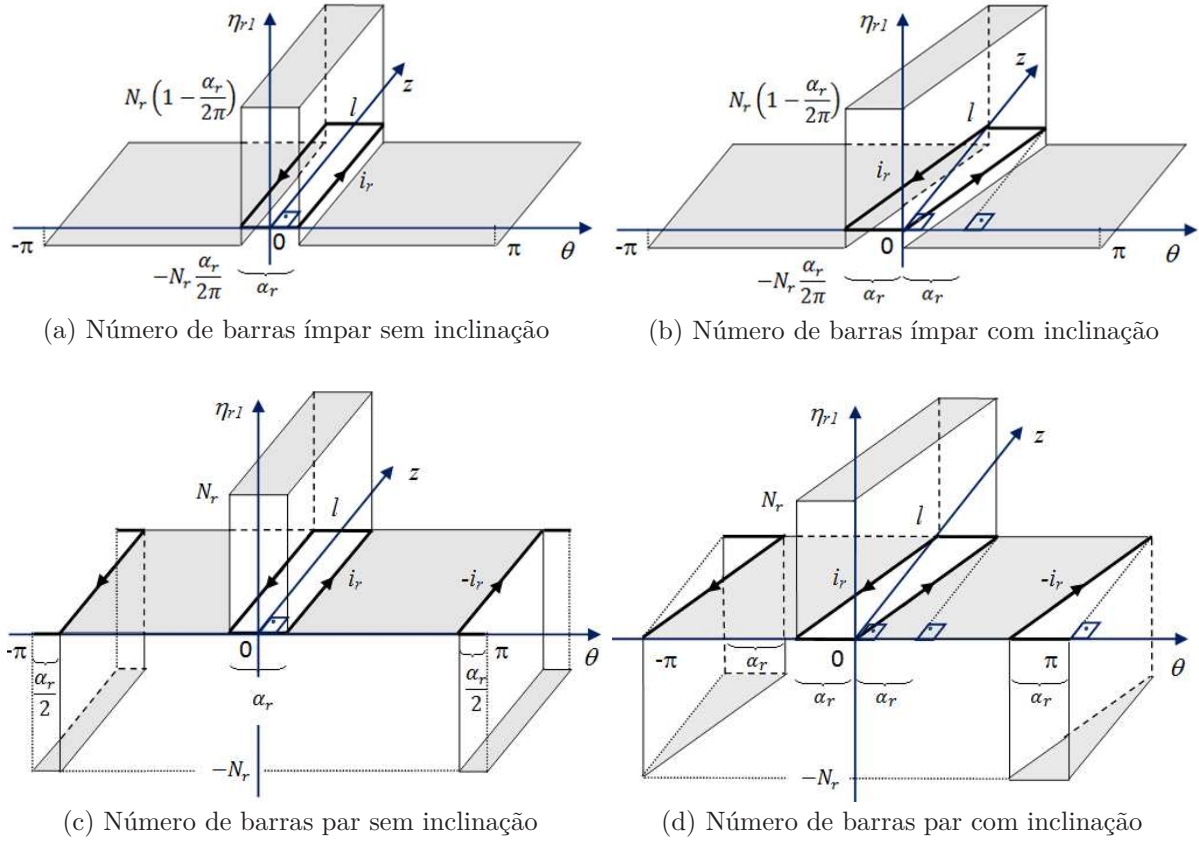


Figura 11 – Função de enrolamento da fase r_1 do rotor ($\theta_r = 0$).

Entretanto, se o número de barras m_b por par de polos do rotor for um número par, devido à simetria do rotor, pode-se reduzir o número de fases pela metade, agrupando as fases opostas, que estão sobre o mesmo eixo magnético e, portanto o fluxo magnético resultante depende da excitação dessas duas fases. Deste modo, pode-se admitir uma única fase com $2N_r$ espiras, de forma similar ao que é realizado para o enrolamento de estator de máquinas de indução multifásicas [9, 10, 13, 14].

As figuras 11(c) e 11(d) representam as funções de enrolamento do rotor, sem e com inclinação das ranhuras respectivamente, com um número par de barras. Para o rotor de 10 e 12 barras – ver figuras 12(d) e 12(g) –, os respectivos eixos magnéticos são mostrados nas figuras 12(e) e 12(h), respectivamente. Note que o número de fases é $m_r = m_b/2$.

No entanto, se m_r for ímpar, as fases do rotor podem ser distribuídas de forma simétrica, com um ângulo elétrico entre as fases de $\alpha_f = 2\pi/m_r$ radianos, como ilustrado

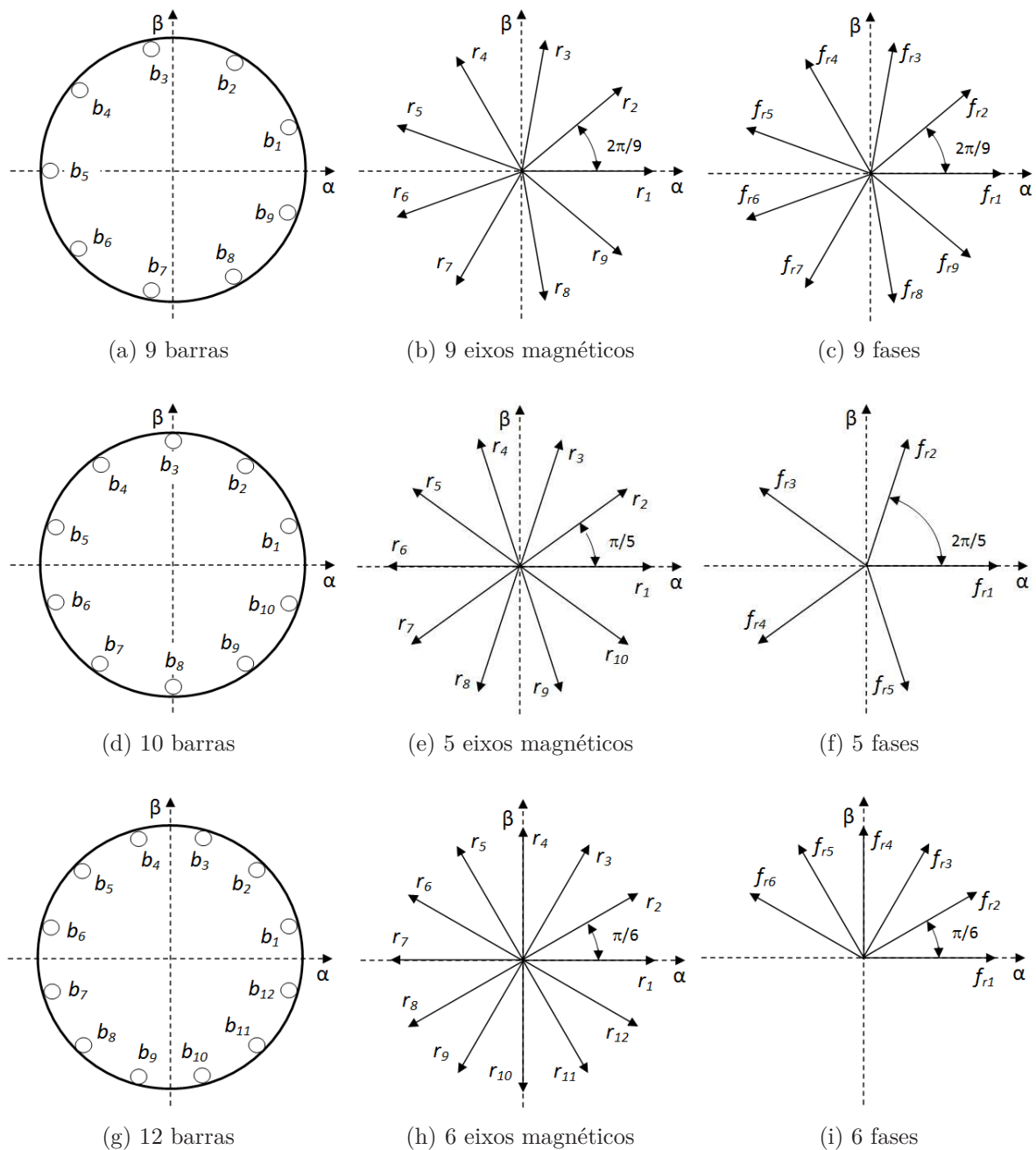


Figura 12 – Rotor gaiola de esquilo: barras, eixos magnéticos e fases.

na figura 12(f). No caso de m_r for par, a distribuição é assimétrica, com um ângulo elétrico entre as fases de $\alpha_f = \pi/m_r$ radianos, como mostrado na figura 12(i).

Ressalta-se que, para o rotor com número par de barras, a forma de distribuição das fases do rotor não é única. Na figura 13 visualiza-se formas alternativas de distribuição das fases do rotor com 10 e 12 barras, ou seja, qualquer combinação que possua uma única fase em cada eixo magnético é uma solução equivalente.

Como as fases do rotor também são admitidas idênticas, para se obter as funções de enrolamento das demais fases, basta aplicar um deslocamento da função de enrolamento

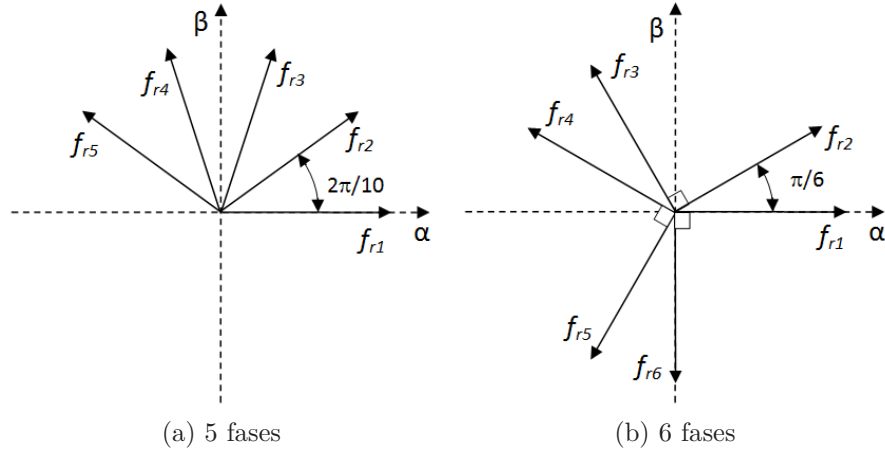


Figura 13 – Distribuição alternativa das fases do rotor com número par de barras.

da fase r_1 para o respectivo eixo magnético da fase desejada.

As equações das funções de enrolamento são definidas por:

- Fase a do estator com enrolamento concentrado

$$\eta_{sa} = \begin{cases} \frac{N_s}{2} & \text{se } \left(-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}\right) \\ -\frac{N_s}{2} & \text{se } \left(-\pi < \theta < -\frac{\pi}{2}\right) \text{ ou } \left(\frac{\pi}{2} < \theta < \pi\right) \end{cases} \quad (2.12)$$

- Fase a do estator com enrolamento distribuído

$$\eta_{sa} = \begin{cases} 2N_s & \text{se } \left(-\frac{9\pi}{24} < \theta < \frac{9\pi}{24}\right) \\ N_s & \text{se } \left(-\frac{11\pi}{24} < \theta < -\frac{9\pi}{24}\right) \text{ ou } \left(\frac{9\pi}{24} < \theta < \frac{11\pi}{24}\right) \\ 0 & \text{se } \left(-\frac{13\pi}{24} < \theta < -\frac{11\pi}{24}\right) \text{ ou } \left(\frac{11\pi}{24} < \theta < \frac{13\pi}{24}\right) \\ -N_s & \text{se } \left(-\frac{15\pi}{24} < \theta < -\frac{13\pi}{24}\right) \text{ ou } \left(\frac{13\pi}{24} < \theta < \frac{15\pi}{24}\right) \\ -2N_s & \text{se } \left(\theta < -\frac{15\pi}{24}\right) \text{ ou } \left(\theta > \frac{15\pi}{24}\right) \end{cases} \quad (2.13)$$

onde N_s é o número de espiras por enrolamento do estator.

- Fase r_1 do rotor sem inclinação e número ímpar de barras ($\theta_r = 0$)

$$\eta_{r1} = \begin{cases} N_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) & \text{se } \left(-\frac{\alpha_r}{2} < \theta < \frac{\alpha_r}{2}\right) \\ -N_r \frac{\alpha_r}{2\pi} & \text{se } \left(-\pi < \theta < -\frac{\alpha_r}{2}\right) \text{ ou } \left(\frac{\alpha_r}{2} < \theta < \pi\right) \end{cases} \quad (2.14)$$

- Fase r_1 do rotor sem inclinação e número par de barras ($\theta_r = 0$)

$$\eta_{r1} = \begin{cases} N_r & \text{se } \left(-\frac{\alpha_r}{2} < \theta < \frac{\alpha_r}{2} \right) \\ 0 & \text{se } \left(-\pi + \frac{\alpha_r}{2} < \theta < -\frac{\alpha_r}{2} \right) \text{ ou } \left(\frac{\alpha_r}{2} < \theta < \pi - \frac{\alpha_r}{2} \right) \\ -N_r & \text{se } \left(-\pi < \theta < -\pi + \frac{\alpha_r}{2} \right) \text{ ou } \left(\pi - \frac{\alpha_r}{2} < \theta < \pi \right) \end{cases} \quad (2.15)$$

- Fase r_1 do rotor com inclinação e número ímpar de barras ($\theta_r = 0$)

$$\eta_{r1} = \begin{cases} N_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) & \text{se } \left(-\alpha_r < \theta < 0 \right) \text{ e } \left(0 < z < \frac{l}{\alpha_r}\theta + l \right) \\ N_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) & \text{se } \left(0 < \theta < \alpha_r \right) \text{ e } \left(\frac{l}{\alpha_r}\theta < z < l \right) \\ -N_r \frac{\alpha_r}{2\pi} & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.16)$$

- Fase r_1 do rotor com inclinação e número par de barras ($\theta_r = 0$)

$$\eta_{r1} = \begin{cases} N_r & \text{se } \left(-\alpha_r < \theta < 0 \right) \text{ e } \left(0 < z < \frac{l}{\alpha_r}\theta + l \right) \\ N_r & \text{se } \left(0 < \theta < \alpha_r \right) \text{ e } \left(\frac{l}{\alpha_r}\theta < z < l \right) \\ -N_r & \text{se } \left(\pi - \alpha_r < \theta < \pi \right) \text{ e } \left(0 < z < \frac{l}{\alpha_r}\theta + l \right) \\ -N_r & \text{se } \left(-\pi < \theta < \alpha_r - \pi \right) \text{ e } \left(\frac{l}{\alpha_r}\theta < z < l \right) \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.17)$$

onde N_r é o número de espiras por fase do rotor equivalente.

Observa-se nas figuras 10 e 11, que as funções de enrolamento são representadas por superfícies planas com o limite definido pelas ranhuras da respectiva fase.

Note também, nas figuras 11(a) e 11(b), para o rotor com número de barras ímpar, que devido ao fato do número de espiras por fase do rotor N_r e do número de fases m_r ser o mesmo para o rotor sem e com inclinação das ranhuras, os valores máximo e mínimo das funções de enrolamento são iguais para ambos, sendo que o mesmo também ocorre para o rotor com número de barras par, figuras 11(c) e 11(d), ou seja, a inclinação das ranhuras do rotor não afeta os valores máximo e mínimo da sua função de enrolamento.

2.1.3 Indutâncias mútuas entre as fases do estator

- **Enrolamento concentrado**

Integrando através da equação (2.9), o quadrado da função de enrolamento da fase a do estator para enrolamento concentrado, equação (2.12), obtém-se a indutância

de magnetização de fase L_{ms} , dada por

$$L_{ms} = \frac{\mu_o l r N_s^2 \pi}{2g} \quad (2.18)$$

Integrando o produto da função de enrolamento da fase a do estator, com a função de enrolamento das demais fases do estator, obtêm-se as indutâncias mútuas entre as fases do estator, dadas por

$$L_{ax} = \frac{2}{3}L_{ms}; \quad L_{ab} = -\frac{1}{3}L_{ms}; \quad L_{ay} = -\frac{2}{3}L_{ms}; \quad L_{ac} = -\frac{1}{3}L_{ms}; \quad L_{az} = 0 \quad (2.19)$$

Observar que devido ao fato das fases a e z serem ortogonais sua indutância mútua é zero. Usando a simetria entre as fases do estator pode-se construir a matriz de indutância mútua do estator

$$\mathbf{M}_{ss} = L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & 2/3 & -1/3 & -2/3 & -1/3 & 0 \\ 2/3 & 1 & 0 & -1/3 & -2/3 & -1/3 \\ -1/3 & 0 & 1 & 2/3 & -1/3 & -2/3 \\ -2/3 & -1/3 & 2/3 & 1 & 0 & -1/3 \\ -1/3 & -2/3 & -1/3 & 0 & 1 & 2/3 \\ 0 & -1/3 & -2/3 & -1/3 & 2/3 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

• Enrolamento distribuído

Devido à maior complexidade da função de enrolamento da fase do estator para um enrolamento distribuído, sua indutância de magnetização L_{ms} pode ser obtida numericamente através da equação (2.9). Assim, para o caso da distribuição senoidal da fmm, conforme [28, 74, 75], as indutâncias mútuas entre as fases do estator são dadas por

$$L_{ax} = \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms}; \quad L_{ab} = -\frac{1}{2}L_{ms}; \quad L_{ay} = -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms}; \quad L_{ac} = -\frac{1}{2}L_{ms}; \quad L_{az} = 0 \quad (2.21)$$

Usando novamente a simetria entre as fases do estator, obtêm-se a matriz de indutância mútua do estator

$$\mathbf{M}_{ss} = L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & 1 & 0 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 \\ -1/2 & 0 & 1 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 & 0 & -1/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & 0 & 1 & \sqrt{3}/2 \\ 0 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Note que as indutâncias de magnetização entre as fase do estator são diferentes para as funções de enrolamento concentrado e com distribuição senoidal.

2.1.4 Indutâncias mútuas entre as fases do rotor

Integrando através da equação (2.9), o quadrado da função de enrolamento da fase r_1 do rotor equivalente sem inclinação das ranhuras, equações (2.14) ou (2.15), e integrando o produto entre funções de enrolamento das demais fase do rotor equivalente, obtêm-se respectivamente, a indutância de magnetização de fase do rotor L_{mr} e a indutância mútua entre as fases do rotor L_{rr} . E através da simetria entre as fases do rotor pode-se construir a matriz de indutância mútua do rotor \mathbf{M}_{rr} .

• Rotor com número ímpar de barras

$$L_{mr}^o = \frac{\mu_o l r N_r^2}{g} \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \alpha_r \quad (2.23)$$

$$L_{rr}^o = -\frac{\mu_o l r N_r^2 \alpha_r^2}{2\pi g} = -\frac{\alpha_r}{(2\pi - \alpha_r)} L_{mr}^o \quad (2.24)$$

$$\mathbf{M}_{rr} = L_{mr}^o \begin{bmatrix} 1 & -k_{r1} & -k_{r1} & \cdots & -k_{r1} & -k_{r1} \\ -k_{r1} & 1 & -k_{r1} & \cdots & -k_{r1} & -k_{r1} \\ -k_{r1} & -k_{r1} & 1 & \cdots & -k_{r1} & -k_{r1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -k_{r1} & -k_{r1} & -k_{r1} & \cdots & 1 & -k_{r1} \\ -k_{r1} & -k_{r1} & -k_{r1} & \cdots & -k_{r1} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

onde

$$k_{r1} = \frac{\alpha_r}{(2\pi - \alpha_r)} \quad (2.26)$$

• Rotor com número par de barras

$$L_{mr}^e = \frac{\mu_o l r N_r^2}{g} 2\alpha_r \quad (2.27)$$

$$L_{rr}^e = 0 \quad (2.28)$$

$$\mathbf{M}_{rr} = L_{mr}^e \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Para o rotor com número ímpar de fases, a dimensão da matriz de indutância mútua \mathbf{M}_{rr} é $m_b \times m_b$ e para o rotor com número par de fases, como o número de fases foi reduzida pela metade, a dimensão da matriz de indutância mútua \mathbf{M}_{rr} é $\frac{m_b}{2} \times \frac{m_b}{2}$.

Aplicando os mesmos cálculos para o rotor equivalente com inclinação das ranhuras, equações (2.16) ou (2.17), obtêm-se as mesmas indutâncias de magnetização e as mesmas indutâncias mútuas entre as fases do rotor, calculadas para rotor sem inclinação das ranhuras, ou seja, a inclinação das ranhuras do rotor não afeta sua indutância magnetização e a mútua entre suas fases.

2.1.5 Indutâncias mútuas estator e rotor

• Estator com enrolamento concentrado e rotor com número de barras ímpar

Substituindo em (2.9) as funções de enrolamento da fase a do estator e do rotor, dadas por (2.12) e (2.14), respectivamente, e efetuando a integral indicada na equação resultante, obtêm-se a função da indutância mútua entre estator e rotor, dada matematicamente pela equação (2.31), e ilustrada na figura 14(a), para o rotor sem inclinação das ranhuras e com número de barras ímpar.

No caso do rotor de ranhuras inclinadas, a obtenção entre estator e rotor é análoga ao caso sem inclinação. Deste modo, utilizando a equação (2.16), ao invés da (2.14), obtêm-se a equação (2.33), ilustrada na figura 14(b). Com um procedimento análogo à obtenção

E integrando o produto da função de enrolamento da fase a do estator com enrolamento concentrado, com a fase r_1 do rotor, equação (2.16), obtêm-se a função da indutância mútua entre estator e rotor, figura 14(b), equações (2.32) e (2.33), para o rotor com inclinação das ranhuras e com número de barras ímpar.

Observa-se nas figuras 14(a) e 14(b) que o valor máximo da indutância mútua entre estator e rotor não é alterado pela inclinação das ranhuras do rotor, mas existe uma grande influência da inclinação das ranhuras sobre a forma de onda desta função, enquanto a variação da indutância para o rotor sem inclinação das ranhuras é linear ao longo do α_r , para o rotor com inclinação das ranhuras a variação é quadrática ao longo de $2\alpha_r$, fato que reduz sensivelmente o conteúdo harmônico do fluxo de entreferro acoplado entre estator e rotor.

◦ *Rotor sem inclinação das ranhuras*

$$L_p = \frac{\mu_o l r N_s N_r \alpha_r}{2g} \quad (2.30)$$

$$L_{sr}(\theta_r) = \begin{cases} -L_p & \text{se } -\pi < \theta_r < \frac{-\pi - \alpha_r}{2} \\ \frac{L_p}{\alpha_r}(2\theta_r + \pi) & \text{se } \frac{-\pi - \alpha_r}{2} < \theta_r < \frac{-\pi + \alpha_r}{2} \\ L_p & \text{se } \frac{-\pi + \alpha_r}{2} < \theta_r < \frac{\pi - \alpha_r}{2} \\ -\frac{L_p}{\alpha_r}(2\theta_r - \pi) & \text{se } \frac{\pi - \alpha_r}{2} < \theta_r < \frac{\pi + \alpha_r}{2} \\ -L_p & \text{se } \frac{\pi + \alpha_r}{2} < \theta_r < \pi \end{cases} \quad (2.31)$$

◦ Rotor com inclinação das ranhuras

$$L_p = \frac{\mu_o l r N_s N_r \alpha_r}{2g} \quad (2.32)$$

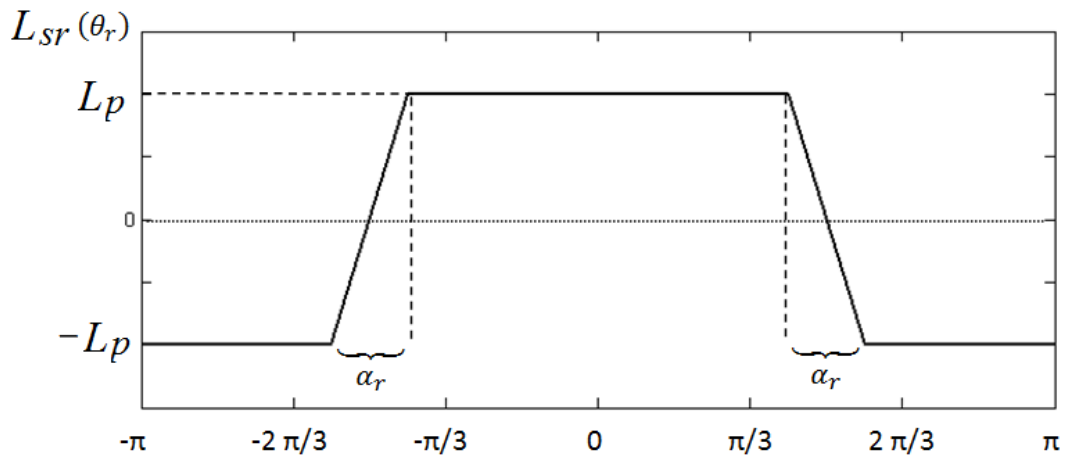
$$L_{sr}(\theta_r) = \begin{cases} -L_p & \text{se } -\pi < \theta_r < -\pi - \frac{\alpha_r}{2} \\ \frac{L_p}{\alpha_r^2}[\theta_r^2 + \theta_r(\pi + 2\alpha_r) + \frac{\pi^2}{4} + \alpha_r\pi] & \text{se } -\pi - \frac{\alpha_r}{2} < \theta_r < -\frac{\pi}{2} \\ \frac{L_p}{\alpha_r^2}[-\theta_r^2 + \theta_r(\pi - 2\alpha_r) + \frac{\pi^2}{4} - \alpha_r\pi] & \text{se } -\frac{\pi}{2} < \theta_r < -\pi + \frac{\alpha_r}{2} \\ L_p & \text{se } -\pi + \frac{\alpha_r}{2} < \theta_r < \pi - \frac{\alpha_r}{2} \\ \frac{L_p}{\alpha_r^2}[-\theta_r^2 + \theta_r(\pi - 2\alpha_r) - \frac{\pi^2}{4} + \alpha_r\pi] & \text{se } \pi - \frac{\alpha_r}{2} < \theta_r < \frac{\pi}{2} \\ \frac{L_p}{\alpha_r^2}[\theta_r^2 - \theta_r(\pi + 2\alpha_r) + \frac{\pi^2}{4} + \alpha_r\pi] & \text{se } \frac{\pi}{2} < \theta_r < \pi + \frac{\alpha_r}{2} \\ -L_p & \text{se } \pi + \frac{\alpha_r}{2} < \theta_r < \pi \end{cases} \quad (2.33)$$

• **Estator com enrolamento concentrado e rotor com número de barras par**

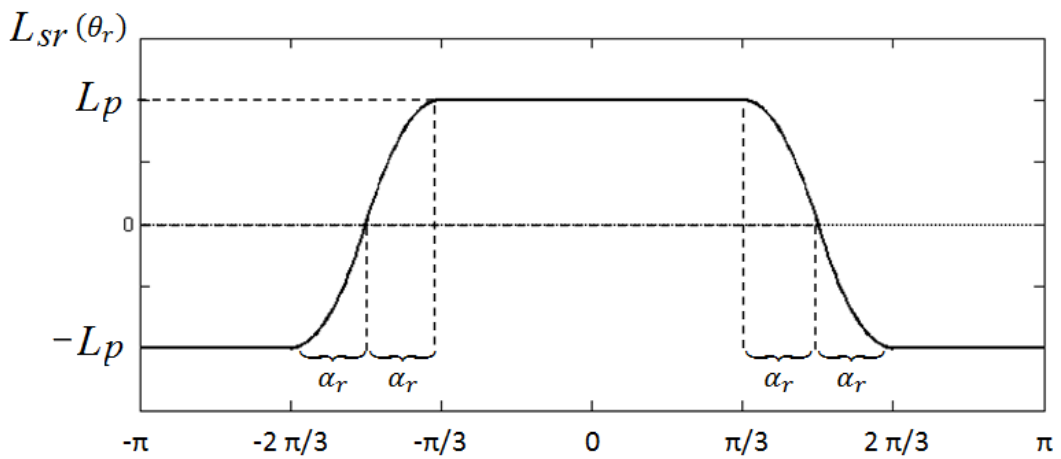
O rotor com número de barras par apresenta as mesmas formas de onda da função de indutância mútua entre estator e rotor, figuras 14(a) e 14(b), respectivamente para o rotor sem e com inclinação de suas ranhuras, obtendo as mesmas equações para a indutância mútua entre estator e rotor, equações (2.30), (2.31), (2.32) e (2.33), porém seu valor máximo é o dobro, pois é admitido possuir o dobro de espiras em relação ao rotor com número de barras ímpar.

• **Estator com enrolamento distribuído**

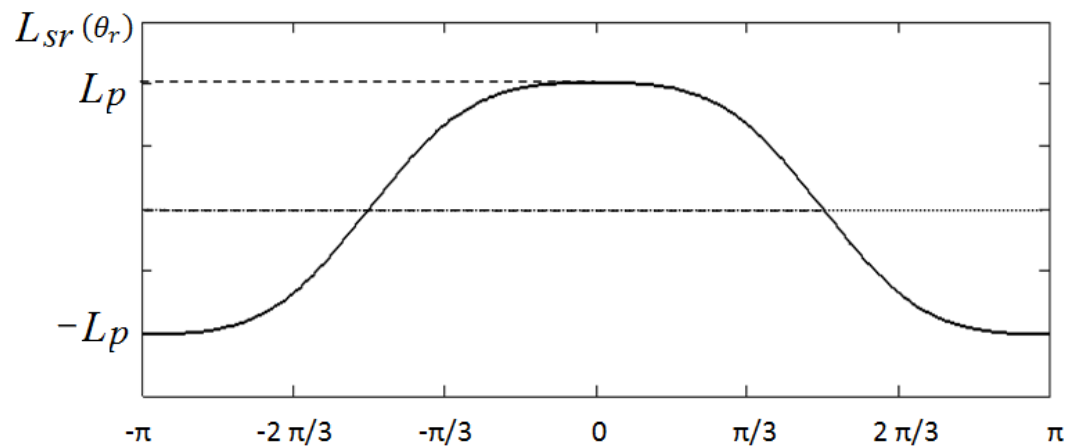
Para o estator com enrolamento distribuído, novamente, devido à maior complexidade de sua função de enrolamento, a função de indutância mútua pode ser obtida por integração numérica. Desse modo, para o caso de o rotor ser de barras inclinadas, a forma de onda da função de indutância mútua estator/rotor é praticamente senoidal, como mostrado na figura 14(c).



(a) Estator com enrolamento concentrado e rotor sem inclinação



(b) Estator com enrolamento concentrado e rotor com inclinação



(c) Estator com enrolamento distribuído e rotor com inclinação

Figura 14 – Indutância mútua estator-rotor.

Em todos os casos analisados nesta subseção, dado que a função de enrolamento de cada uma das fases do estator possui a mesma forma de onda, embora defasada no espaço, sendo o mesmo válido para o rotor, a função das indutâncias mútuas

estator/rotor apresentam a mesma forma de onda mostrada na figura 14. Então, aplicando o deslocamento espacial adequado, obtém-se a matriz

$$\mathbf{M}_{sr}(\theta_r) = \begin{bmatrix} L_{sr}(\theta_r) & L_{sr}(\theta_r + \alpha_r) & L_{sr}(\theta_r + 2\alpha_r) & \cdots & L_{sr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_r) \\ L_{sr}(\theta_r - \frac{\pi}{6}) & L_{sr}(\theta_r + \alpha_r - \frac{\pi}{6}) & L_{sr}(\theta_r + 2\alpha_r - \frac{\pi}{6}) & \cdots & L_{sr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_r - \frac{\pi}{6}) \\ L_{sr}(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr}(\theta_r + \alpha_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr}(\theta_r + 2\alpha_r - \frac{2\pi}{3}) & \cdots & L_{sr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr}(\theta_r - \frac{5\pi}{6}) & L_{sr}(\theta_r + \alpha_r - \frac{5\pi}{6}) & L_{sr}(\theta_r + 2\alpha_r - \frac{5\pi}{6}) & \cdots & L_{sr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_r - \frac{5\pi}{6}) \\ L_{sr}(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr}(\theta_r + \alpha_r - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr}(\theta_r + 2\alpha_r - \frac{4\pi}{3}) & \cdots & L_{sr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_r - \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr}(\theta_r - \frac{3\pi}{2}) & L_{sr}(\theta_r + \alpha_r - \frac{3\pi}{2}) & L_{sr}(\theta_r + 2\alpha_r - \frac{3\pi}{2}) & \cdots & L_{sr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_r - \frac{3\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

2.2 Modelo matemático no referencial estacionário

Para representar o modelo do motor hexafásico no referencial estacionário estatórico ($\alpha\beta$) é necessária a obtenção de 3 planos mutuamente desacoplados, denominados $\alpha\beta^{(1)}$, $\alpha\beta^{(3)}$ e $\alpha\beta^{(5)}$. O expoente da cada um desses planos refere-se ao primeiro harmônico mapeado pelo plano, isto é, 1º, 3º e 5º, respectivamente.

A descrição de cada um desses planos é a seguinte:

- plano $\alpha\beta^{(1)}$ relativo à componente fundamental e aos harmônicos de ordem $12k \pm 1$, onde $k \in N$
- plano $\alpha\beta^{(3)}$ relativo ao 3º harmônico e aos harmônicos de ordem $12k \pm 3$, onde $k \in N$
- plano $\alpha\beta^{(5)}$ relativo ao 5º harmônico e aos harmônicos de ordem $6k \pm 1$, onde $k \in N$ e k é ímpar

Conforme demonstrado em [28], para o estator hexafásico assimétrico, a matriz de transformação T_s de dimensão 6×6 é dada por

$$\mathbf{T}_s = k_{ts} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\pi/6) & \cos(2\pi/3) & \cos(5\pi/6) & \cos(4\pi/3) & \cos(3\pi/2) \\ \sin(0) & \sin(\pi/6) & \sin(2\pi/3) & \sin(5\pi/6) & \sin(4\pi/3) & \sin(3\pi/2) \\ \cos(3.0) & \cos(3.\pi/6) & \cos(3.2\pi/3) & \cos(3.5\pi/6) & \cos(3.4\pi/3) & \cos(3.3\pi/2) \\ \sin(3.0) & \sin(3.\pi/6) & \sin(3.2\pi/3) & \sin(3.5\pi/6) & \sin(3.4\pi/3) & \sin(3.3\pi/2) \\ \cos(5.0) & \cos(5.\pi/6) & \cos(5.2\pi/3) & \cos(5.5\pi/6) & \cos(5.4\pi/3) & \cos(5.3\pi/2) \\ \sin(5.0) & \sin(5.\pi/6) & \sin(5.2\pi/3) & \sin(5.5\pi/6) & \sin(5.4\pi/3) & \sin(5.3\pi/2) \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Como no modelo adotado o rotor pode possuir um número de fases diferente do estator, a transformação aplicada às variáveis do rotor para obtenção de seu modelo

no referencial estacionário rotórico (mn) pode ser diferente da transformação aplicada ao estator. Assim, a matriz de transformação \mathbf{T}_r de dimensão $m_r \times m_r$ é definida em [24, 29, 71], para um sistema com m_r fases, segundo a equação (2.36).

$$\mathbf{T}_r = k_{tr} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\alpha_r) & \cos(2\alpha_r) & \cdots & \cos((m_r - 1)\alpha_r) \\ \sin(0) & \sin(\alpha_r) & \sin(2\alpha_r) & \cdots & \sin((m_r - 1)\alpha_r) \\ \cos(3 \cdot 0) & \cos(3 \cdot \alpha_r) & \cos(3 \cdot 2\alpha_r) & \cdots & \cos(3 \cdot (m_r - 1)\alpha_r) \\ \sin(3 \cdot 0) & \sin(3 \cdot \alpha_r) & \sin(3 \cdot 2\alpha_r) & \cdots & \sin(3 \cdot (m_r - 1)\alpha_r) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(h_m \cdot 0) & \cos(h_m \cdot \alpha_r) & \cos(h_m \cdot 2\alpha_r) & \cdots & \cos(h_m \cdot (m_r - 1)\alpha_r) \\ \sin(h_m \cdot 0) & \sin(h_m \cdot \alpha_r) & \sin(h_m \cdot 2\alpha_r) & \cdots & \sin(h_m \cdot (m_r - 1)\alpha_r) \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

na qual, se m_r for ímpar, então $h_m = m_r - 2$, ou, se m_r for par, $h_m = m_r - 1$, e neste caso, a última linha deve ser removida da matriz. Lembrando que o rotor com m_r ímpar a distribuição das fases é simétrica, e para m_r par, a distribuição é assimétrica.

Note que em ambas as matrizes de transformação \mathbf{T}_s e \mathbf{T}_r , cada coluna representa o eixo magnético de uma fase, e que cada par de linhas representa um harmônico de baixa ordem.

As constantes k_{ts} e k_{tr} empregadas na transformação dependem do número de fases do estator e do rotor, respectivamente. Neste trabalho é adotada a transformação variante em potência, o que significa $k_{ts} = 1/3$ e $k_{tr} = 2/m_r$, para o estator hexafásico e o rotor de m_r fases, respectivamente. Para a transformação invariante em potência, adota-se $k_{ts} = 1/\sqrt{3}$ e $k_{tr} = \sqrt{2/m_r}$ [4, 44, 20, 83, 19].

Então, aplicando as matrizes de transformação \mathbf{T}_s e \mathbf{T}_r , definidas respectivamente pelas equações (2.35) e (2.36), nas equações (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4), obtêm-se as equações

$$\mathbf{T}_s \mathbf{V}_s = \mathbf{T}_s \mathbf{R}_s \mathbf{T}_s^{-1} \mathbf{T}_s \mathbf{I}_s + \frac{d}{dt} (\mathbf{T}_s \boldsymbol{\Psi}_s) \quad (2.37)$$

$$\mathbf{T}_r \mathbf{V}_r = \mathbf{T}_r \mathbf{R}_r \mathbf{T}_r^{-1} \mathbf{T}_r \mathbf{I}_r + \frac{d}{dt} (\mathbf{T}_r \boldsymbol{\Psi}_r) \quad (2.38)$$

$$\mathbf{T}_s \boldsymbol{\Psi}_s = \mathbf{T}_s (\mathbf{L}_{ls} \mathbf{I}_6 + \mathbf{M}_{ss}) \mathbf{T}_s^{-1} \mathbf{T}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{T}_s \mathbf{M}_{sr}(\theta_r) \mathbf{T}_r^{-1} \mathbf{T}_r \mathbf{I}_r \quad (2.39)$$

$$\mathbf{T}_r \boldsymbol{\Psi}_r = \mathbf{T}_r (\mathbf{L}_{lr} \mathbf{I}_{m_r} + \mathbf{M}_{rr}) \mathbf{T}_r^{-1} \mathbf{T}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{T}_r \mathbf{M}_{sr}(\theta_r)^t \mathbf{T}_s^{-1} \mathbf{T}_s \mathbf{I}_s \quad (2.40)$$

Após efetuar-se as devidas multiplicações matriciais nas equações (2.37), (2.38), (2.39) e (2.40) obtêm-se

$$\mathbf{V}_{s,\alpha\beta} = r_s \mathbf{I}_6 \mathbf{I}_{s,\alpha\beta} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{s,\alpha\beta}}{dt} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{V}_{r,mn} = r_r \mathbf{I}_{m_r} \mathbf{I}_{r,mn} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{r,mn}}{dt} \quad (2.42)$$

$$\mathbf{\Psi}_{s,\alpha\beta} = (L_{ls} \mathbf{I}_6 + \mathbf{M}_{ss,\alpha\beta}) \mathbf{I}_{s,\alpha\beta} + \frac{m_r}{2} L_p \mathbf{H}_{sr}(\theta_r) \mathbf{I}_{r,mn} \quad (2.43)$$

$$\mathbf{\Psi}_{r,mn} = (L_{lr} \mathbf{I}_{m_r} + \mathbf{M}_{rr,mn}) \mathbf{I}_{r,mn} + 3L_p \mathbf{H}_{rs}(\theta_r) \mathbf{I}_{s,\alpha\beta} \quad (2.44)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{s,\alpha\beta} &= \mathbf{T}_s \mathbf{V}_s = \left[v_{s\alpha}^{(1)} \quad v_{s\beta}^{(1)} \quad v_{s\alpha}^{(3)} \quad v_{s\beta}^{(3)} \quad v_{s\alpha}^{(5)} \quad v_{s\beta}^{(5)} \right]^t \\ \mathbf{I}_{s,\alpha\beta} &= \mathbf{T}_s \mathbf{I}_s = \left[i_{s\alpha}^{(1)} \quad i_{s\beta}^{(1)} \quad i_{s\alpha}^{(3)} \quad i_{s\beta}^{(3)} \quad i_{s\alpha}^{(5)} \quad i_{s\beta}^{(5)} \right]^t \\ \mathbf{\Psi}_{s,\alpha\beta} &= \mathbf{T}_s \mathbf{\Psi}_s = \left[\psi_{s\alpha}^{(1)} \quad \psi_{s\beta}^{(1)} \quad \psi_{s\alpha}^{(3)} \quad \psi_{s\beta}^{(3)} \quad \psi_{s\alpha}^{(5)} \quad \psi_{s\beta}^{(5)} \right]^t \end{aligned}$$

Se m_r for ímpar

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{r,mn} &= \mathbf{T}_r \mathbf{V}_r = \left[v_{rm}^{(1)} \quad v_{rn}^{(1)} \quad \dots \quad v_{rm}^{(h_m)} \quad v_{rn}^{(h_m)} \quad v_{rz} \right]^t \\ \mathbf{I}_{r,mn} &= \mathbf{T}_r \mathbf{I}_r = \left[i_{rm}^{(1)} \quad i_{rn}^{(1)} \quad \dots \quad i_{rm}^{(h_m)} \quad i_{rn}^{(h_m)} \quad i_{rz} \right]^t \\ \mathbf{\Psi}_{r,mn} &= \mathbf{T}_r \mathbf{\Psi}_r = \left[\psi_{rm}^{(1)} \quad \psi_{rn}^{(1)} \quad \dots \quad \psi_{rm}^{(h_m)} \quad \psi_{rn}^{(h_m)} \quad \psi_{rz} \right]^t \end{aligned}$$

caso m_r seja par, v_{rz} , i_{rz} e ψ_{rz} devem ser eliminados dos vetores $\mathbf{V}_{r,mn}$, $\mathbf{I}_{r,mn}$ e $\mathbf{\Psi}_{r,mn}$, respectivamente.

$$\mathbf{R}_s = r_s \mathbf{T}_s \mathbf{I}_6 \mathbf{T}_s^{-1} = r_s \mathbf{I}_6$$

$$\mathbf{R}_r = r_r \mathbf{T}_r \mathbf{I}_{m_r} \mathbf{T}_r^{-1} = r_r \mathbf{I}_{m_r}$$

$$\mathbf{L}_{ls,\alpha\beta} = L_{ls} \mathbf{T}_s \mathbf{I}_6 \mathbf{T}_s^{-1} = L_{ls} \mathbf{I}_6$$

$$\mathbf{L}_{lr,mn} = L_{lr} \mathbf{T}_r \mathbf{I}_{m_r} \mathbf{T}_r^{-1} = L_{lr} \mathbf{I}_{m_r}$$

$\mathbf{M}_{rr,mn} = \mathbf{T}_r \mathbf{M}_{rr} \mathbf{T}_r^{-1} = L_{mr} \mathbf{I}_{m_r}$, se m_b for ímpar, $L_{mr} = (1 + k_{r1}) L_{mr}^o$, ou, caso m_b for par, $L_{mr} = L_{mr}^e$.

$$\mathbf{M}_{ss,\alpha\beta} = \mathbf{T}_s \mathbf{M}_{ss} \mathbf{T}_s^{-1} = L_{ms} \begin{bmatrix} k_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_{s3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{s3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_{s5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{s5} \end{bmatrix}$$

na qual, para estator com enrolamento concentrado, $k_{s1} = (4 + 2\sqrt{3})/3$, $k_{s3} = 1/3$, e $k_{s5} = (4 - 2\sqrt{3})/3$; no caso do enrolamento ser distribuído, cuja fmm associada é suposta perfeitamente senoidal, $k_{s1} = 3$, $k_{s3} = 0$, e $k_{s5} = 0$.

$$\mathbf{M}_{sr,\alpha\beta}(\theta_r) = \mathbf{T}_s \mathbf{M}_{sr}(\theta_r) \mathbf{T}_r^{-1} = \frac{m_r}{2} L_p \mathbf{H}_{sr}(\theta_r)$$

$$\mathbf{M}_{\mathbf{rs},\mathbf{mn}}(\theta_r) = \mathbf{T}_{\mathbf{r}}\mathbf{M}_{\mathbf{sr}}(\theta_r)^t\mathbf{T}_{\mathbf{s}}^{-1} = 3L_p\mathbf{H}_{\mathbf{sr}}(\theta_r)^t$$

nas quais $\mathbf{H}_{\mathbf{sr}}(\theta_r)$ é a matriz que define a mutualidade entre o estator e o rotor, cuja dimensão é $6 \times m_r$.

Substituindo as equações do fluxo (2.43) e (2.44), nas equações de tensão (2.41) e (2.42), respectivamente, obtêm-se

$$\mathbf{V}_{\mathbf{s},\alpha\beta} = r_s\mathbf{I}_6\mathbf{I}_{\mathbf{s},\alpha\beta} + (L_{ls}\mathbf{I}_6 + \mathbf{M}_{\mathbf{ss},\alpha\beta})\frac{d\mathbf{I}_{\mathbf{s},\alpha\beta}}{dt} + \frac{m_r}{2}L_p\left(\mathbf{H}_{\mathbf{sr}}(\theta_r)\frac{d\mathbf{I}_{\mathbf{r},\mathbf{mn}}}{dt} + \omega_r\frac{d\mathbf{H}_{\mathbf{sr}}(\theta_r)}{d\theta_r}\mathbf{I}_{\mathbf{r},\mathbf{mn}}\right) \quad (2.45)$$

$$\mathbf{V}_{\mathbf{r},\mathbf{mn}} = r_r\mathbf{I}_{m_r}\mathbf{I}_{\mathbf{r},\mathbf{mn}} + (L_{lr}\mathbf{I}_{m_r} + \mathbf{M}_{\mathbf{rr},\mathbf{mn}})\frac{d\mathbf{I}_{\mathbf{r},\mathbf{mn}}}{dt} + 3L_p\left(\mathbf{H}_{\mathbf{sr}}(\theta_r)^t\frac{d\mathbf{I}_{\mathbf{s},\alpha\beta}}{dt} + \omega_r\frac{d\mathbf{H}_{\mathbf{sr}}(\theta_r)^t}{d\theta_r}\mathbf{I}_{\mathbf{s},\alpha\beta}\right) \quad (2.46)$$

Aplicando-se as matrizes de transformações $\mathbf{T}_{\mathbf{s}}$ e $\mathbf{T}_{\mathbf{r}}$, definidas respectivamente pelas equações (2.35) e (2.36), na equação do torque (2.7), e, após algumas manipulações algébricas, obtém-se

$$T_e = \frac{3}{4}pm_rL_p\mathbf{I}_{\mathbf{s},\alpha\beta}^t\frac{d\mathbf{H}_{\mathbf{sr}}(\theta_r)}{d\theta_r}\mathbf{I}_{\mathbf{r},\mathbf{mn}} \quad (2.47)$$

2.2.1 Harmônicos concatenados entre estator e rotor

Conforme demonstrado em [23, 24], para o motor hexafásico assimétrico a componente fundamental, o 3º e o 5º harmônicos são mutuamente desacoplados. No que diz respeito aos harmônicos espaciais que geram torques frenantes, os primeiros harmônicos concatenados são o 1º com o 11º, 3º com o 9º e 5º com o 7º.

Como a matriz dos harmônicos concatenados $\mathbf{H}_{\mathbf{sr}}(\theta_r)$ depende do número de fases, para melhor ilustrar o acoplamento com os primeiros harmônicos frenantes do estator, é admitido como exemplo, que o rotor possui 13 barras por par de polos. Desta forma, a matriz de transformação $\mathbf{T}_{\mathbf{r}}$, equação (2.36), é uma matriz de dimensão 13×13 , contemplando a componente fundamental, o 3º até 11º harmônico ($h_m = 11$), ou seja, as equações do rotor contemplam todos os primeiros harmônicos frenantes do estator, e a

matriz \mathbf{H}_{sr} possui a dimensão 6×13 , e é dada por

$$\mathbf{H}_{sr}(\theta_r)^t = \begin{bmatrix} a_1 \cos(\theta_r) & a_1 \sin(\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 \sin(\theta_r) & a_1 \cos(\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_3 \cos(3\theta_r) & a_3 \sin(3\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a_3 \sin(3\theta_r) & a_3 \cos(3\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_5 \cos(5\theta_r) & a_5 \sin(5\theta_r) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_5 \sin(5\theta_r) & a_5 \cos(5\theta_r) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_7 \cos(7\theta_r) & -a_7 \sin(7\theta_r) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_7 \sin(7\theta_r) & -a_7 \cos(7\theta_r) \\ 0 & 0 & a_9 \cos(9\theta_r) & -a_9 \sin(9\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a_9 \sin(9\theta_r) & -a_9 \cos(9\theta_r) & 0 & 0 \\ a_{11} \cos(11\theta_r) & -a_{11} \sin(11\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_{11} \sin(11\theta_r) & -a_{11} \cos(11\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

onde a_1 , a_3 , a_5 , a_7 , a_9 e a_{11} são as amplitudes dos harmônicos da função de indutância mútua estator-rotor L_{sr} , figura 14.

Para o estator com enrolamento concentrado, as amplitudes dos harmônicos da função de indutância mútua estator-rotor são obtidas através da série de Fourier aplicada nas equações (2.31) e (2.33):

$$a_h = \frac{8L_p}{\pi h^2 \alpha_r} \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{h\alpha_r}{2}\right) \quad (\text{ranhura não inclinada}) \quad (2.49)$$

$$a_h = \frac{8L_p}{\pi h^3 \alpha_r^2} \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) [1 - \cos(h\alpha_r)] \quad (\text{ranhura inclinada})$$

onde h é igual a ordem do harmônico espacial.

No rotor com ranhuras não inclinadas, as amplitudes dos harmônicos diminuem em uma razão quadrática com a ordem do harmônico (h^2), enquanto que para o rotor com ranhuras inclinadas os harmônicos diminuem em razão cúbica (h^3), portanto, o conteúdo harmônico do rotor com ranhuras inclinadas é sensivelmente menor do que aquele com o rotor sem inclinação, conforme a tabela 1, onde observam-se as amplitudes dos harmônicos ímpares de ordem 1 a 23, para o motor com 6 fases no estator com enrolamento concentrado e de passo pleno e rotor com 13 fases por par de polos.

Note que a escolha de 13 fases para o rotor, elimina o acoplamento com o 13º harmônico, pois $a_{13} = 0$, reduzindo o conteúdo harmônico espacial acoplado com o 1º harmônico temporal. Verifica-se também que os harmônicos de ordem maior que 11 têm amplitude inferior a 2% e 0,5%, para o rotor sem e com inclinação de suas ranhuras, respectivamente.

A escolha adequada do número de fases do rotor pode anular o harmônico de ordem igual ao número de fases do rotor por par de polos. Por exemplo, caso seja necessário anular

Tabela 1 – Amplitudes dos harmônicos da indutância mútua estator-rotor (6×13)

Harmônico	Sem inclinação	Com inclinação
1 ^o	1.261	1.249
3 ^o	-0.388	-0.355
5 ^o	0.197	0.153
7 ^o	-0.107	-0.063
9 ^o	0.054	0.02
11 ^o	-0.02	-0.0035
13 ^o	0	0
15 ^o	0.011	-0.0014
17 ^o	-0.015	0.003
19 ^o	0.014	-0.0031
21 ^o	-0.011	0.00021
23 ^o	0.007	-0.0008

o 7^o harmônico, deve-se escolher um rotor com 7 fases por par de polos, resultado este que está de acordo com o obtido em [68], que ao utilizar o método de elementos finitos (MEF) em um motor com 11 fases no estator e 7 fases no rotor (14 barras por par de polos), mostra que o 7^o harmônico não possui linhas de fluxo concatenando as barras do rotor.

Caso a distribuição da fmm do motor seja considerada senoidal, obtêm-se $a_1 = 1$, e zero para os demais harmônicos. Deste modo, somente a componente fundamental gera fluxo concatenado entre o estator e o rotor.

2.2.2 Equações vetoriais no referencial estacionário

Inicialmente, cada harmônico no sistema estacionário de coordenadas $(\alpha\beta/mn)$ é expresso por um vetor em um plano complexo: 1^o, 3^o e 5^o para o estator, e 1^o, 3^o,...,11^o para o rotor.

O estator hexafásico assimétrico, sem a conexão dos neutros entre os dois sistemas trifásicos, não possui o 3^o harmônico do estator, e conseqüentemente o 3^o e o 9^o harmônicos do rotor nunca serão excitados, isto é, restam somente as expressões para o 1^o e 5^o harmônicos para o estator ($h_s = 1$ e 5), e o 1^o, 5^o, 7^o e 11^o harmônicos para o rotor ($h_r = 1, 5, 7$ e 11).

- Equações de tensão do estator

$$\bar{v}_{s,\alpha\beta}^{(1)} = r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)} + \frac{d\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{(1)}}{dt} \quad (2.50)$$

$$\bar{v}_{s,\alpha\beta}^{(5)} = r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)} + \frac{d\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{(5)}}{dt} \quad (2.51)$$

- Equações do fluxo do estator

$$\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{(1)} = (L_{ls} + k_{s1}L_{ms})\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)} + \frac{m_r}{2}L_p \left(a_1 e^{j\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{(1)} + a_{11} e^{-j11\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{(11)*} \right) \quad (2.52)$$

$$\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{(5)} = (L_{ls} + k_{s5}L_{ms})\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)} + \frac{m_r}{2}L_p \left(a_5 e^{j5\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{(5)} + a_7 e^{-j7\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{(7)*} \right) \quad (2.53)$$

Substituindo, então, as equações (2.52) e (2.53), nas equações das tensões (2.50) e (2.51), respectivamente, obtêm-se

- 1º harmônico do estator

$$\begin{aligned} \bar{v}_{s,\alpha\beta}^{(1)} = r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)} + (L_{ls} + k_{s1}L_{ms}) \frac{d\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)}}{dt} + \frac{m_r}{2}L_p \left(a_1 e^{j\theta_r} \frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(1)}}{dt} + a_{11} e^{-j11\theta_r} \frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(11)*}}{dt} \right) \\ + j\omega_r \frac{m_r}{2}L_p \left(a_1 e^{j\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{(1)} - 11a_{11} e^{-j11\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{(11)*} \right) \end{aligned} \quad (2.54)$$

- 5º harmônico do estator

$$\begin{aligned} \bar{v}_{s,\alpha\beta}^{(5)} = r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)} + (L_{ls} + k_{s5}L_{ms}) \frac{d\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)}}{dt} + \frac{m_r}{2}L_p \left(a_5 e^{j5\theta_r} \frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(5)}}{dt} + a_7 e^{-j7\theta_r} \frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(7)*}}{dt} \right) \\ + j\omega_r \frac{m_r}{2}L_p \left(5a_5 e^{j5\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{(5)} - 7a_7 e^{-j7\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{(7)*} \right) \end{aligned} \quad (2.55)$$

- Equações de tensão do rotor

$$\bar{v}_{r,mn}^{(1)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(1)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,mn}^{(1)}}{dt} \quad (2.56)$$

$$\bar{v}_{r,mn}^{(5)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(5)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,mn}^{(5)}}{dt} \quad (2.57)$$

$$\bar{v}_{r,mn}^{(7)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(7)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,mn}^{(7)}}{dt} \quad (2.58)$$

$$\bar{v}_{r,mn}^{(11)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(11)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,mn}^{(11)}}{dt} \quad (2.59)$$

- Equações do fluxo do rotor

$$\bar{\psi}_{r,mn}^{(1)} = (L_{lr} + L_{mr})\bar{i}_{r,mn}^{(1)} + 3L_p a_1 e^{-j\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)} \quad (2.60)$$

$$\bar{\psi}_{r,mn}^{(5)} = (L_{lr} + L_{mr})\bar{i}_{r,mn}^{(5)} + 3L_p a_5 e^{-j5\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)} \quad (2.61)$$

$$\bar{\psi}_{r,mn}^{(7)} = (L_{lr} + L_{mr})\bar{i}_{r,mn}^{(7)} + 3L_p a_7 e^{-j7\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)*} \quad (2.62)$$

$$\bar{\psi}_{r,mn}^{(11)} = (L_{lr} + L_{mr})\bar{i}_{r,mn}^{(11)} + 3L_p a_{11} e^{-j11\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)*} \quad (2.63)$$

Substituindo, as equações (2.60), (2.61), (2.62) e (2.63), nas equações das tensões (2.56), (2.57), (2.58) e (2.59), respectivamente, obtêm-se

- 1º harmônico do rotor

$$\bar{v}_{r,mn}^{(1)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(1)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(1)}}{dt} + 3L_p a_1 e^{-j\theta_r} \left(\frac{d\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)}}{dt} - j\omega_r \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)} \right) \quad (2.64)$$

- 5º harmônico do rotor

$$\bar{v}_{r,mn}^{(5)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(5)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(5)}}{dt} + 3L_p a_5 e^{-j5\theta_r} \left(\frac{d\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)}}{dt} - j5\omega_r \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)} \right) \quad (2.65)$$

- 7º harmônico do rotor

$$\bar{v}_{r,mn}^{(7)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(7)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(7)}}{dt} + 3L_p a_7 e^{-j7\theta_r} \left(\frac{d\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)*}}{dt} - j7\omega_r \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)*} \right) \quad (2.66)$$

- 11º harmônico do rotor

$$\bar{v}_{r,mn}^{(11)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(11)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(11)}}{dt} + 3L_p a_{11} e^{-j11\theta_r} \left(\frac{d\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)*}}{dt} - j11\omega_r \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)*} \right) \quad (2.67)$$

O torque é definido por

$$T_e = -\frac{3}{4} p m_r L_p \Im m \left(a_1 e^{j\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)*} \bar{i}_{r,mn}^{(1)} + 5a_5 e^{j5\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)*} \bar{i}_{r,mn}^{(5)} - 7a_7 e^{-j7\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)*} \bar{i}_{r,mn}^{(7)*} - 11a_{11} e^{-j11\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)*} \bar{i}_{r,mn}^{(11)*} \right) \quad (2.68)$$

2.2.3 Simplificação das equações no referencial estacionário

Caso os harmônicos frenantes tenham amplitudes baixas, pode-se adotar somente as expressões do 1º e 5º harmônicos para o estator e o rotor ($h = 1$ e 5) [84]:

- Equações de tensão

$$\bar{v}_{s,\alpha\beta}^{(h)} = r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(h)} + \frac{d\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{(h)}}{dt} \quad (2.69)$$

$$\bar{v}_{r,mn}^{(h)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(h)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,mn}^{(h)}}{dt} \quad (2.70)$$

- Equações do fluxo

$$\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{(h)} = (L_{ls} + k_{sh}L_{ms})\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(h)} + \frac{m_r}{2}L_p a_h e^{jh\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{(h)} \quad (2.71)$$

$$\bar{\psi}_{r,mn}^{(h)} = (L_{lr} + L_{mr})\bar{i}_{r,mn}^{(h)} + 3L_p a_h e^{-jh\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(h)} \quad (2.72)$$

Substituindo, então, as equações (2.71) e (2.72), nas equações das tensões (2.69) e (2.70), respectivamente, obtêm-se

$$\bar{v}_{s,\alpha\beta}^{(h)} = r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(h)} + (L_{ls} + k_{sh}L_{ms}) \frac{d\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(h)}}{dt} + \frac{m_r}{2} L_p a_h e^{jh\theta_r} \left(\frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(h)}}{dt} + jh\omega_r \bar{i}_{r,mn}^{(h)} \right) \quad (2.73)$$

$$\bar{v}_{r,mn}^{(h)} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{(h)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,mn}^{(h)}}{dt} + 3L_p a_h e^{-jh\theta_r} \left(\frac{d\bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(h)}}{dt} - jh\omega_r \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(h)} \right) \quad (2.74)$$

Por sua vez, o torque gerado é definido por

$$T_e = -\frac{3}{4} p m_r L_p \Im m \left(a_1 e^{j\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(1)*} \bar{i}_{r,mn}^{(1)} + 5a_5 e^{j5\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)*} \bar{i}_{r,mn}^{(5)} \right) \quad (2.75)$$

2.3 Modelo matemático no referencial síncrono

Como as equações de tensão, corrente e fluxo do estator e rotor desenvolvidas no referencial estacionário ($\alpha\beta/mn$) estão em sistemas de coordenadas diferentes (as variáveis do estator estão no referencial estatórico e as do rotor no referencial rotórico). Para obter o modelo no sistema de referência síncrono (dq), é aplicada uma transformação de variáveis para o estator e o rotor, de modo similar ao desenvolvido para o primeiro harmônico em [83], dada por

$$\bar{x}_{s,dq}^{(h)} = e^{-jh\theta_s} \bar{x}_{s,\alpha\beta}^{(h)} \quad (2.76)$$

$$\bar{x}_{r,dq}^{(h)} = \sqrt{\frac{m_r}{6}} e^{-jh(\theta_s - \theta_r)} \bar{x}_{r,mn}^{(h)} \quad (2.77)$$

onde θ_s é o ângulo elétrico da velocidade síncrona, h é a ordem do harmônico e x pode ser v , i ou ψ .

Aplicando-se adequadamente as transformações, dadas por (2.76) e (2.77), no conjunto de equações de tensão e do fluxo do estator (2.50), (2.51), (2.52) e (2.53), e realizando algumas manipulações algébricas, obtêm-se as equações para o 1º e 5º harmônicos

- Equações de tensão do estator

$$\bar{v}_{s,dq}^{(1)} = r_s \bar{i}_{s,dq}^{(1)} + \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}^{(1)}}{dt} + j\omega_s \bar{\psi}_{s,dq}^{(1)} \quad (2.78)$$

$$\bar{v}_{s,dq}^{(5)} = r_s \bar{i}_{s,dq}^{(5)} + \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}^{(5)}}{dt} + j5\omega_s \bar{\psi}_{s,dq}^{(5)} \quad (2.79)$$

- Equações do fluxo do estator

$$\bar{\psi}_{s,dq}^{(1)} = (L_{ls} + k_{s1}L_{ms})\bar{i}_{s,dq}^{(1)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2}L_p \left(a_1 \bar{i}_{r,dq}^{(1)} + a_{11} e^{-j12\theta_s} \bar{i}_{r,dq}^{(11)*} \right) \quad (2.80)$$

$$\bar{\psi}_{s,dq}^{(5)} = (L_{ls} + k_{s5}L_{ms})\bar{i}_{s,dq}^{(5)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2}L_p \left(a_5 \bar{i}_{r,dq}^{(5)} + a_7 e^{-j12\theta_s} \bar{i}_{r,dq}^{(7)*} \right) \quad (2.81)$$

Substituindo as equações do fluxo (2.80) e (2.81), respectivamente nas equações das tensões (2.78) e (2.79), obtêm-se

- 1º harmônico do estator

$$\bar{v}_{s,dq}^{(1)} = r_s \bar{i}_{s,dq}^{(1)} + (L_{ls} + k_{s1}L_{ms}) \frac{d\bar{i}_{s,dq}^{(1)}}{dt} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2}L_p \left[a_1 \frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(1)}}{dt} + a_{11} e^{-j12\theta_s} \left(\frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(11)*}}{dt} - j12\omega_s \bar{i}_{r,dq}^{(11)*} \right) \right] + j\omega_s \bar{\psi}_{s,dq}^{(1)} \quad (2.82)$$

- 5º harmônico do estator

$$\bar{v}_{s,dq}^{(5)} = r_s \bar{i}_{s,dq}^{(5)} + (L_{ls} + k_{s5}L_{ms}) \frac{d\bar{i}_{s,dq}^{(5)}}{dt} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2}L_p \left[a_5 \frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(5)}}{dt} + a_7 e^{-j12\theta_s} \left(\frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(7)*}}{dt} - j12\omega_s \bar{i}_{r,dq}^{(7)*} \right) \right] + j5\omega_s \bar{\psi}_{s,dq}^{(5)} \quad (2.83)$$

De forma similar, aplicando-se adequadamente as transformações dadas por (2.76) e (2.77), no conjunto de equações de tensão e do fluxo do rotor (2.56), (2.57), (2.58), (2.59), (2.60), (2.61), (2.62) e (2.63), e realizando algumas manipulações algébricas, obtêm-se as seguintes equações para o 1º, 5º, 7º e 11º harmônicos:

- Equações de tensão do rotor

$$\bar{v}_{r,dq}^{(1)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(1)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,dq}^{(1)}}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(1)} \quad (2.84)$$

$$\bar{v}_{r,dq}^{(5)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(5)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,dq}^{(5)}}{dt} + j5(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(5)} \quad (2.85)$$

$$\bar{v}_{r,dq}^{(7)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(7)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,dq}^{(7)}}{dt} + j7(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(7)} \quad (2.86)$$

$$\bar{v}_{r,dq}^{(11)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(11)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,dq}^{(11)}}{dt} + j11(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(11)} \quad (2.87)$$

- Equações do fluxo do rotor

$$\bar{\psi}_{r,dq}^{(1)} = (L_{lr} + L_{mr}) \bar{i}_{r,dq}^{(1)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_1 \bar{i}_{s,dq}^{(1)} \quad (2.88)$$

$$\bar{\psi}_{r,dq}^{(5)} = (L_{lr} + L_{mr}) \bar{i}_{r,dq}^{(5)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_5 \bar{i}_{s,dq}^{(5)} \quad (2.89)$$

$$\bar{\psi}_{r,dq}^{(7)} = (L_{lr} + L_{mr}) \bar{i}_{r,dq}^{(7)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_7 e^{-j12\theta_s} \bar{i}_{s,dq}^{(5)*} \quad (2.90)$$

$$\bar{\psi}_{r,dq}^{(11)} = (L_{lr} + L_{mr}) \bar{i}_{r,dq}^{(11)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_{11} e^{-j12\theta_s} \bar{i}_{s,dq}^{(1)*} \quad (2.91)$$

Substituindo as equações do fluxo (2.88), (2.89), (2.90) e (2.91), respectivamente nas equações das tensões (2.84), (2.85), (2.86) e (2.87), obtêm-se as seguintes expressões de tensão:

- 1º harmônico do rotor

$$\bar{v}_{r,dq}^{(1)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(1)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(1)}}{dt} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_1 \frac{d\bar{i}_{s,dq}^{(1)}}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(1)} \quad (2.92)$$

- 5º harmônico do rotor

$$\bar{v}_{r,dq}^{(5)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(5)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(5)}}{dt} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_5 \frac{d\bar{i}_{s,dq}^{(5)}}{dt} + j5(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(5)} \quad (2.93)$$

- 7º harmônico do rotor

$$\bar{v}_{r,dq}^{(7)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(7)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(7)}}{dt} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_7 e^{-j12\theta_s} \left(\frac{d\bar{i}_{s,dq}^{(5)*}}{dt} - j12\omega_s \bar{i}_{s,dq}^{(5)*} \right) + j7(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(7)} \quad (2.94)$$

- 11º harmônico do rotor

$$\bar{v}_{r,dq}^{(11)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(11)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(11)}}{dt} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_{11} e^{-j12\theta_s} \left(\frac{d\bar{i}_{s,dq}^{(1)*}}{dt} - j12\omega_s \bar{i}_{s,dq}^{(1)*} \right) + j11(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(11)} \quad (2.95)$$

Por último, aplicando as transformações (2.76) e (2.77) na equação do torque (2.68), resulta

$$T_e = -\frac{3}{4} p \sqrt{6m_r} L_p \Im m \left[a_1 \bar{i}_{s,dq}^{(1)*} \bar{i}_{r,dq}^{(1)} + 5a_5 \bar{i}_{s,dq}^{(5)*} \bar{i}_{r,dq}^{(5)} - e^{-j12\theta_s} \left(7a_7 \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{(5)*} \bar{i}_{r,mm}^{(7)*} + 11a_{11} \bar{i}_{s,dq}^{(1)*} \bar{i}_{r,dq}^{(11)*} \right) \right] \quad (2.96)$$

Note que, conforme esperado para o motor hexafásico assimétrico, os harmônicos frenantes geram uma pulsação no torque de 12 vezes a frequência fundamental ($e^{-j12\theta_s}$), e a consideração dos harmônicos frenantes torna o modelo no referencial síncrono tão complexo quanto no referencial estacionário.

2.3.1 Simplificação das equações no referencial síncrono

Do mesmo modo que na secção anterior, caso os harmônicos frenantes sejam desconsiderados, obtêm-se as equações somente para o 1º e 5º harmônicos para o estator e o rotor ($h = 1$ e 5):

- Equações de tensão

$$\bar{v}_{s,dq}^{(h)} = r_s \bar{i}_{s,dq}^{(h)} + \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}^{(h)}}{dt} + jh\omega_s \bar{\psi}_{s,dq}^{(h)} \quad (2.97)$$

$$\bar{v}_{r,dq}^{(h)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(h)} + \frac{d\bar{\psi}_{r,dq}^{(h)}}{dt} + jh(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(h)} \quad (2.98)$$

- Equações do fluxo

$$\bar{\psi}_{s,dq}^{(h)} = (L_{ls} + k_{sh}L_{ms}) \bar{i}_{s,dq}^{(h)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_h \bar{i}_{r,dq}^{(h)} \quad (2.99)$$

$$\bar{\psi}_{r,dq}^{(h)} = (L_{lr} + L_{mr}) \bar{i}_{r,dq}^{(h)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_h \bar{i}_{s,dq}^{(h)} \quad (2.100)$$

Substituindo as equações do fluxo (2.99) e (2.100), respectivamente nas equações das tensões (2.97) e (2.98), obtêm-se

$$\bar{v}_{s,dq}^{(h)} = r_s \bar{i}_{s,dq}^{(h)} + (L_{ls} + k_{sh}L_{ms}) \frac{d\bar{i}_{s,dq}^{(h)}}{dt} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_h \frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(h)}}{dt} + jh\omega_s \bar{\psi}_{s,dq}^{(h)} \quad (2.101)$$

$$\bar{v}_{r,dq}^{(h)} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{(h)} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d\bar{i}_{r,dq}^{(h)}}{dt} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_h \frac{d\bar{i}_{s,dq}^{(h)}}{dt} + jh(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{(h)} \quad (2.102)$$

Por último, o torque é definido por

$$T_e = -\frac{3}{4} p \sqrt{6m_r} L_p \Im m \left(a_1 \bar{i}_{s,dq}^{(1)*} \bar{i}_{r,dq}^{(1)} + 5a_5 \bar{i}_{s,dq}^{(5)*} \bar{i}_{r,dq}^{(5)} \right) \quad (2.103)$$

2.3.2 Circuito equivalente em regime permanente

Em regime permanente, as equações do motor no referencial síncrono são obtidas mediante a simplificação das equações (2.101) e (2.102), resultando

$$\hat{V}_{s,dq}^{(h)} = r_s \hat{I}_{s,dq}^{(h)} + jh\omega_s \left[(L_{ls} + k_{sh}L_{ms}) \hat{I}_{s,dq}^{(h)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_h \hat{I}_{r,dq}^{(h)} \right] \quad (2.104)$$

$$\hat{V}_{r,dq}^{(h)} = r_r \hat{I}_{r,dq}^{(h)} + jh(\omega_s - \omega_r) \left[(L_{lr} + L_{mr}) \hat{I}_{r,dq}^{(h)} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_h \hat{I}_{s,dq}^{(h)} \right] \quad (2.105)$$

e definindo-se

$$\begin{aligned} L_{ss,dq}^{(h)} &= L_{ls} + k_{sh} L_{ms} \\ L_{rr,dq}^{(h)} &= L_{lr} + L_{mr} \\ L_{m,dq}^{(h)} &= \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p a_h \end{aligned} \quad (2.106)$$

tem-se

$$\begin{aligned} L_{ls,dq}^{(h)} &= L_{ss,dq}^{(h)} - L_{m,dq}^{(h)} = L_{ls} + k_{sh} L_{ms} - L_{m,dq}^{(h)} \\ L_{lr,dq}^{(h)} &= L_{rr,dq}^{(h)} - L_{m,dq}^{(h)} = L_{lr} + L_{mr} - L_{m,dq}^{(h)} \end{aligned} \quad (2.107)$$

Note que, a priori, não há garantias que as indutâncias de dispersão do estator e do rotor no referencial síncrono tenham valores positivos ($L_{ls,dq}^{(h)}$ e $L_{lr,dq}^{(h)}$), mesmo que os valores dessas indutâncias de dispersão no referencial natural sejam positivos (L_{ls} e L_{lr}), conforme equação (2.107). Este tópico é melhor abordado na próxima seção.

Após algumas manipulações algébricas, obtêm-se para o motor com rotor gaiola de esquilo

$$\hat{V}_{s,dq}^{(h)} = r_s \hat{I}_{s,dq}^{(h)} + j(x_{ls}^{(h)} + x_m^{(h)}) \hat{I}_{s,dq}^{(h)} + jx_m^{(h)} \hat{I}_{r,dq}^{(h)} \quad (2.108)$$

$$0 = \frac{r_r}{s} \hat{I}_{r,dq}^{(h)} + j(x_{lr}^{(h)} + x_m^{(h)}) \hat{I}_{r,dq}^{(h)} + jx_m^{(h)} \hat{I}_{s,dq}^{(h)} \quad (2.109)$$

onde

$x_{ls}^{(h)} = h\omega_s L_{ls,dq}^{(h)}$ é a reatância de dispersão do harmônico h do estator

$x_{lr}^{(h)} = h\omega_s L_{lr,dq}^{(h)}$ é a reatância de dispersão do harmônico h do rotor

$x_m^{(h)} = h\omega_s L_{m,dq}^{(h)}$ é a reatância de magnetização do harmônico h

$\hat{V}_{r,dq}^{(h)} = 0$ é a tensão para rotor gaiola de esquilo

$s = \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_s}$ é a frequência de escorregamento do rotor

A partir das equações (2.108) e (2.109), pode-se obter o circuito equivalente do motor em função do harmônico h , mostrado na figura 15.

Note que, para o estator com distribuição senoidal da fmm, têm-se $a_1 = 1$ e $a_5 = 0$, a indutância de magnetização do 5º harmônico $L_m^{(5)}$ é igual a zero, e o circuito do rotor nunca será excitado. Assim para enrolamentos distribuídos, o 5º harmônico não contribui para geração de torque, sendo modelado somente pela resistência do estator e sua indutância de dispersão, conforme figura 16.

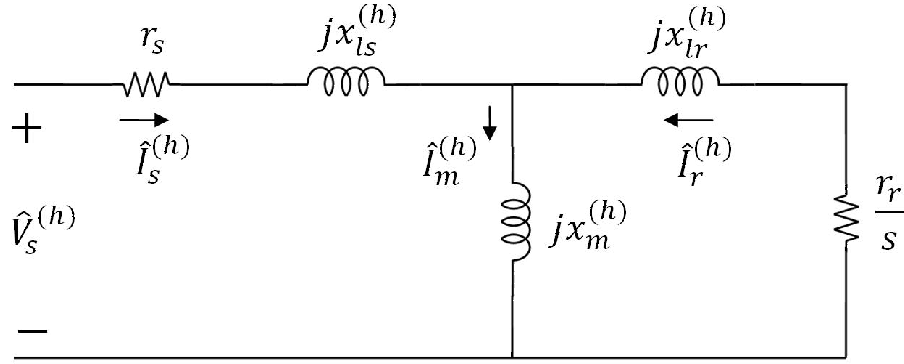
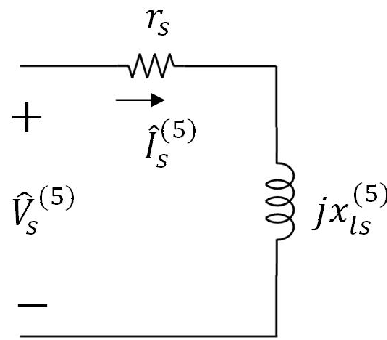

 Figura 15 – Circuito equivalente no referencial síncrono em função do harmônico h .


Figura 16 – Circuito equivalente no referencial síncrono para o 5º harmônico.

2.4 Cálculo das indutâncias nos referenciais natural e síncrono

Para o cálculo teórico das indutâncias do motor hexafásico assimétrico, com bobinas do estator concentradas e rotor gaiola de esquilo com barras inclinadas, serão usados os valores definidos na tabela 2, que correspondem a um protótipo de motor utilizado neste trabalho. O cálculo do momento de inércia do motor (J), encontra-se detalhado no Apêndice A.

Para garantir que as indutâncias de dispersão do estator e do rotor no referencial síncrono assumam valores positivos, pode-se ajustar o número N_r de espiras do rotor equivalente, conforme é mostrado na figura 17. Um valor inicial para o número de espiras N_r pode ser obtido das equações (2.106), supondo $L_{ls,dq}^{(h)} = L_{lr,dq}^{(h)}$ e $L_{ls} \approx L_{lr}$, obtendo assim as equações

$$k_{sh}L_{ms} = L_{mr} \quad (2.110)$$

$$N_r = \frac{N_s}{2} \sqrt{\frac{K_{sh}m_b}{2}} \quad (2.111)$$

que para o 1º harmônico resulta em $N_r = 63,5$.

Tabela 2 – Especificação do motor de indução hexafásico assimétrico

Parâmetros	Valores	Unidades
Potência nominal	5	kVA
Tensão de fase (V_s)	127	V
Corrente de fase (I_s)	6,25	A
Frequência (f)	60	Hz
Comprimento do motor (l)	129	mm
Diametro interno do estator	150	mm
Diametro externo no rotor	148,8	mm
Raio médio (r)	74,7	mm
Entreferro (g)	0,6	mm
Nº de espiras por fase do estator (N_s)	36	
Nº de ranhuras do estator	48	
Nº de barras do rotor	40	
Nº de polos do motor (p)	8	
Nº de fases do rotor (m_r)	5	
Inclinação das barras do rotor (α_r)	36°	
Momento de inércia (J)	0,095	kg/m^2

Os valores limites para N_r que garantem valores positivos de indutâncias de dispersão do estator e do rotor no referencial síncrono podem ser obtidos a partir das equações (2.107). Adotando $L_{ls,dq}^{(h)} = 0$ e supondo $L_{ls} = 0$ e $L_{lr} = 0$, obtêm-se as equações (2.112) e (2.113), dadas por

$$k_{sh}L_{ms} = L_{m,dq}^{(h)} \quad (2.112)$$

$$N_r = \frac{K_{sh}m_b N_s}{2\sqrt{6M_r}a_h} \quad (2.113)$$

resultando, então, para o 1º harmônico, $N_r = 66,4$.

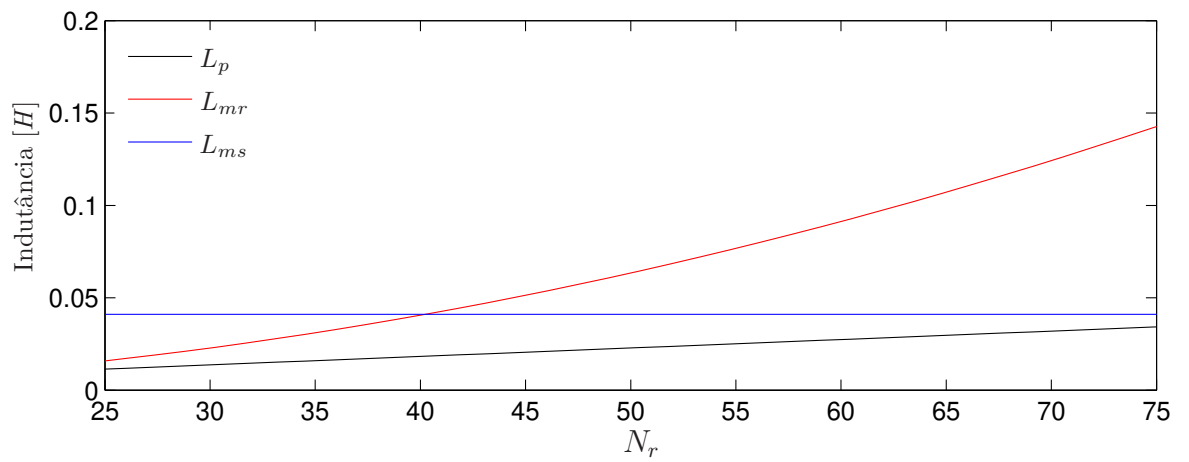
Adotando $L_{lr,dq}^{(h)} = 0$ e supondo $L_{ls} = 0$ e $L_{lr} = 0$, obtêm-se as equações (2.114) e (2.115):

$$L_{mr} = L_{m,dq}^{(h)} \quad (2.114)$$

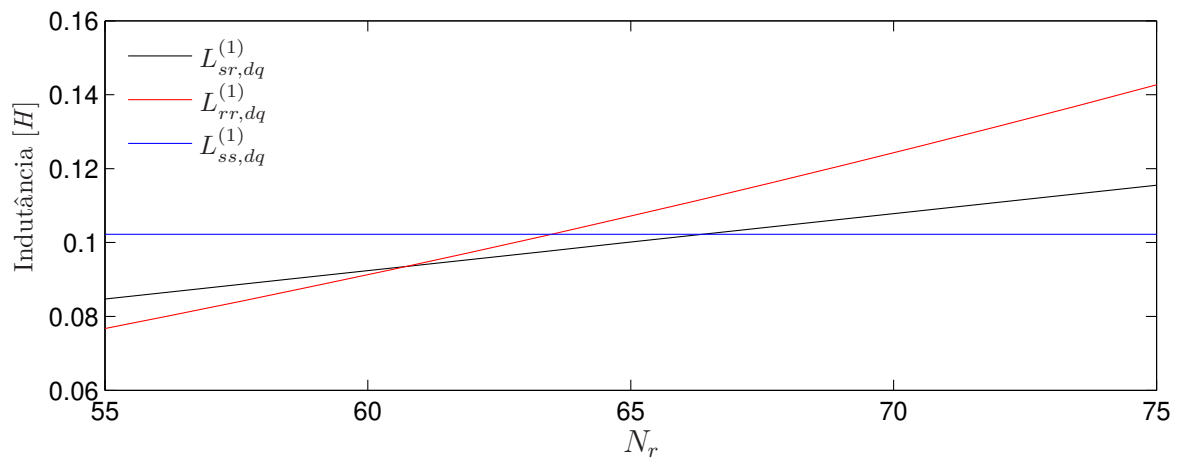
$$N_r = \frac{\sqrt{6M_r}}{2}a_h N_s \quad (2.115)$$

isto é, $N_r = 60,7$.

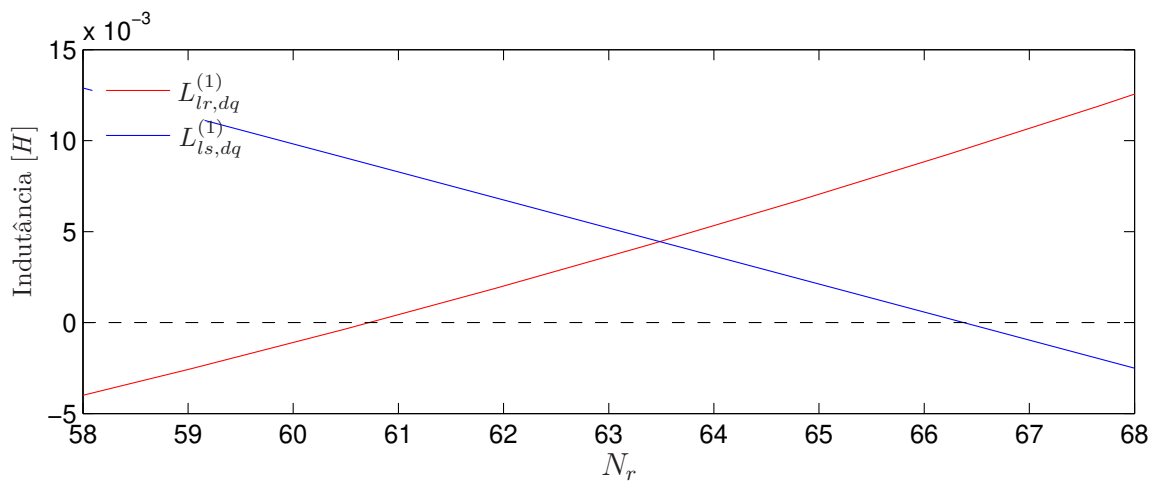
O efeito da variação de N_r pode ser observado graficamente na figura 17(a). O valor máximo da indutância mútua entre o estator e o rotor no referencial natural (L_p) varia linearmente com N_r , enquanto a indutância de magnetização do rotor (L_{mr}) varia



(a) Indutâncias no referencial natural



(b) Indutâncias no referencial síncrono



(c) Indutâncias de dispersão no referencial síncrono

Figura 17 – Cálculo das Indutâncias em função de N_r .

em uma razão quadrática, conforme equações (2.23), (2.27), (2.30) e (2.32). De modo proporcional no referencial síncrono, a indutância mútua entre o estator e o rotor ($L_{m,dq}^{(1)}$) também varia linearmente e a indutância própria do rotor ($L_{rr,dq}^{(1)}$) varia quadraticamente com N_r , figura 17(b).

Na figura 17(c) pode-se verificar que valores de $N_r < 61$ espiras definem valores negativos para a indutância de dispersão do rotor expressa no referencial síncrono ($L_{lr,dq}^{(1)}$), enquanto que valores de $N_r > 66$ levam a uma indutância de dispersão do estator de valor negativo ($L_{ls,dq}^{(1)}$), quando expressa no referencial síncrono. Definindo-se a razão entre a indutância de dispersão e a indutância de magnetização do estator e do rotor, equação (2.116), como sendo aproximadamente iguais ($\sigma_{s,dq}^{(1)} \approx \sigma_{r,dq}^{(1)}$), obtém-se um número de espiras $N_r \approx 63$.

$$\begin{aligned}\sigma_{s,dq}^{(h)} &= \frac{L_{ls,dq}^{(h)}}{L_{m,dq}^{(h)}} \\ \sigma_{r,dq}^{(h)} &= \frac{L_{lr,dq}^{(h)}}{L_{m,dq}^{(h)}}\end{aligned}\tag{2.116}$$

O cálculo teórico dos valores das indutâncias de dispersão no referencial natural não é objeto de estudo do presente trabalho, mas serão determinados a partir dos resultados dos testes de obtenção dos parâmetros do motor no Capítulo 4. Assim, definindo N_r igual a 63 espiras, obtém-se, então, teoricamente, os valores das indutâncias do motor expressos no referencial natural e mostrados na tabela 3. Por sua vez, na tabela 4 são mostrados os respectivos valores obtidos no referencial síncrono, notando que eles são sempre maiores do que aqueles do referencial natural.

Tabela 3 – Indutâncias no referencial natural

Parâmetros	Valores	Unidades
L_{ms}	41,1	mH
L_{mr}	100,7	mH
L_p	28,8	mH

Como o motor, com os parâmetros definidos na tabela 2, possui 10 barras por par de polos, o mesmo é modelado por um rotor equivalente com 5 fases. Assim a indutância de magnetização do 5º harmônico $L_{m,dq}^{(5)}$ é nula, e como as bobinas do estator são concentradas, então a indutância de dispersão do 5º harmônico é igual a do 1º harmônico ($L_{ls,dq}^{(5)} = L_{ls,dq}^{(1)}$).

Tabela 4 – Indutâncias no referencial síncrono

Parâmetros	Valores	Unidades
$L_{m,dq}^{(1)}$	97,0	mH
$L_{ss,dq}^{(1)}$	$102,2 + L_{ls}$	mH
$L_{rr,dr}^{(1)}$	$100,7 + L_{lr}$	mH
$L_{ls,dq}^{(1)}$	$5,2 + L_{ls}$	mH
$L_{lr,dq}^{(1)}$	$3,6 + L_{lr}$	mH

2.5 Conclusão

Neste capítulo é desenvolvido o modelo do motor de indução hexafásico assimétrico com bobinas concentradas e distribuídas no estator, onde o rotor gaiola de esquilo com m_b barras por par de polos é modelado por um equivalente de m_r fases com enrolamento concentrado e passo igual ao ângulo entre ranhuras do rotor α_r . Também analisa a influência do número de barras do rotor e de sua inclinação sobre as funções de enrolamento do rotor, e, conseqüentemente, sobre as indutâncias de magnetização, mútuas entre as fases do rotor, e mútuas entre as fases do estator e do rotor. Adicionalmente, são obtidas as indutâncias de magnetização e as mútuas entre as fases do estator.

A partir do modelo no referencial natural ($abc-xyz$), são derivados os modelos nos referenciais estacionário estatórico-rotórico ($\alpha\beta-mn$) e síncrono (dq), no qual além dos harmônico de baixa ordem, também são considerados os primeiros harmônicos frenantes. Por último, é obtido o circuito equivalente e analisada a influência do número de espiras do rotor equivalente nas indutâncias do motor.

No próximo capítulo é desenvolvido o sistema de controle vetorial com orientação indireta de campo, para reduzir o 5º harmônico da corrente do motor.

3 Controle adaptativo proposto

Neste Capítulo é desenvolvido o sistema de controle vetorial de velocidade por orientação indireta de campo de rotor, para o motor de indução hexafásico assimétrico, com a indutância de magnetização do plano $dq^{(5)}$ igual a zero ($L_{m,dq}^{(5)} = 0$).

Primeiramente, é apresentada uma proposta básica existente na literatura, e na sequência é desenvolvido um controle adaptativo para reduzir o 5º harmônico da corrente de estator, devido a não idealidades presentes no inversor ou no motor, que são geralmente de difícil modelamento.

3.1 Controle Vetorial

O esquema básico do controle vetorial de velocidade do motor de indução hexafásico assimétrico é similar ao do motor de indução trifásico convencional, conforme ilustrado na figura 18.

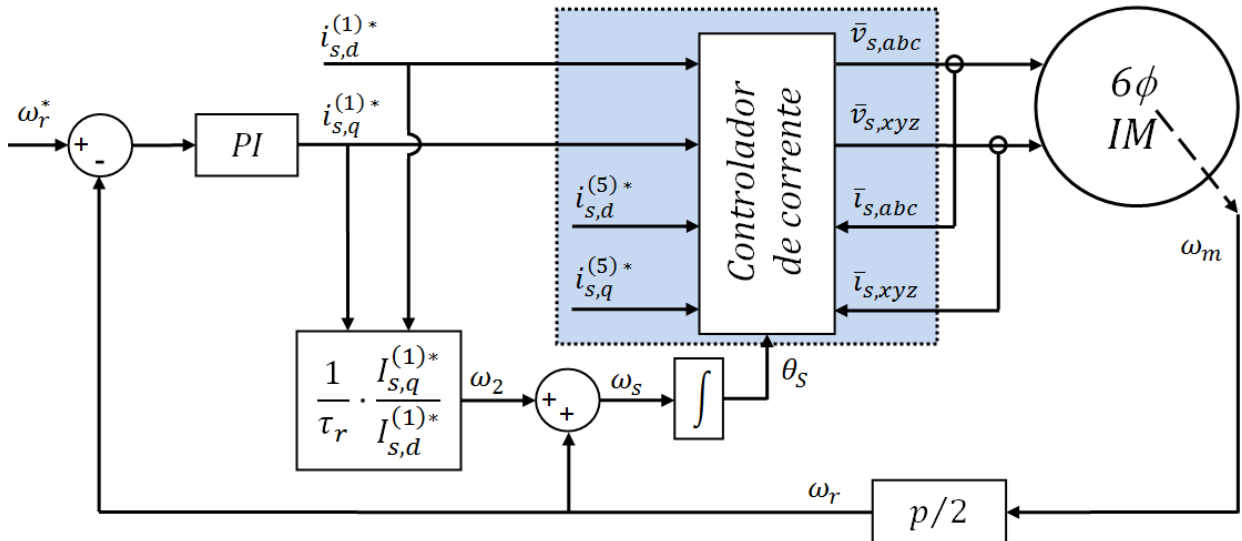


Figura 18 – Controle vetorial por orientação indireta de campo do rotor.

O controlador PI de velocidade gera a referência da corrente de quadratura $i_{sq}^{(1)*}$, também chamada de componente de torque; o fluxo do rotor, por sua vez, é controlado pela corrente de eixo direto $i_{sd}^{(1)*}$, conhecida como corrente de campo. Entretanto, desejar-se controlar a velocidade do motor com fluxo constante, isto é, o valor de referência da corrente $i_{s,d}^{(1)}$ deve ser mantida constante e igual ao valor do motor operando a vazio,

com frequência e tensão nominais. No controle indireto, a frequência de escorregamento ω_2 é determinada pela razão entre a corrente $i_{sq}^{(1)*}$ e o produto $\tau_r i_{sd}^{(1)*}$, como dado pelas equações (3.1) e (3.2).

$$\omega_2 = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{s,q}^{(1)*}}{i_{s,d}^{(1)*}} \quad (3.1)$$

$$\tau_r = L_{rr,dq}^{(1)} / r_r \quad (3.2)$$

O ângulo de orientação é obtido pela integração da soma da frequência de escorregamento ω_2 com a velocidade angular elétrica do rotor ω_r , conforme equação (3.3):

$$\theta_s = \int_{-\infty}^t (\omega_2 + \omega_r) dt \quad (3.3)$$

Porém, diferentemente do motor trifásico, o controle do motor hexafásico possui maior grau de liberdade, devido ao seu maior número de fases. Deste modo, para o motor hexafásico é necessário um par de controladores para o 1º harmônico das correntes do estator, ou seja, as correntes $i_{s,d}^{(1)}$ e $i_{s,q}^{(1)}$ do plano $dq^{(1)}$, e pelo menos um segundo par de controladores para o 5º harmônico das correntes do estator, as correntes $i_{s,d}^{(5)}$ e $i_{s,q}^{(5)}$ do plano $dq^{(5)}$, como ilustrado pelo diagrama de blocos da figura 19, e discutido na seção da revisão bibliográfica do Capítulo 1.

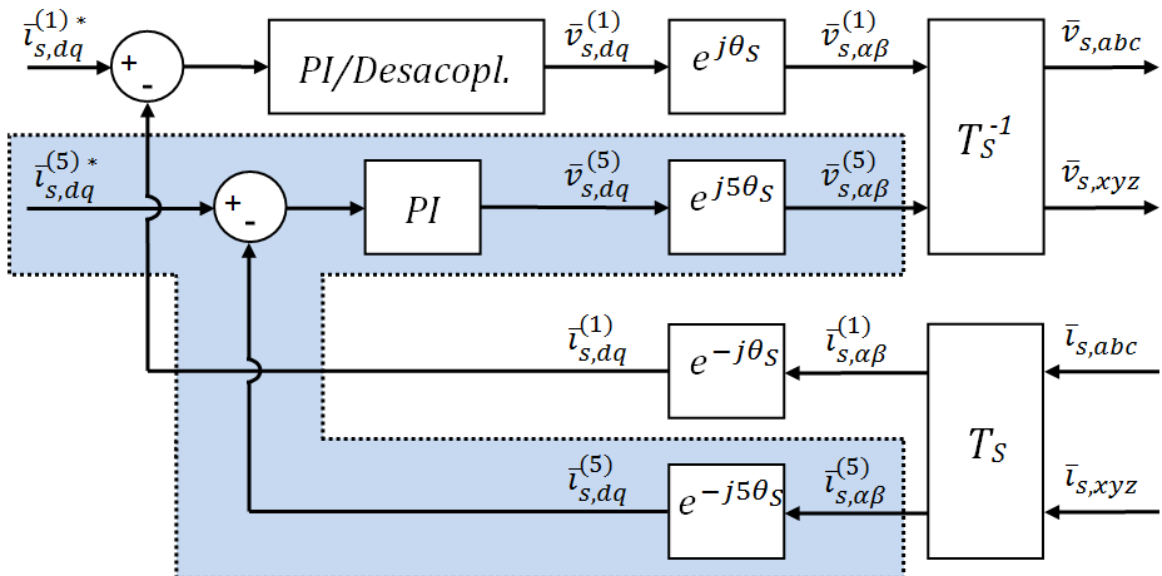


Figura 19 – Controle de corrente do motor hexafásico.

3.1.1 Controle das correntes no plano $dq^{(1)}$

Como o plano $dq^{(1)}$ do motor de indução hexafásico assimétrico é o responsável pela geração de torque eletromagnético, e o modelo do seu circuito equivalente, apresentado na figura 15, é similar ao do motor de indução trifásico, o controle das correntes e o desacoplamento das tensões de eixo direto e de quadratura, no plano $dq^{(1)}$, também são similares ao controle vetorial do motor trifásico (veja figura 20).

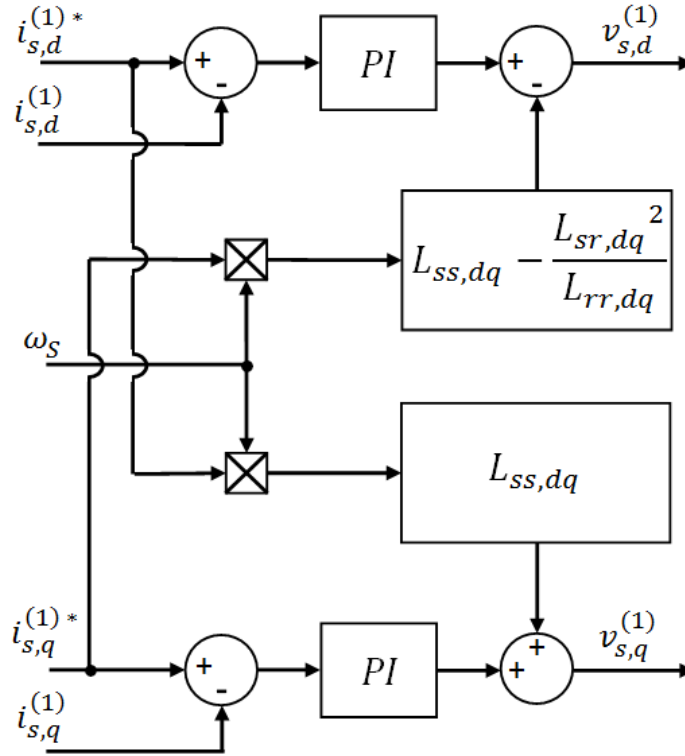


Figura 20 – Controlador de corrente e desacoplamento do 1º harmônico.

Desse modo, são usados controladores PIs para as correntes de eixo direto $I_{s,d}^{(1)}$ e de quadratura $I_{s,q}^{(1)}$, e os parâmetros do circuito equivalente do 1º harmônico para as equações de desacoplamento das tensões $V_{s,d}^{(1)}$ e $V_{s,q}^{(1)}$, encontradas em [85], são dadas por

$$V_{s,d} = r_s I_{s,d} - \underbrace{\omega_s \left(L_{ss,dq} - \frac{L_{sr,dq}^2}{L_{rr,dq}} \right)}_{\text{Eq. de desacoplamento de } V_{s,d}} I_{s,q} \quad (3.4)$$

$$V_{s,q} = r_s I_{s,q} + \underbrace{\omega_s L_{ss,dq} I_{s,d}}_{\text{Eq. de desacoplamento de } V_{s,q}} \quad (3.5)$$

3.1.2 Controle das correntes no plano $dq^{(5)}$

Conforme discutido nos Capítulos anteriores, os harmônicos de corrente presentes no plano $dq^{(5)}$ não contribuem para a geração de torque nos motores multifásicos com

distribuição senoidal do fluxo do estator, pois sua indutância de magnetização é nula para os harmônicos, o mesmo ocorrendo para o 5º harmônico dos motores com rotor de cinco fases, uma vez que para este rotor, o 5º harmônico é uma componente de ordem zero.

Resulta, então, que o modelo do circuito equivalente do plano $dq^{(5)}$ possui uma impedância muito baixa, sendo modelado somente por sua resistência de fase em série com sua indutância de dispersão, como mostrado na figura 16. Ressalte-se que qualquer não idealidade no inversor de potência ou no motor podem gerar valores significativos de harmônicos de corrente no plano $dq^{(5)}$, podendo comprometer a eficiência do motor, pois estas correntes somente geram perdas para o motor. Conclui-se que para obter uma melhor eficiência é necessário introduzir controladores de corrente que reduzam a circulação dessas componentes no motor de indução hexafásico assimétrico.

As correntes de 5º harmônico podem ser de sequência positiva $\bar{i}_{s,dq}^{(5p)}$, negativa $\bar{i}_{s,dq}^{(5n)}$ ou ainda pulsante ($\bar{i}_{s,dq}^{(5p)} + \bar{i}_{s,dq}^{(5n)}$), dependendo do tipo de desbalanceamento presente no sistema. Em [50] é demonstrado que para reduzir o efeito destes desbalanceamentos é necessário introduzir dois pares de controladores PIs (chamado *Dual PI*) somente para o 5º harmônico: um par de controladores no referencial síncrono e outro no anti-síncrono, como pode ser visualizado no diagrama de blocos na figura 21, o controlador síncrono, figura 22(a), somente é capaz de reduzir as correntes de sequência positiva, e o controlador antissíncrono, figura 22(b), somente as correntes de sequência negativa.

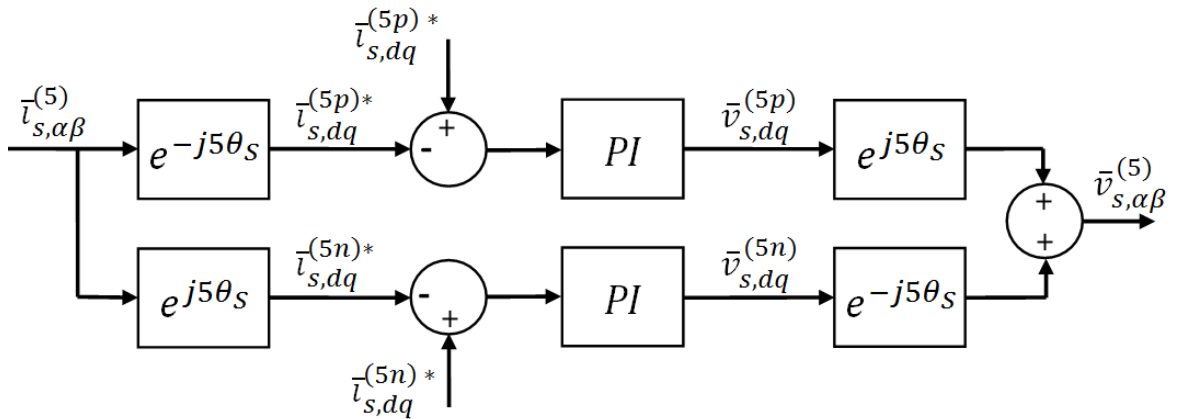


Figura 21 – Controle de Corrente *Dual PI*.

No artigo [50], ainda é proposto um controlador proporcional ressonante anti-síncrono (PR), para compensar harmônicos de corrente gerados devido ao tempo morto de chaveamento do inversor, ou *dead time*, conforme figura 23.

No presente trabalho, o controlador da figura 21, desenvolvido em [50], é usado como referência de controle para fins de comparação com o controlador adaptativo proposto.

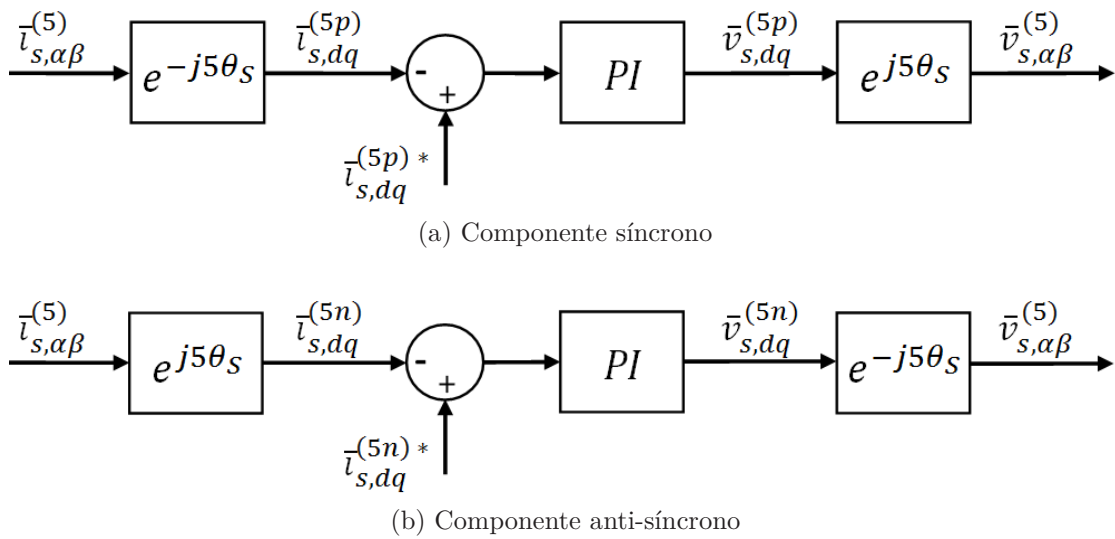


Figura 22 – Controle de Corrente do 5º harmônio.

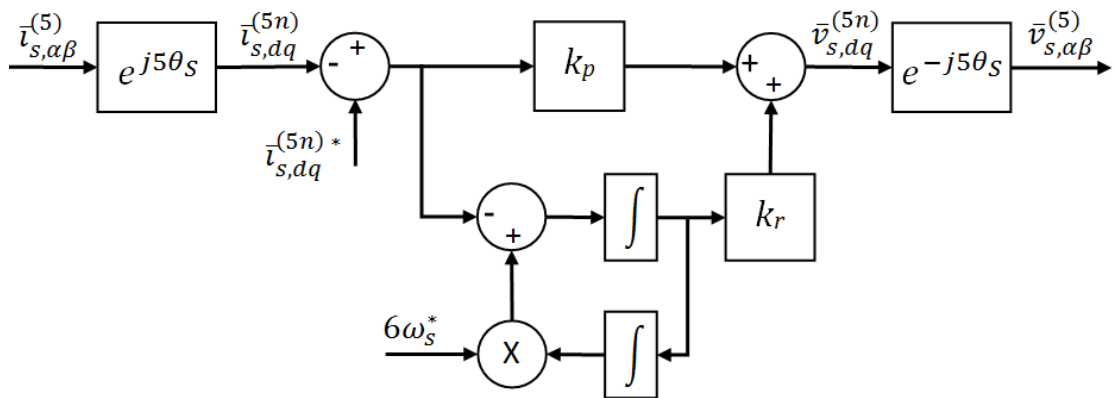


Figura 23 – Controle proporcional ressonante anti-síncrono de corrente.

3.2 Controladores Neurais

As Rede Neurais Artificiais, ou *Artificial Neural Networks* (ANNs) são modelos matemáticos flexíveis que podem implementar controles não lineares [86, 87]. As ANNs com estrutura Perceptron Multicamadas, ou *Multilayer Perceptron* (MLP) e Função de Base Radial, ou *Radial Basis Function* (RBF), são aproximadores universais de funções, sendo capazes de representar qualquer função dentro de um hipercubo unitário [88, 89, 90, 91] e, assim sendo, são usadas frequentemente para mapear funções não lineares complexas ou mesmo sistemas desconhecidos a priori, quando somente um conjunto de dados de entradas e saídas do sistema, que sejam representativos de seu funcionamento estejam disponíveis.

As principais motivações para o uso de controladores ANNs são a possibilidade

de aprendizado a partir de dados [92] e a capacidade de generalização [93, 94], mantendo elevados níveis de desempenho em pontos distintos de funcionamento [95]. Assim, em aplicações de sistemas de controle, os parâmetros livres da rede devem ser ajustados para melhorar o desempenho do controlador neural, de acordo com um algoritmo de treinamento que minimize uma função de erro.

O algoritmo de retropropagação do erro de primeira ou segunda ordem, conhecido como *Back propagation* [94], é provavelmente o método de aprendizado supervisionado mais utilizado no treinamento das ANNs, exigindo a obtenção de um conjunto representativo de dados de entrada e saída do sistema a ser mapeado pela ANN. Em aplicações de controle, o treinamento que usa esse método, geralmente é realizado *off-line*, pois não existe garantia de convergência do algoritmo, além da possibilidade do treinamento convergir para mínimos locais de baixa qualidade, ou ainda de sobre treinamento, ou *overtraining*, o que pode ser catastrófico para o sistema de controle operando em tempo real, ou *on-line*. Assim, para a geração do conjunto de dados do treinamento *off-line* são necessários um ou mais controladores projetados previamente [96, 97], que podem, por sua vez, serem obtidos a partir de testes experimentais ou de simulações computacionais. Esse treinamento, assim feito, limita o desempenho do controlador ANN aos dos controladores usados para gerar os dados mapeados pela rede.

Os métodos de otimização sem diferenciação, tais como o Algoritmo Genético ou *Genetic Algorithm* (GA) e o Otimização por Enxame de Partículas ou *Particle Swarm Optimization* (PSO) são alternativas de treinamento ao método *Back propagation* que requer o projeto prévio de controladores a serem mapeados pelo controlador neural. Na aplicação desses métodos, o controlador pode ser evoluído a partir de uma população de controladores gerados aleatoriamente no espaço de busca da solução, sendo necessário um procedimento de avaliação quantitativa do desempenho do controlador, chamado de Função Objetivo (*Fitness Function*) [98]. Nos métodos de otimização sem diferenciação, o treinamento também deve ser executado *off-line*, pois esse processo também pode divergir ou convergir para mínimos locais de baixa qualidade, além do óbvio desempenho ruim do controlador no início do processo evolutivo.

Sabe-se que o sucesso do processo de treinamento depende da qualidade do modelo implementado na simulação: se o modelo não representar adequadamente o sistema real, mesmo que o processo de treinamento convirja, o controlador neural obtido pode não ter um bom desempenho na aplicação, devido às não idealidades presentes no sistema real. Isto inviabiliza a aplicação desses controladores para controlar o 5º harmônico das corrente do motor de indução hexafásico assimétrico, conforme discutido anteriormente, devido à baixa impedância do modelo do circuito para o 5º harmônico, pequenas não idealidades no inversor ou no motor podem levar a correntes significativas no 5º harmônico.

3.2.1 B-spline Neural Network

As Redes de Memórias Associativas ou *Associative Memory Networks* (AMNs) são uma classe de ANNs que apresentam um rápido processo de aprendizado, sendo aplicadas em sistemas de controle não lineares e adaptativos que apresentam perturbações repetitivas ou previsíveis, requerendo, portanto, treinamento *on-line* [99]. Dentre os diferentes tipos de AMNs, a *B-spline Neural Network* (BSNN) é aplicada neste trabalho por apresentar uma implementação simples, com baixo custo computacional, mantendo as principais vantagens das AMNs [100], a saber:

- Não apresentar mínimos locais, pois sua saída é uma função linear dos pesos.
- Possuir aprendizado local - o mapeamento de um conjunto de entrada/saída afeta somente um pequeno número de pesos, porque a maior parte das funções da rede apresenta saída igual a zero.
- Apresentar precisão ajustável - a escolha adequada do tipo e do número de funções base permite melhorar a precisão da representação do sistema.

As suas principais desvantagens são as seguintes:

- Aumento exponencial do número de pesos com o número de entradas, o que pode inviabilizar algumas aplicações.
- Em regiões com poucos dados de entrada, devido à característica de aprendizado, elas apresentam baixa capacidade de generalização.

A BSNN tem sido usada com sucesso no treinamento *on-line*, em aplicações de controle adaptativo de processos repetitivos, tais como, estimador de parâmetros de um motor a relutância [101, 102], controle de trajetória de um robô móvel [103] e com especial interesse para o presente trabalho, no controle de corrente de um motor linear monofásico a imã permanente, acionando uma carga não linear e periódica [104].

Por ser um sistema intermediário entre as ANNs e os sistemas Fuzzy, a BSNN pode ser interpretada como um conjunto de regras fuzzy que permitem o aprendizado de suas regras, ou seja: o algoritmo de treinamento pode ser interpretado como um método automático de adquirir o conhecimento Fuzzy, decidindo qual variável é importante, bem como o número necessário de regras para representar adequadamente uma função desconhecida [99].

Como outras AMNs, a saída da BSNN é formada pela combinação linear de um conjunto de n funções base definido no espaço de entrada m -dimensional, conforme a equação 3.6, e representado graficamente na figura 24.

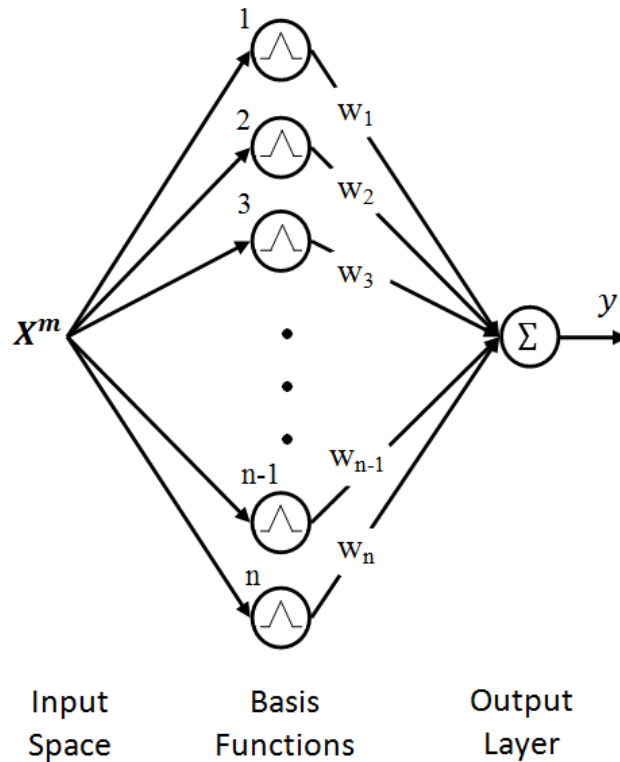


Figura 24 – B-spline Neural Network.

$$y = \sum_{i=1}^n B_i(\mathbf{X}^m)w_i \quad (3.6)$$

onde y é o valor da saída da BSNN, \mathbf{X}^m é o vetor de entrada de dimensão m , w_i é o peso relacionado com a função base B_i , e n é o número de funções base e de pesos da rede.

3.2.1.1 Funções de base da BSNN

Existe uma grande variedade de funções base propostas na literatura para as BSNN. Na figura 25, visualiza-se uma função base de segunda ordem, definida na equação (3.7), com somente uma variável de entrada. Geralmente, as funções base são distribuídas uniformemente ao longo do espaço de entrada, que para funções periódicas varia entre 0 e 2π , conforme figura 26.

$$B_1 = \begin{cases} 1 + \frac{x}{d/2} & \text{se } \left(-\frac{d}{2} < x \leq 0\right) \\ 1 - \frac{x}{d/2} & \text{se } \left(0 < x < \frac{d}{2}\right) \\ 0 & \text{se } \left(x \leq -\frac{d}{2}\right) \text{ ou } \left(x \geq \frac{d}{2}\right) \end{cases} \quad (3.7)$$

onde d é a largura de abertura da função base, isto é, a região onde a função base assume valores diferentes de zero.

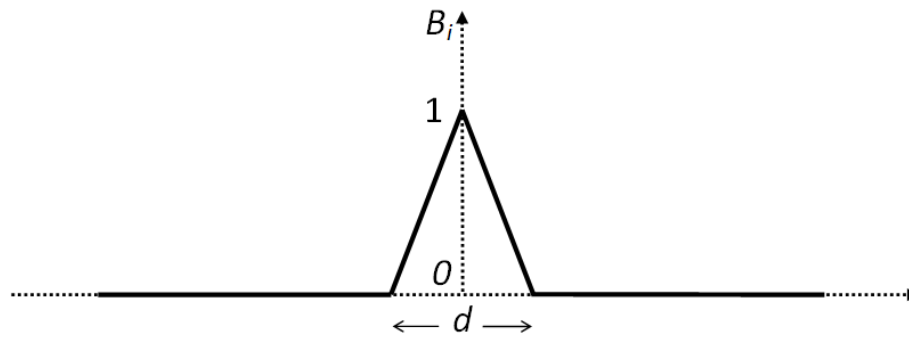


Figura 25 – Função Base de segunda ordem e uma variável.

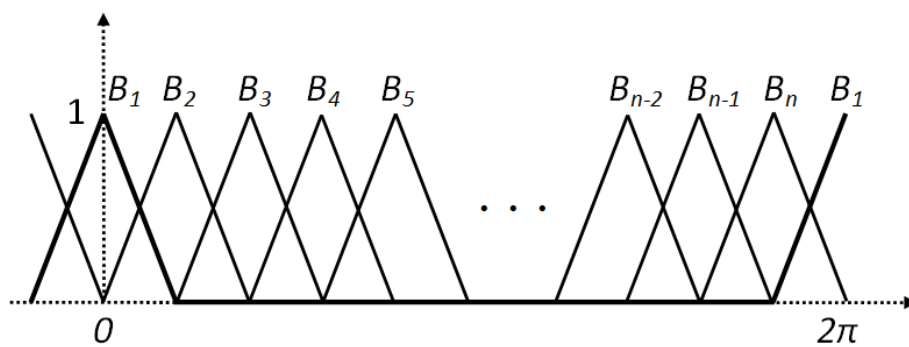


Figura 26 – Conjunto de funções Base.

A ordem da função é entendida com o número de funções base com valor diferente de zero em um ponto qualquer no espaço de entrada. Assim, para a função base de segunda ordem e para qualquer valor de entrada, somente duas funções assumem valores diferentes de zero, sendo que o somatório das funções base deve ser sempre igual a um para qualquer valor do vetor de entrada \mathbf{X}^m , conforme dado pela equação (3.8). Este é um requisito para qualquer tipo de função base proposta para uma BSNN.

$$1 = \sum_{i=1}^n B_i(x) \tag{3.8}$$

A escolha do número n de funções base da BSNN depende da ordem dos harmônicos de frequência presentes na função desejada. Sinais suaves podem ser obtidos com um pequeno número de funções B_i com a base d mais ampla, porém sinais com variações mais acentuadas são obtidas com um grande número de funções B_i com a base d mais estreita.

Redes com pequeno número de funções base, que geram sinais suaves, podem ser interpretadas como filtros passa baixa, uma vez que não são capazes de gerar sinais com frequência elevada, maior que o número de funções base por ciclo.

3.2.1.2 Treinamento da BSNN

O treinamento *on-line* ajusta os pesos da BSNN de forma iterativa para minimizar a função do erro ε e, assim, reproduzir uma função desejada na saída da rede. Trata-se de um processo de treinamento supervisionado, conhecido como aprendizado por correção do erro ou, ainda, por "Regra Delta" ou "Regra Widrow-Hoff" [94], no qual o ajuste é proporcional ao produto entre o erro e o valor da respectiva função base B_i , conforme equações (3.9) e (3.10).

$$w_i(k+1) = w_i(k) + \Delta w_i(k) \quad (3.9)$$

$$\Delta w_i(k) = \eta \varepsilon(k) B_i(x(k)) \quad (3.10)$$

onde $w_i(k+1)$ e $w_i(k)$ são respectivamente os valores do novo e de antigo do peso i , $\Delta w_i(k)$ é o valor do ajuste do peso, η é a taxa de aprendizado, k e $k+1$ são as amostragens atual e próxima, respectivamente.

As equações (3.9) e (3.10) também podem ser formalmente obtidas a partir do algoritmo de Mínimo Quadrado Médio ou *Least Mean Square* (LMS) [99, 100, 94]. Observe que para o processo de treinamento *on-line* é necessário que o erro ε seja mensurável e proporcional ao valor do peso w_i ou, em outras palavras, que o erro e o peso tenham correlação. Para sistemas de controle pode ser adotada como função de erro ε a diferença entre a referência e a variável de controle.

O valor da taxa de aprendizado determina a velocidade de convergência do processo, um valor muito pequeno pode prejudicar o desempenho do treinamento *on-line*. De outro modo, um valor muito elevado pode gerar oscilação ou mesmo instabilidade, quando a rede for aplicada a um sistema de controle.

Note que para as funções base de segunda ordem, conforme comentado na seção anterior, somente duas funções assumem valores diferentes de zero. Logo somente dois pesos sofrem atualizações, ou seja, o treinamento somente influencia os pesos das funções na região do vetor de entrada, caracterizando um aprendizado local. Este fato, em contrapartida, reduz a capacidade de generalização da BSNN em regiões do espaço de entrada onde a rede não foi treinada ou onde há poucos dados disponíveis para o ajuste dos pesos.

Porém, em processos repetitivos ou periódicos, a BSNN tenderá a ajustar o perfil do sinal de saída para reduzir o erro ε , e a velocidade deste ajuste depende do valor adotado para a taxa de aprendizado η .

O algoritmo LMS é muito interessante para aplicações em tempo real, pois apresenta uma implementação simples, baixo custo computacional e independe do modelo, o que o torna robusto e atrativo como algoritmo de ajuste de um controlador para o 5º

harmônico das correntes do motor de indução hexafásico assimétrico, devido à baixa impedância do modelo do motor para o 5º harmônico.

3.3 Proposta de Controle P - $BSNN$ das correntes no plano $dq^{(5)}$

Na figura 27, um diagrama de blocos ilustra a proposta de controlador P - $BSNN$ para os harmônicos de corrente presentes no plano $dq^{(5)}$ do motor de indução hexafásico assimétrico, dadas por $i_{s,d}^{(5)}$ e $i_{s,q}^{(5)}$, cuja saída são as tensões de controle do 5º harmônico de eixo direto e de quadratura, $v_{s,d}^{(5)}$ e $v_{s,q}^{(5)}$.

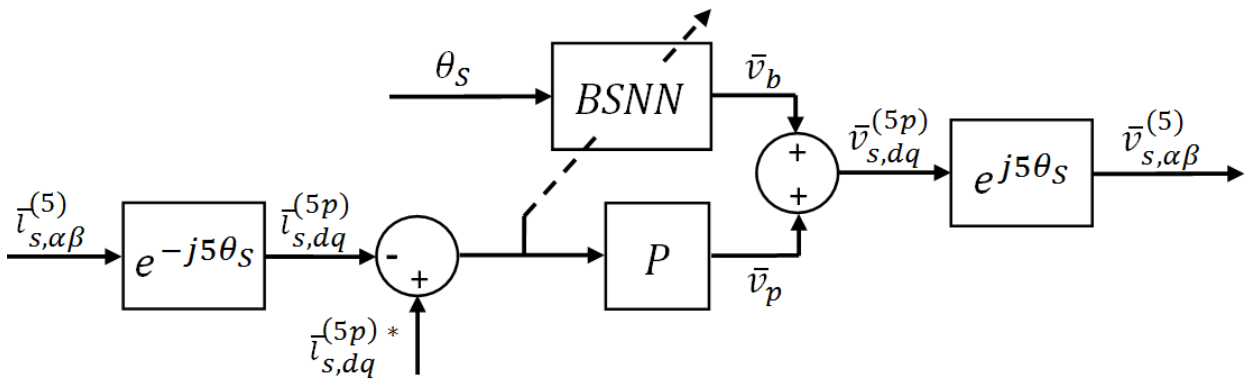


Figura 27 – Proposta de controlador P - $BSNN$.

Um controlador BSNN trabalha em paralelo com um controlador puramente proporcional P , a rede tem a função de eliminar o erro em regime permanente, enquanto o ganho proporcional visa melhorar o desempenho durante os transitórios. Observe que as variáveis de controle $v_{s,d}^{(5)}$ e $v_{s,q}^{(5)}$ são geradas pela soma das saídas dos controladores BSNN e P , isto é, \bar{v}_b e \bar{v}_p , dadas pelas equações (3.11) e (3.12).

$$v_{s,d}^{(5)}(k) = v_{b,d}(k) + v_{p,d}(k) \quad (3.11)$$

$$v_{s,q}^{(5)}(k) = v_{b,q}(k) + v_{p,q}(k) \quad (3.12)$$

Como o 5º harmônico da indutância de magnetização é nulo, não existe acoplamento entre o eixo direto e o de quadratura e, desse modo, não é necessário um bloco de desacoplamento, diferentemente do que acontece com o 1º harmônico.

A topologia do controle BSNN proposto e ilustrado na figura 27 é conhecida na literatura com *Learning Feed-Forward Control* (LFFC) [100], pois apesar da realimentação do erro atuar na lei de treinamento da rede, a saída da BSNN em uma dada amostragem

depende somente do ângulo de entrada θ_s , não possuindo uma malha de realimentação direta do erro da corrente com o valor de saída da função base B_i .

A figura 28 exibe com mais detalhes a configuração da BSNN. De acordo com figura 26 e a análise realizada na seção anterior, as funções base $B_i(x)$ são distribuídas uniformemente no espaço de entrada, sendo a única entrada x igual ao ângulo de orientação do controle θ_s , e a largura da base d das funções base B_i é igual a $4\pi/n$.

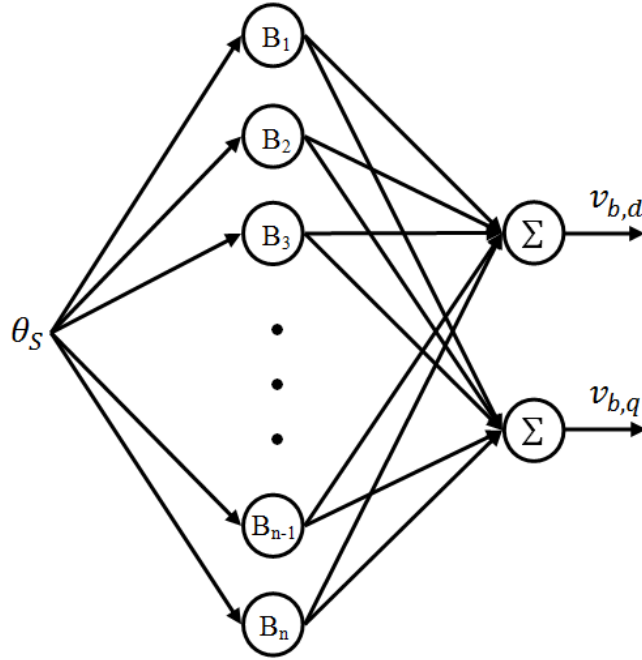


Figura 28 – Controlador BSNN proposto para o controle do 5º harmônico.

Note que, diferentemente da configuração proposta na literatura para a BSNN, apresentada na figura 24, nesta proposta, para o mesmo conjunto de funções base, a rede possui dois vetores de pesos w_i^d e w_i^q , e duas saídas $v_{b,d}$ e $v_{b,q}$, calculadas respectivamente pelas equações (3.13) e (3.14).

$$v_{b,d}(k) = \sum_{i=1}^n B_i(\theta_s) w_i^d(k) \quad (3.13)$$

$$v_{b,q}(k) = \sum_{i=1}^n B_i(\theta_s) w_i^q(k) \quad (3.14)$$

onde w_i^d e w_i^q são os pesos ligados às saídas $v_{b,d}$ e $v_{b,q}$, respectivamente.

Embora o custo computacional dos cálculos aumente com o número n de funções base – ver equações (3.13) e (3.14) – o fato de somente duas funções assumirem valores diferentes de zero faz com que seja necessário executar apenas a soma de dois termos consecutivos do somatório das equações (3.13) e (3.14), e como as funções estão distribuídas uniformemente no espaço de entrada, para obter a posição das duas funções

não nulas, basta tomar a parte inteira da divisão de θ_s por $d/2$, somando com 1 e 2, para obter os índices inicial e final, respectivamente, assim não é necessário testar o valor da saída de todas as funções.

Desse modo, o custo computacional do cálculo independe do número de funções base. Note que, como o valor do ângulo θ_s é o mesmo para as duas redes, o valor da função $B_i(\theta_s)$ também é o mesmo para a amostragem considerada.

Conclui-se então, que somente a quantidade de memória necessária para armazenar o vetor com os valores dos pesos é impactada pelo aumento do número n de funções base.

O valor anteriormente calculado para a função base $B_i(\theta_s)$, também é usado no cálculo do ajuste dos pesos das BSNNs, w_i^d e w_i^q , e são dadas, respectivamente, pelas equações (3.15) e (3.16).

$$w_i^d(k+1) = w_i^d(k) + \eta \varepsilon_i^d(k) B_i(\theta_s(k)) \quad (3.15)$$

$$w_i^q(k+1) = w_i^q(k) + \eta \varepsilon_i^q(k) B_i(\theta_s(k)) \quad (3.16)$$

sendo que os erros das correntes de eixo direto e de quadratura, ε_i^d e ε_i^q , são calculados, respectivamente, pelas equações (3.17) e (3.18).

$$\varepsilon_i^d(k) = i_{s,d}^{(5)*}(k) - i_{s,d}^{(5)}(k) \quad (3.17)$$

$$\varepsilon_i^q(k) = i_{s,q}^{(5)*}(k) - i_{s,q}^{(5)}(k) \quad (3.18)$$

Novamente, pelo fato de somente duas funções base assumirem valores diferentes de zero, somente os dois pesos associados a essas duas funções são atualizados, contribuindo também para a redução do custo computacional dos cálculos.

Por último, o cálculo do controle proporcional $v_{p,d}$ e $v_{p,q}$ é executado empregando as equações (3.19) e (3.20), respectivamente:

$$v_{p,d}(k) = k_{p,d} \varepsilon_i^d(k) \quad (3.19)$$

$$v_{p,q}(k) = k_{p,q} \varepsilon_i^q(k) \quad (3.20)$$

onde $k_{p,d}$ e $k_{p,q}$ são, respectivamente, os ganhos proporcionais das saídas de eixo direto e de quadratura.

Os fluxogramas representativos e resumidos do cálculo do controle P -BSNN e da função B_i são mostrados nas figuras 29 e 30, respectivamente. A simplicidade dos

cálculos e da implementação do controle proposto é evidente, dado que são considerados nos cálculos apenas as duas funções base B_i que assumem valores diferentes de zero por ciclo da amostragem e, portanto, o laço presente no fluxograma do controle P - $BSNN$, mostrado na figura 29, somente é executado duas vezes. No Apêndice B é detalhado o algoritmo do cálculo do controlador P - $BSNN$.

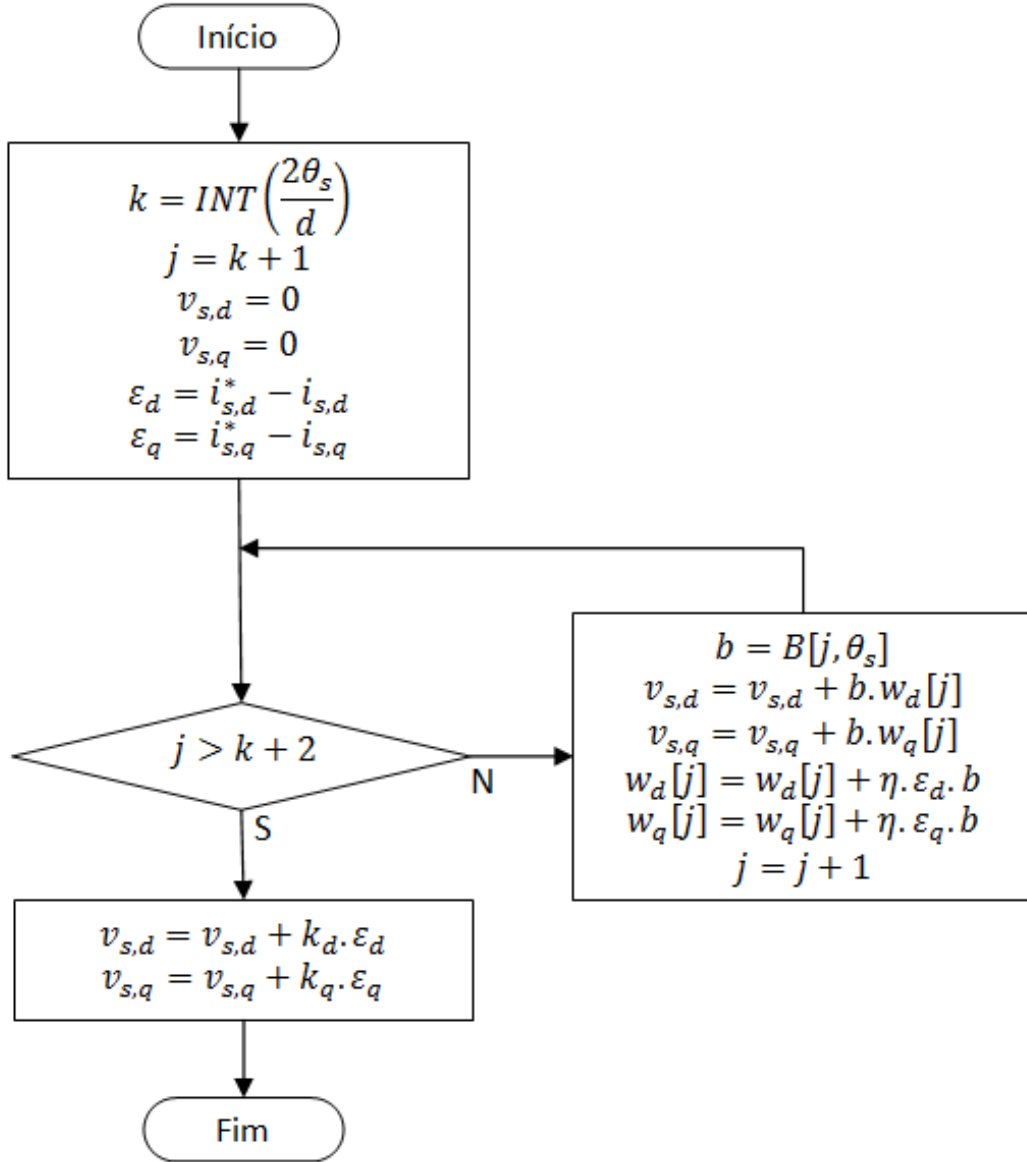


Figura 29 – Fluxograma resumido do controle P - $BSNN$.

Assim, ao final de cada período ω_s do regime permanente do sistema controlado, o controle tenderá a ajustar a forma das tensões nas saídas da rede, $v_{b,d}$ e $v_{b,q}$, de modo a reduzir o erro do 5º harmônico das componentes de corrente, $i_{s,d}^{(5)}$ e $i_{s,q}^{(5)}$, sendo que a velocidade deste ajuste depende do valor adotado para a taxa de aprendizado η .

Como o valor do erro tende para zero, as saídas do controle proporcional, mostradas na figura 27, $v_{p,d}$ e $v_{p,q}$, também tendem para zero. Esse controlador tem a função de

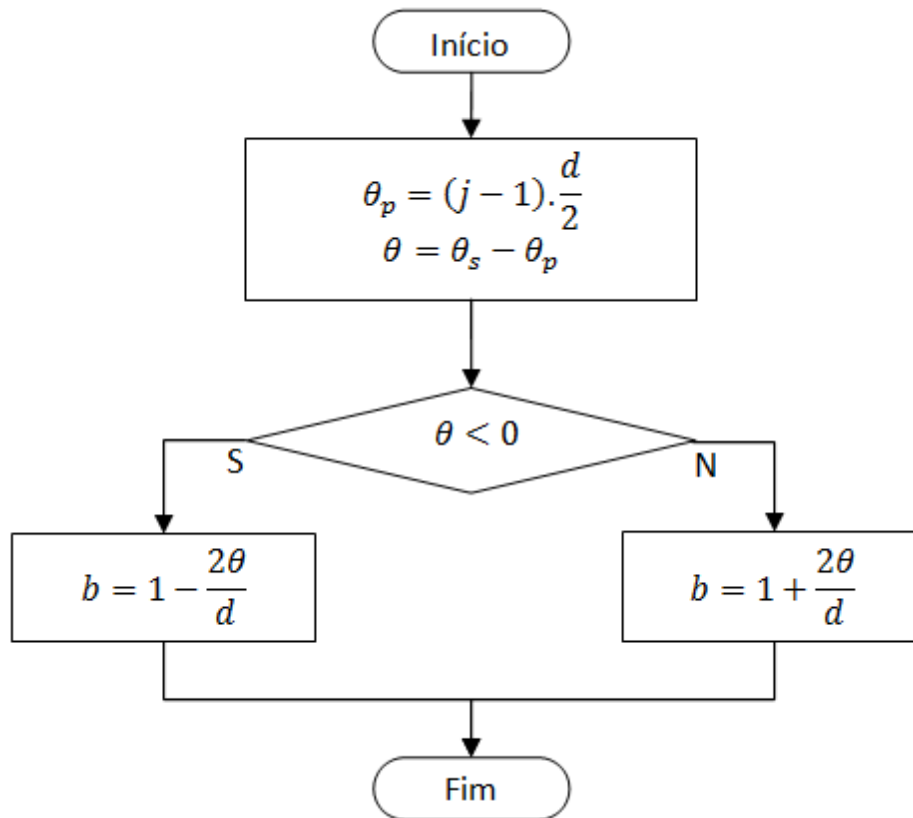


Figura 30 – Fluxograma resumido do cálculo da função B_i .

melhorar o desempenho transitório do sistema, pois as saídas $v_{b,d}$ e $v_{b,q}$ do controle BSNN, figura 27, precisam de alguns ciclos para se adaptarem às novas condições de funcionamento, como mudanças na carga ou na velocidade do motor.

3.4 Conclusão

Neste Capítulo é apresentado o controle vetorial com orientação indireta de campo, sendo inicialmente apresentada, para efeito de comparação, uma proposta de controle presente na literatura. Posteriormente, são discutidas algumas vantagens e limitações das ANNs, bem como seus processos de treinamento, aplicados a sistemas de controle. Por fim, é proposto um controle adaptativo baseado na BSNN com treinamento *on-line*, com o objetivo de reduzir o 5º harmônico da corrente do motor do indução hexafásico assimétrico sob teste.

4 Resultados de simulação digital e experimentais

Para validação do modelo e do controle desenvolvidos são executadas simulações utilizando o software *Matlab/Simulink* e testes experimentais em uma bancada, cujos elementos de potência são uma máquina de indução hexafásica assimétrica de $5kVA$, $127V/60Hz$, com os parâmetros definidos na Tabela 2, e dois inversores trifásicos com uma frequência de chaveamento de $5kHz$. Para simular a carga desse motor hexafásico, a bancada tem uma máquina de indução trifásica para funcionar no modo gerador de $10kVA$, $220V/60Hz$ e um inversor trifásico conectado aos seus terminais de estator. Para que a energia elétrica gerada pela "carga" seja realimentada ao sistema de potência da bancada, o barramento dos três inversores são interconectados. Um sistema de aquisição de dados e de controle em tempo real, o *dSPACE DS1104*, é programado por intermédio do software *Matlab/Simulink*. O diagrama de blocos ilustrativo do sistema completo - bancada de testes e sistema de controle - é mostrado na figura 31 e nas fotos do Apêndice C.

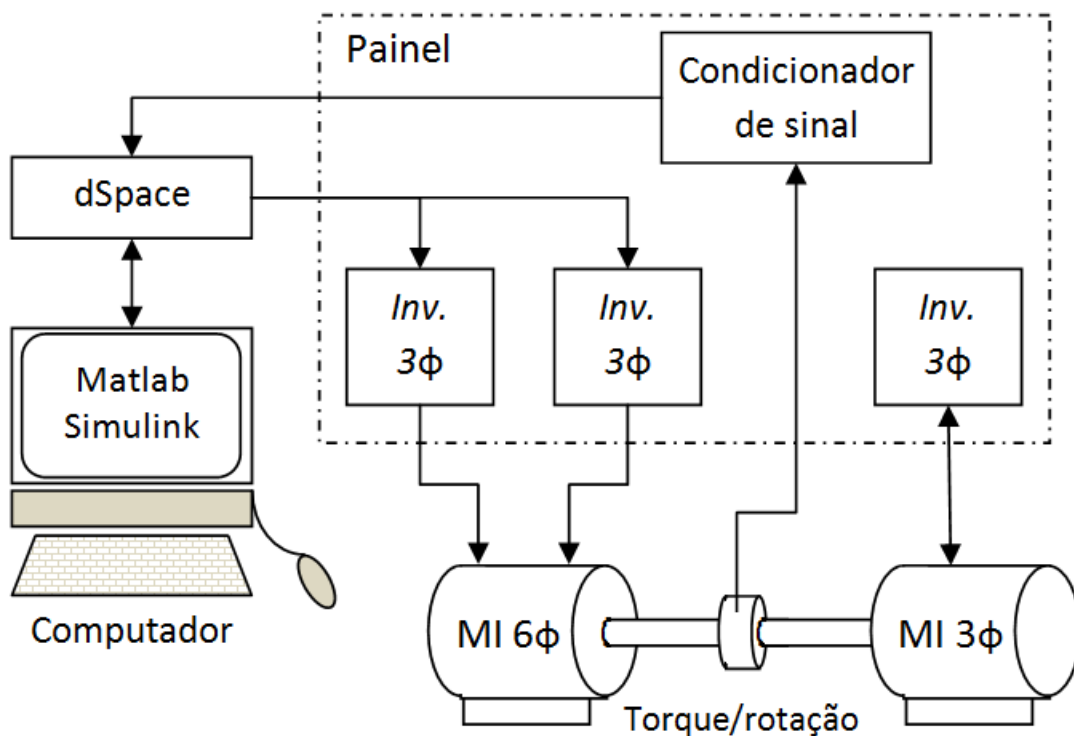


Figura 31 – Diagrama de blocos ilustrativo do sistema completo.

4.1 Obtenção dos parâmetros do motor

Para a máquina hexafásica assimétrica sob estudo, os parâmetros do modelo proposto são determinados a partir dos ensaios a vazio e de rotor bloqueado, cujos dados nominais são mostrados na Tabela 2 da seção 2.4. Por sua vez, os respectivos resultados dos ensaios são apresentados nas Tabelas 5 e 6, para o 1º e o 5º harmônicos, respectivamente.

Tabela 5 – Testes do 1º harmônico.

Parâmetros	Ensaio a vazio	Rotor bloqueado
Tensão [V]	126,7	49,6
Corrente [A]	3,46	6,44
Potência Ativa [W]	-	528,2
Potência Reativa [VAr]	2628,7	1845,8
Indutância [mH]	97,1	16,6
Resistência [Ω]	-	2,1

Tabela 6 – Testes do 5º harmônico

Parâmetros	Ensaio a vazio	Rotor bloqueado
Tensão [V]	42	42
Corrente [A]	2,13	2,11
Potência Reativa [VAr]	449	468,5
Indutância [mH]	8,8	9,3

As expressões das reatâncias, das indutâncias e da resistência de rotor em função das potências ativa e reativa, e da corrente de estator, medidas nos testes a vazio e rotor bloqueado, são dadas pelas equações (4.1), (4.2) e (4.3), respectivamente:

$$x_k^{(h)} = \frac{Q_k^{(h)}}{6(I_k^{(h)})^2} \quad (\text{reatâncias}) \quad (4.1)$$

$$L_k^{(h)} = \frac{x_k^{(h)}}{h\omega_s} \quad (\text{indutâncias}) \quad (4.2)$$

$$r_b = \frac{P_b}{6(I_b^{(1)})^2} \quad (\text{resistência de rotor de rotor bloqueado}) \quad (4.3)$$

onde $x_k^{(h)}$, $L_k^{(h)}$, $Q_k^{(h)}$ e $I_k^{(h)}$ são a reatância, indutância, potência reativa e corrente nos testes, h é a ordem do harmônico, k indica se os valores referem-se ao teste a vazio ($k = 0$) ou ao de rotor bloqueado ($k = b$), ω_s é a frequência de acionamento do motor, r_b e P_b são a resistência e a potência ativa no teste de rotor bloqueado.

Nos testes a vazio e de rotor bloqueado relativos ao 5º harmônico de tensão, a indutância de magnetização é nula, não há acoplamento entre os circuitos do estator e do rotor. Assim sendo, o cálculo da indutância de dispersão pode ser feito em qualquer velocidade, pois seu valor não depende do escorregamento, conforme pode ser verificado no resultado dos teste para o 5º harmônico na Tabela 6, onde os valores para a indutância nos testes a vazio e de rotor bloqueado são similares.

Como o circuito equivalente para o plano $dq^{(1)}$ do motor hexafásico assimétrico no referencial síncrono é idêntico ao do motor trifásico convencional, seus parâmetros podem ser calculados de modo análogo ao do motor trifásico, pelas equações (4.4), (4.5), (4.7) e (4.8), conforme apresentado em [105], sendo que a reatância própria do estator $x_{ss,dq}^{(1)}$ é igual a reatância do teste a vazio $x_0^{(1)}$ e a resistência do estator r_s é obtida mediante a aplicação tensão contínua no estator. Os parâmetros do circuito equivalente são apresentados na Tabela 7.

$$r_r = \frac{r_b - r_s}{(k_{xr}^{(1)})^2} \quad (4.4)$$

$$x_{m,dq}^{(1)} = \frac{x_{ss,dq}^{(1)} - x_b^{(1)}}{k_{xr}^{(1)}} \quad (4.5)$$

$$k_{xr}^{(1)} = \frac{x_{m,dq}^{(1)}}{x_{rr,dq}^{(1)}} \quad (4.6)$$

$$x_{ls,dq}^{(1)} = x_{ss,dq}^{(1)} - x_{m,dq}^{(1)} \quad (4.7)$$

$$x_{lr,dq}^{(1)} = \alpha_l^{(1)} x_{ls,dq}^{(1)} \quad (4.8)$$

$$\alpha_l^{(1)} = \frac{x_{lr,dq}^{(1)}}{x_{ls,dq}^{(1)}} \quad (4.9)$$

onde $\alpha_l^{(1)}$ é definido igual a um.

Pelo fato de não se conhecer o valor de $k_{xr}^{(1)}$, utiliza-se uma expressão aproximada [105], dada por

$$k_{xr}^{(1)} \simeq 1 - \frac{x_b^{(1)}}{2x_s^{(1)}} \quad (4.10)$$

No cálculo das indutâncias de dispersão, o seguinte procedimento é adotado:

- Cálculo no referencial síncrono $dq^{(1)}$, utilizando os parâmetros do teste experimental, Tabela 7, a razão entre a indutância de dispersão e a indutância de magnetização,

Tabela 7 – Parâmetros no referencial síncrono - testes experimentais

Parâmetros	Valores	Unidades
r_s	1,31	Ω
r_r	1	Ω
$L_{m,dq}^{(1)}$	86,2	mH
$L_{ss,dq}^{(1)}$	97,1	mH
$L_{rr,dr}^{(1)}$	97,1	mH
$L_{ls,dq}^{(1)}$	10,9	mH
$L_{lr,dq}^{(1)}$	10,9	mH
$\sigma_{s,dq}^{(1)}$	0,127	
$\sigma_{r,dq}^{(1)}$	0,127	

para o estator e o rotor, respectivamente, $\sigma_{s,dq}^{(1)}$ e $\sigma_{r,dq}^{(1)}$, são obtidos pela equação (2.116).

$$\sigma_{s,dq}^{(1)} = 0,127$$

$$\sigma_{r,dq}^{(1)} = 0,127$$

- Conhecidos os valores dos coeficientes de dispersão $\sigma_{s,dq}^{(1)}$ e $\sigma_{r,dq}^{(1)}$ e substituídos na equação (2.116), juntamente com a indutância de magnetização determinada teoricamente (Tabela 4), para obter as devidas indutâncias de dispersão ($L_{ls,dq}^{(1)}$ e $L_{lr,dq}^{(1)}$), apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8 – Cálculo teórico das indutâncias

Parâmetros	Valores	Unidades
L_{ls}	7,1	mH
L_{lr}	8,7	mH
σ_s	0,171	
σ_r	0,086	
$L_{m,dq}^{(1)}$	97,0	mH
$L_{ss,dq}^{(1)}$	109,3	mH
$L_{rr,dr}^{(1)}$	109,3	mH
$L_{ls,dq}^{(1)}$	12,3	mH
$L_{lr,dq}^{(1)}$	12,3	mH

- Determinados os valores $L_{ls,dq}^{(1)}$ e $L_{lr,dq}^{(1)}$ e substituídos na equação (4.11), obtêm-se os valores teóricos das indutâncias de dispersão L_{ls} e L_{lr} expressas no referencial natural ($abc-xyz$), como colocados na Tabela 8.

$$\begin{aligned} L_{ls} &= L_{ls,dq} - 5,2 \\ L_{lr} &= L_{lr,dq} - 3,6 \end{aligned} \quad (4.11)$$

- A partir da substituição dessas indutâncias de dispersão na equação (4.12), obtêm-se os coeficientes de dispersão σ_s e σ_r definidos no sistema natural ($abc-xyz$), como apresentados na Tabela 8.

$$\begin{aligned} \sigma_s &= \frac{L_{ls}}{L_{ms}} \\ \sigma_r &= \frac{L_{lr}}{L_{mr}} \end{aligned} \quad (4.12)$$

- Finalmente, são obtidas a indutância mútua entre estator e rotor L_p , e as indutâncias de magnetização do estator e do rotor, respectivamente L_{ms} e L_{mr} , a partir dos dados experimentais, elas são explicitadas nas equações (2.106), resultando

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{2}{\sqrt{6}m_r a_1} L_{m,dq}^{(1)} \\ L_{ms} &= \frac{L_{ss,dq}^{(1)}}{\sigma_s + k_{s1}} \\ L_{mr} &= \frac{L_{rr,dq}^{(1)}}{\sigma_s + 1} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Os respectivos valores destas indutâncias são apresentados na Tabela 9.

Este procedimento é necessário para obtenção final dos parâmetros obtidos a partir dos cálculos teóricos e dos ensaios experimentais, devido ao fato de os valores teóricos das indutâncias de dispersão no referencial natural ($abc-xyz$) não terem sido calculados. Para sua determinação adotou-se que os coeficientes de dispersão nos referenciais natural ($abc-xyz$) e síncrono (dq) são iguais tanto para os cálculos teóricos quanto para os ensaios experimentais. Adotando-se esta consideração, conclui-se que os valores das indutâncias obtidos a partir dos testes experimentais são 11% menores do que as obtidas a partir dos cálculos teóricos.

Tabela 9 – Parâmetros no referencial natural: testes experimentais

Parâmetros	Valores	Unidades
r_s	1,31	Ω
r_r	1	Ω
L_{ms}	36,5	mH
L_{mr}	89,4	mH
L_p	25,5	mH
L_{ls}	6,3	mH
L_{lr}	7,69	mH
σ_s	0,171	
σ_r	0,086	

4.2 Resultados do sistema em malha aberta

Simulações computacionais e testes experimentais de partida livre, aplicação e remoção de degrau de carga, com o motor operando em malha aberta são realizados. Na simulação computacional, o modelo matemático do motor hexafásico é expresso no referencial natural ($abc-xyz$), com seus parâmetros obtidos a partir dos testes experimentais a vazio e de rotor bloqueado, definidos na Tabela 9.

Uma máquina de indução trifásica gaiola de esquilo de quatro polos, acoplada diretamente no eixo do motor hexafásico, funciona no modo gerador, mediante o controle de sua frequência síncrona: um inversor conectado aos seus terminais de estator controla a frequência elétrica de alimentação, tal que resulte velocidade síncrona inferior a $900rpm$.

Em todas as figuras apresentadas na sequência, o gráfico da esquerda refere-se aos resultados de simulação, e o da direita, aos experimentais.

4.2.1 Partida livre

O valor eficaz das tensões aplicadas aos terminais de estator durante a partida foi a do teste de rotor bloqueado, isto é, $53V$, com o objetivo de proteger as chaves de potência dos inversores. Desse modo, garante-se que a corrente de estator máxima é o seu valor nominal, sendo que ela ocorre somente no instante da partida e, à medida que o rotor acelera, a corrente tende a diminuir.

4.2.1.1 Velocidade e torque

Na figura 32 é mostrado o comportamento da velocidade e torque eletromagnético desenvolvidos durante a partida livre do motor. Nas figuras 32(a) e 32(b) são apresentados as curvas de velocidade e nas figuras 32(c) e 32(d), as de torque.

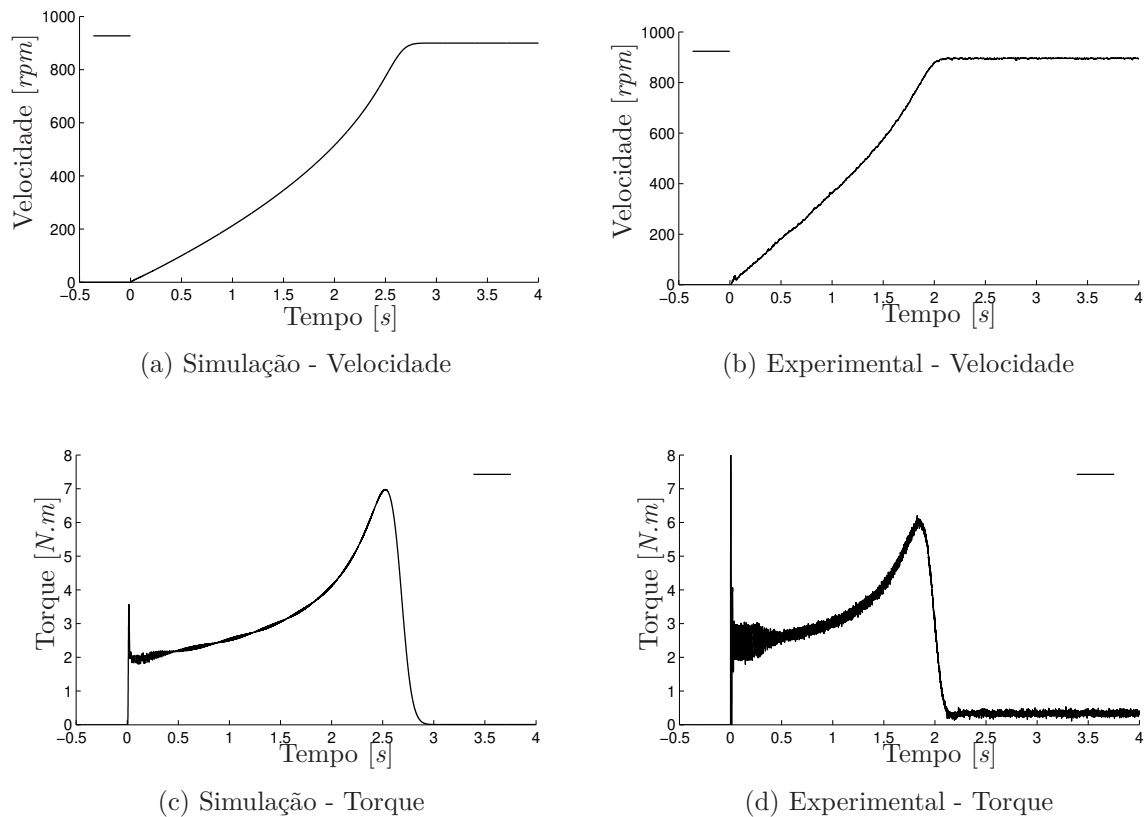


Figura 32 – Partida livre: velocidade e torque eletromagnético.

Observe que o transitório de velocidade verificado no teste experimental é mais rápido do que o referente à simulação. Estas diferenças podem ser atribuídas ao cálculo teórico da constante de inércia J , apresentada na Tabela 2 no Capítulo 2, ser maior do que o real, uma vez que no seu cálculo admitiu-se que o rotor tenha a forma de um cilindro maciço, isto é, não se consideraram as ranhuras do rotor.

No que diz respeito ao torque, o seu valor máximo obtido experimentalmente é um pouco menor que o obtido na simulação computacional.

4.2.1.2 Tensões e correntes

As tensões instantâneas das seis fases no momento inicial da partida são mostradas nas figuras 33(a) e 33(b), respectivamente para a simulação e para o resultado experimental. Note que, a simulação inicia com a tensão da fase a em seu valor máximo, ou seja $\theta_s = 0$, o mesmo não ocorre no teste experimental, pois este foi realizado várias vezes e a posição angular não foi inicializada a cada teste.

As correntes do estator são mostradas nas figuras 34(a), 34(c) – resultados de simulação –, e os respectivos resultados experimentais, nas figuras 34(b), 34(d). Pelo fato de a tensão de estator ser limitada ao valor usado no teste de rotor bloqueado, no instante

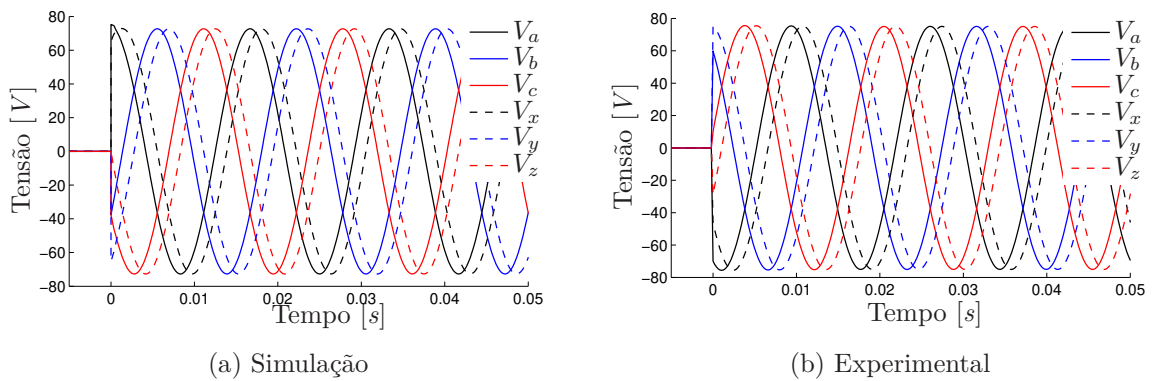


Figura 33 – Partida livre: tensões hexafásicas.

da partida, a corrente de estator tem o seu valor nominal e, à medida que o rotor acelera, seu valor diminui, alcançando o valor de regime no instante $t \approx 2,7 s$ para a simulação e $t \approx 2,1 s$ para o resultado experimental. Observe que estes valores de regime permanente são atingidos no instante em que a velocidade alcança seu regime permanente.

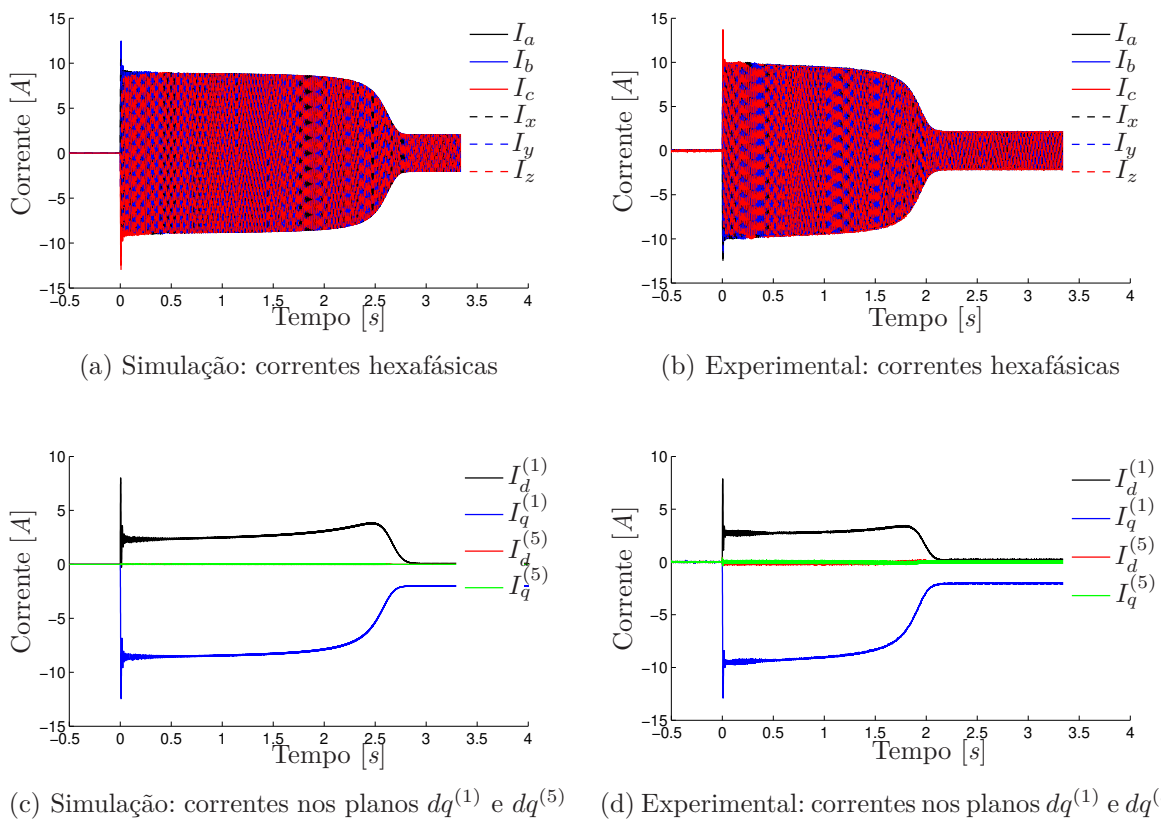


Figura 34 – Partida livre: correntes de estator.

Quando se compara os resultados de simulação com os do teste experimental, a envoltória das correntes hexafásicas (referencial natural $abc-xyz$) têm comportamentos

similares, como as figuras 34(a) e 34(b) mostram. No entanto, a corrente do teste experimental apresenta um transitório menor, o que está de acordo com a resposta da velocidade. Observa-se também de forma clara, que a envoltória da corrente do experimento é maior do que aquela da simulação, tal diferença pode-se creditar ao fato de que os parâmetros do modelo matemático usado na simulação sempre são aproximados e, por essa razão, que os testes experimentais são importantes.

Para o cálculo das correntes no referencial síncrono (dq) é adotado a orientação pelo eixo direto da tensão, isto é, $V_d^{(1)} = 75V$ e $V_q^{(1)} = 0V$, sendo que a tensão do 5º harmônico é idealmente igual a zero, $V_{dq}^{(5)} = 0V$. Assim, pode-se visualizar as componentes instantâneas de eixo direto e em quadratura nas figuras 34(c) e 34(d), como esperado, as correntes no referencial síncrono também apresentam o mesmo comportamento descrito para o as correntes no referencial natural ($abc-xyz$).

Para melhor visualizar as correntes hexafásicas durante a partida livre, são selecionados e ampliados o início e o fim do transitório das correntes, figura 35. Também são ampliados as amplitudes das correntes no referencial síncrono, figura 36, para um melhor observação das correntes no plano $dq^{(5)}$.

Mesmo no início do transitório da partida, figuras 35(a) e 35(b), é possível observar uma grande similaridade entre os resultados de simulação e o do teste experimental, apesar do valor inicial do ângulo θ_s ser diferente em cada caso.

Entretanto, no final do transitório, figuras 35(c) e 35(d), observa-se para o resultado do teste experimental, uma diferença entre as amplitudes das correntes I_a , I_b e I_c , em comparação com as correntes I_x , I_y e I_z , este resultado é refletida como um aumento das correntes no referencial síncrono, no plano $dq^{(5)}$, figura 36(b). Estas diferenças no resultado experimental são atribuídas a não idealidades presentes no inversor ou no motor, que não são modeladas e nem visualizadas no resultado de simulação, conforme figuras 36(a).

4.2.2 Aplicação de carga

Os resultados numéricos de regime permanente do teste com carga são mostrados na Tabela 10, sendo que os valores colocados entre parênteses referem-se à simulação computacional, para diferenciá-los dos experimentais, tornando imediata a comparação entre eles. Vale ressaltar que, devido às dificuldades de ter as mesmas condições na simulação e no experimento, os valores de torque do teste experimental, obtidos pelo ajuste da velocidade de eixo, foram entradas para a simulação, sendo as saídas os resultados das demais variáveis. A tensão de alimentação em ambos os testes é 121,7V/60Hz.

A partir dos resultados mostrados nessas duas tabelas e considerando o mesmo torque, as seguintes observações são feitas:

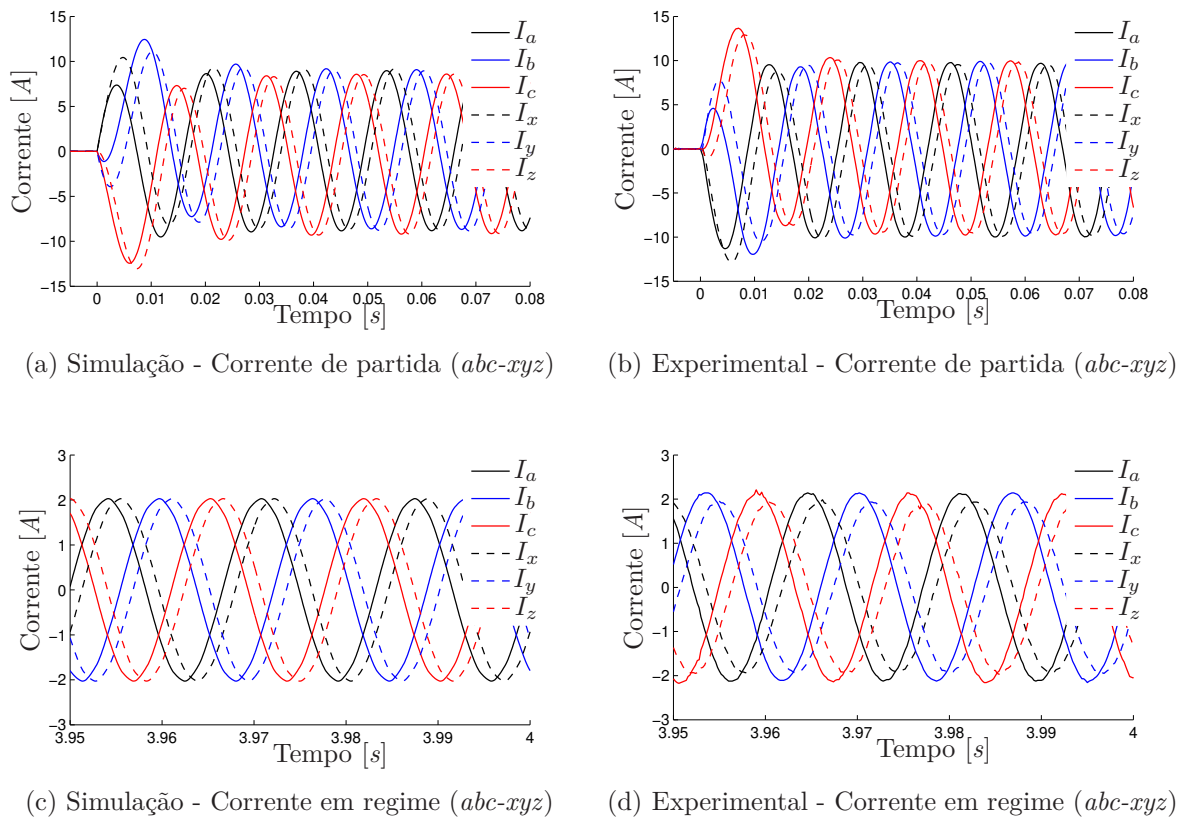


Figura 35 – Partida livre: ampliação das correntes hexafásicas (*abc-xyz*).

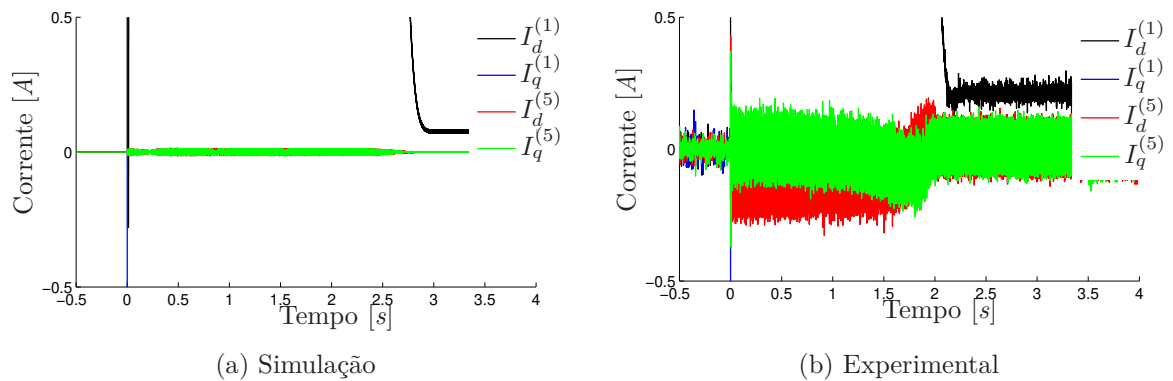


Figura 36 – Partida livre: ampliação das correntes nos planos $dq^{(1)}$ e $dq^{(5)}$.

- No que diz respeito à velocidade de eixo e à potência ativa, os resultados são muito próximos;
- Quanto à potência aparente e corrente elétrica, observa-se um desvio máximo de aproximadamente 10% e um mínimo de 4%, como mostra a figura 37.

As respostas dinâmicas da velocidade são mostradas nas figuras 38(a) e 38(b), e

Tabela 10 – Aplicação de Carga: resultados experimentais e de simulação digital

N.m	rpm	VA	W	A	FP
4,8 (4,8)	892,1 (894,0)	2593 (2480)	550 (545)	3,55 (3,39)	0,21 (0,22)
8,4 (8,4)	888,0 (888,4)	2790 (2600)	905 (895)	3,82 (3,56)	0,32 (0,34)
12,1 (12,0)	883,6 (884,5)	3058 (2790)	1277 (1250)	4,10 (3,82)	0,42 (0,45)
15,5 (15,5)	879,1 (879,6)	3355 (3040)	1630 (1600)	4,60 (4,16)	0,49 (0,53)
19,1 (19,0)	873,9 (874,2)	3716 (3330)	2001 (1950)	5,09 (4,57)	0,54 (0,59)
22,3 (22,3)	868,5 (868,7)	4091 (3660)	2351 (2300)	5,62 (5,02)	0,58 (0,63)
25,5 (25,5)	862,5 (862,9)	4504 (4020)	2701 (2650)	6,19 (5,50)	0,60 (0,65)

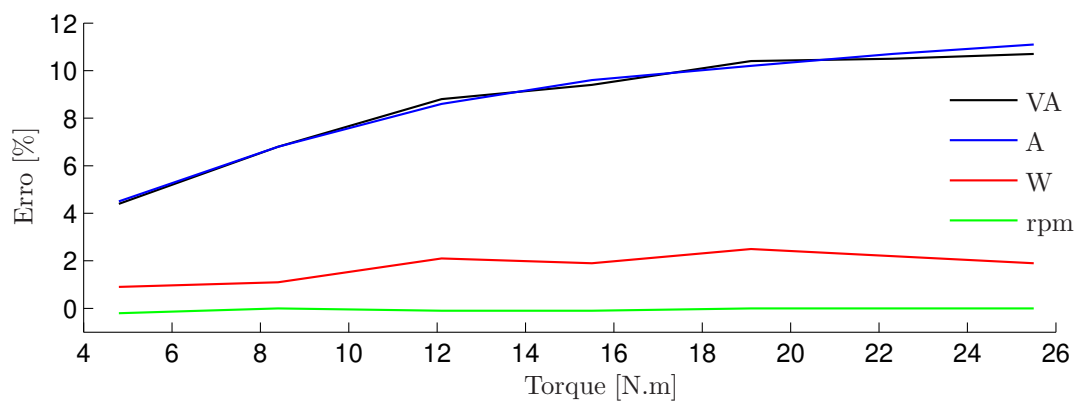
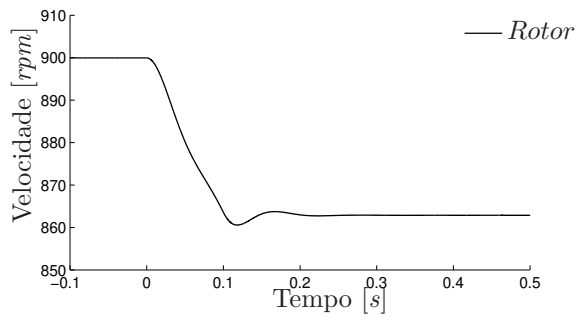


Figura 37 – Desvios nos resultados da Tabela 10.

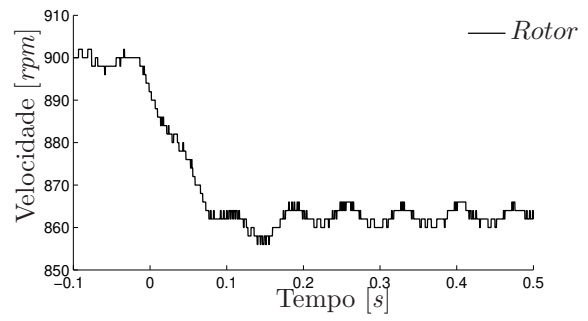
as do torque, nas figuras 38(c) e 38(d). Na simulação aplicou-se um rampa para o torque de carga de 25N.m em $\Delta t = 0,1\text{s}$, de modo a melhor replicar o comportamento do teste experimental, pois devido às constantes de tempo do sistema, composto pelo motor hexafásico e o gerador trifásico, e pela forma de aplicação do torque de carga, através do ajuste da frequência de acionamento da máquina trifásica, não é possível aplicar um degrau de carga real no teste experimental.

As comparações dos resultados de simulação com o experimental validam o modelo proposto ao exibirem praticamente o mesmo desempenho, excetuando as oscilações da resposta após a aplicação da carga no teste experimental, consequência novamente da interação entre o motor hexafásico e o gerador trifásico, assim estas oscilações não estão presentes na simulação, pois o valor do torque de carga é simplesmente uma entrada imposta para o modelo.

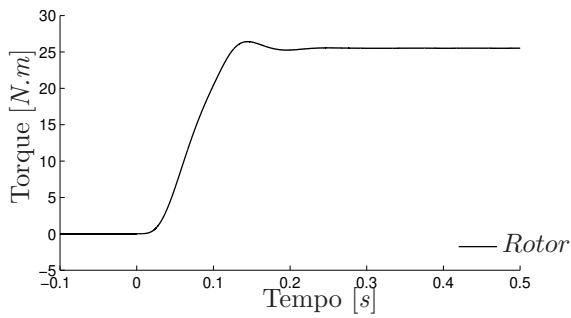
Os valores instantâneos da corrente de estator definidos nos referenciais natural e síncrono são mostrados nas figuras 38(e) e 38(g), para a simulação, e nas figuras 38(f) e 38(h), para o teste experimental.



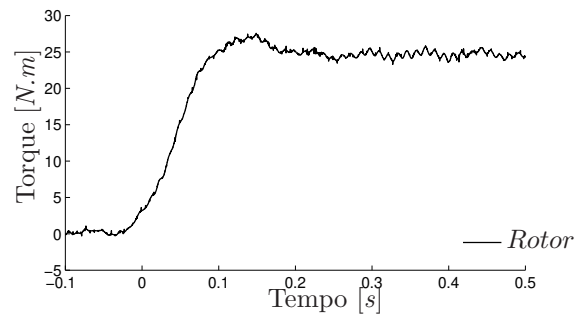
(a) Simulação - Velocidade



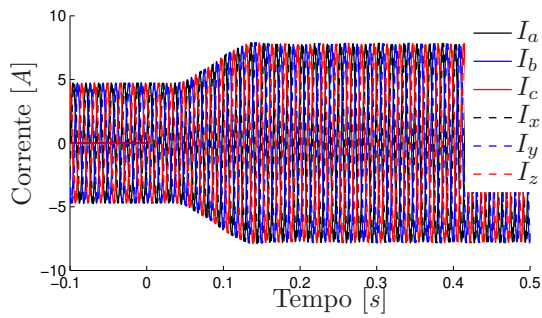
(b) Experimental - Velocidade



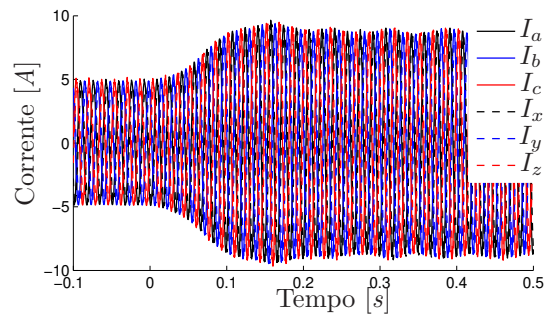
(c) Simulação - Torque



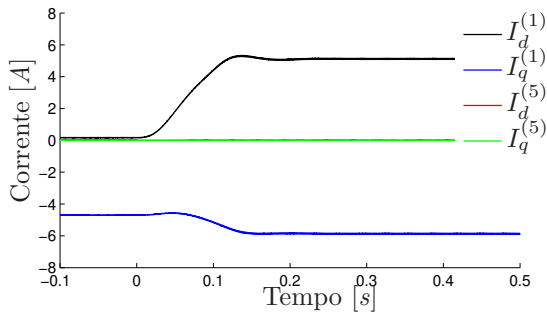
(d) Experimental - Torque



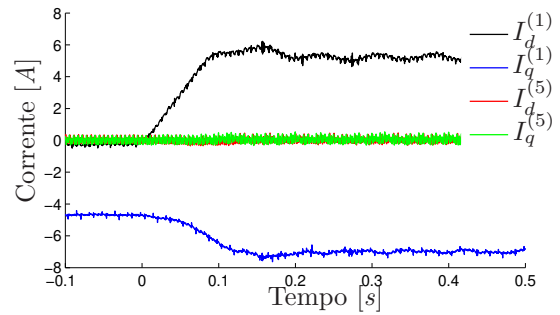
(e) Simulação - Corrente ($abc-xyz$)



(f) Experimental - Corrente ($abc-xyz$)



(g) Simulação - Corrente ($dq^{(1)}-dq^{(5)}$)



(h) Experimental - Corrente ($dq^{(1)}-dq^{(5)}$)

Figura 38 – Aplicação de carga em malha aberta.

Nas figuras 38(e) e 38(f) observa-se que a envoltória das correntes do estator no referencial natural são similares entre os resultados obtidos na simulação e no teste experimental. Este resultado é novamente confirmado nas figuras 38(g) e 38(h), onde são visualizadas as correntes do estator no referencial síncrono, observa-se que as formas de onda das correntes de eixo direto e de quadratura também apresentam similaridades entre os resultados de simulação e experimental. Também observa-se no resultado experimental, uma oscilação nas corrente em ambos o referencias, consequência das oscilações apresentadas na velocidade do eixo do motor.

Os resultados de simulação e experimental de remoção de carga são mostrados na figura 39, para o motor operando em malha aberta, de modo similar ao teste de aplicação de carga, na simulação de remoção de carga aplicou-se um rampa de $25N.m$ a $0N.m$ em $\Delta t = 0,1s$, de modo a melhor replicar na simulação o desempenho do teste experimental. Observa-se que o comportamento entre o resultado de simulação e do teste experimental são similares, assim como o comportamento do teste de remoção de carga é muito semelhante ao de aplicação de carga, sendo válidos os mesmos comentários para os dois testes.

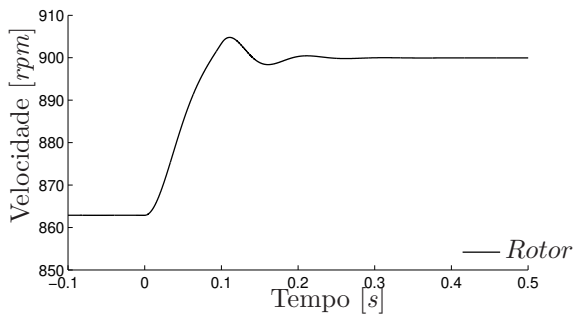
4.3 Resultados com o Sistema de Controle

Adotando a orientação indireta do fluxo de rotor e o modelo matemático do motor no referencial natural com seus parâmetros dados na Tabela 9, são realizados os seguintes testes para verificar o desempenho do controlador proposto neste trabalho para o controle de velocidade mediante as correntes dos planos $dq^{(1)}$ e $dq^{(5)}$:

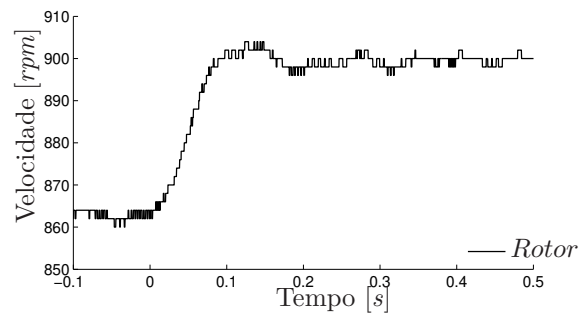
- Controladores *PI* de velocidade e corrente no plano $dq^{(1)}$:
 - Testes sem carga: magnetização do motor com a corrente de eixo direto e com rotor parado, partida com perfil em rampa da velocidade e reversão de velocidade.
 - Teste de aplicação de carga.
- Controlador *P-BSNN* de corrente do plano $dq^{(5)}$

4.3.1 Controladores *PI* de velocidade e corrente no plano $dq^{(1)}$

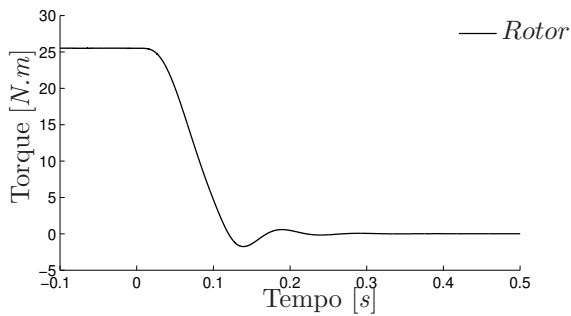
Para validação do controlador *P-BSNN* de corrente aplicado no sistema de controle vetorial de velocidade por orientação indireta de campo do rotor, primeiramente é demonstrado o funcionamento do controle *PI* das malhas de velocidade e da componente fundamental da corrente – plano $dq^{(1)}$ –, conforme ilustrado nas figuras 18, 19 e 20, com o controle da corrente no plano $dq^{(5)}$ desativado. Assim as tensões de eixo direto e



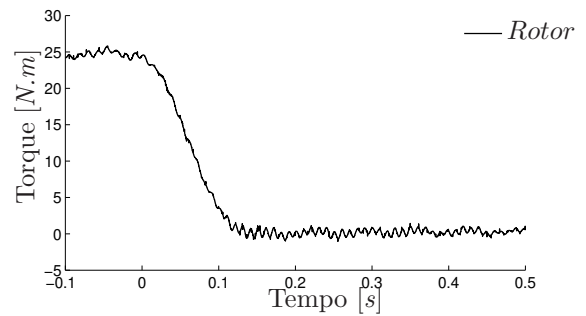
(a) Simulação - Velocidade



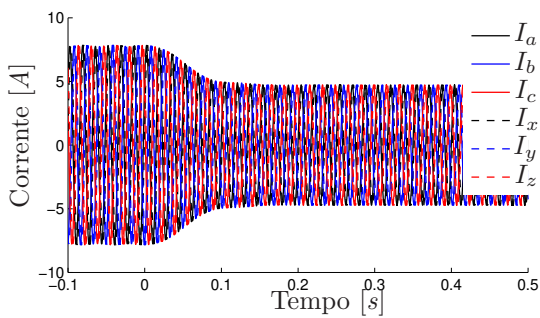
(b) Experimental - Velocidade



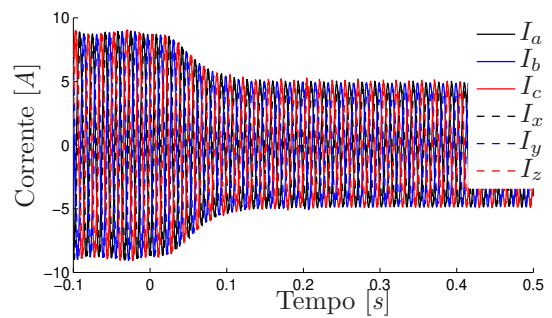
(c) Simulação - Torque



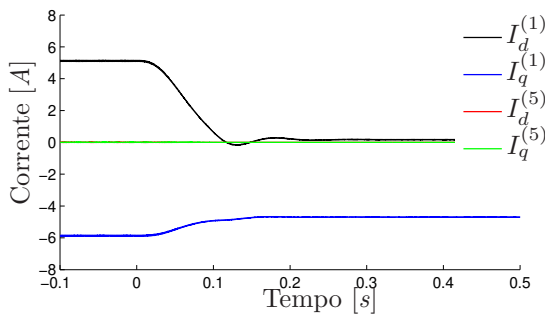
(d) Experimental - Torque



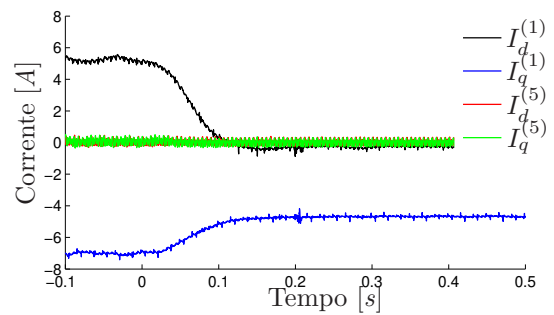
(e) Simulação - Corrente ($abc-xyz$)



(f) Experimental - Corrente ($abc-xyz$)



(g) Simulação - Corrente ($dq^{(1)}-dq^{(5)}$)



(h) Experimental - Corrente ($dq^{(1)}-dq^{(5)}$)

Figura 39 – Remoção da carga em malha aberta.

de quadratura correspondentes são idealmente igualadas a zero, ou seja, $\bar{v}_{s,dq}^{(5)} = 0$. Os parâmetros do controlador são dados na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros do Controle *PI* da velocidade e da corrente no plano $dq^{(1)}$

Parâmetro	Valor	Descrição
k_p^ω	0.8	Ganho proporcional de velocidade
k_i^ω	4	Ganho integral de velocidade
$k_p^{(1)}$	50	Ganho proporcional da corrente $dq^{(1)}$
$k_i^{(1)}$	2000	Ganho integral da corrente $dq^{(1)}$

São executados, então, testes de magnetização do motor, de partida, de reversão de velocidade e de carga, respectivamente figuras 40, 41, 42 e 43, onde a coluna da esquerda refere-se aos resultados de simulação e, claro, a da direita, aos experimentais.

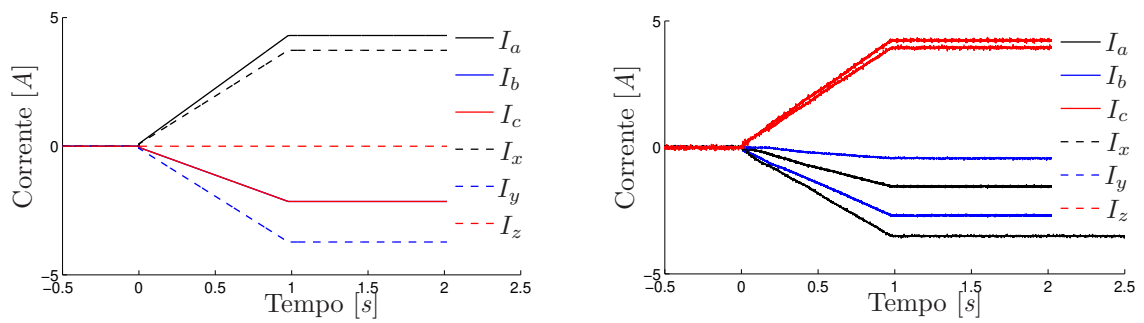
4.3.1.1 Teste de magnetização

Durante esse teste, o estator é alimentado apenas com a corrente de eixo direto e, conseqüentemente, a corrente em quadratura é nula, o que significa que nenhum torque é desenvolvido, isto é, $\omega_r = 0$ e $\omega_2 = 0$, de acordo com a equação (3.1).

As correntes do estator no referencial natural (*abc-xyz*), figuras 40(a) e 40(b), variam em rampa no intervalo de tempo igual a 1 segundo. Cada uma das correntes de eixo direto $i_{s,d}^{(1)}$ (corrente de magnetização), figuras 40(c) e 40(d), segue a sua referência, variando de zero a 4,3A, enquanto que a corrente de quadratura $i_{s,q}^{(1)}$, responsável pela geração de torque do motor, permanece em zero. Por sua vez, as correntes do plano $dq^{(5)}$, figuras 40(e) e 40(f), mostram que, no caso experimental, existe uma pequena corrente de aproximadamente 100mA.

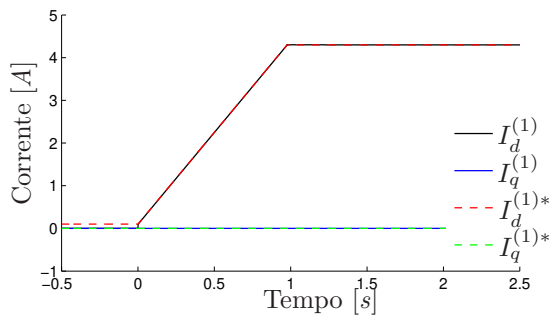
4.3.1.2 Teste de partida

Como mostrado nas figuras 41(a) e 41(b), a velocidade segue sua referência, dada por uma rampa de zero a 900rpm em $\Delta t = 2s$. A corrente de eixo direto permanece no valor de 4,3A, enquanto a corrente de quadratura é ajustada um pouco acima de 1A, durante a rampa de aceleração, figuras 41(e) e 41(f). Como o incremento na corrente de quadratura foi pequeno, a envoltória das correntes no referencial natural sofrem uma alteração muito pequena durante a partida, figuras 41(c) e 41(d). As correntes do plano $dq^{(5)}$, figuras 41(g) e 41(h), permanecem próximas de zero.

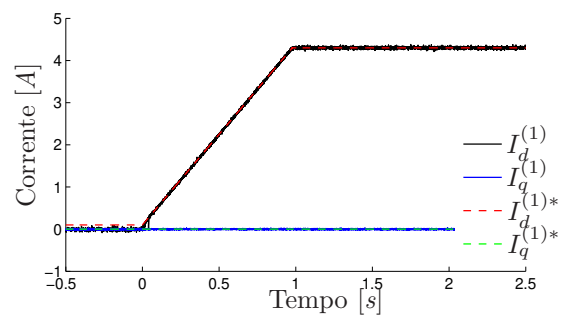


(a) Simulação - Corrente ($abc-xyz$)

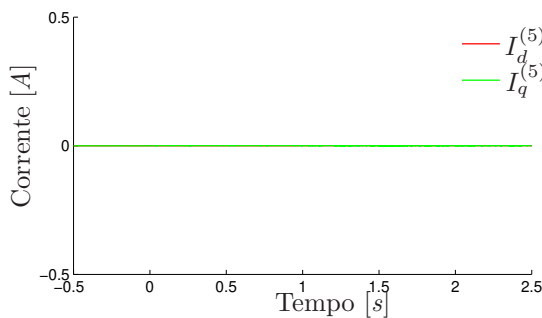
(b) Experimental - Corrente ($abc-xyz$)



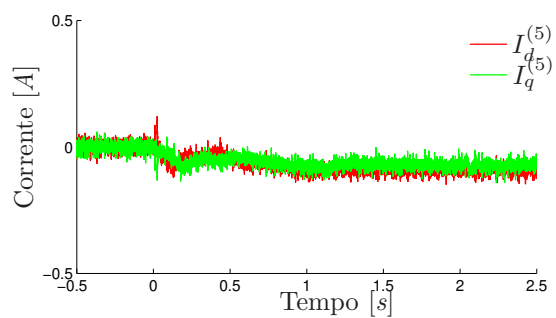
(c) Simulação - Corrente ($dq^{(1)}$)



(d) Experimental - Corrente ($dq^{(1)}$)



(e) Simulação - Corrente ($dq^{(5)}$)

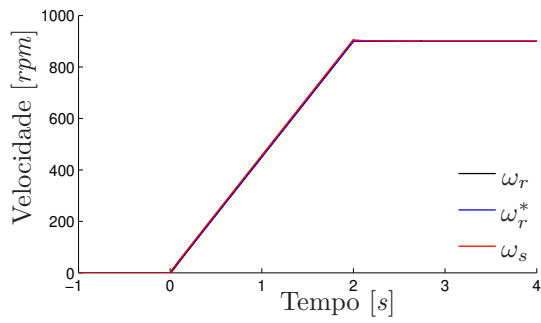


(f) Experimental - Corrente ($dq^{(5)}$)

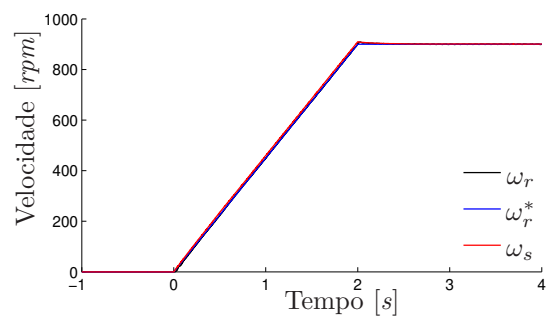
Figura 40 – Corrente de magnetização do motor em malha fechada.

4.3.1.3 Teste de reversão da velocidade

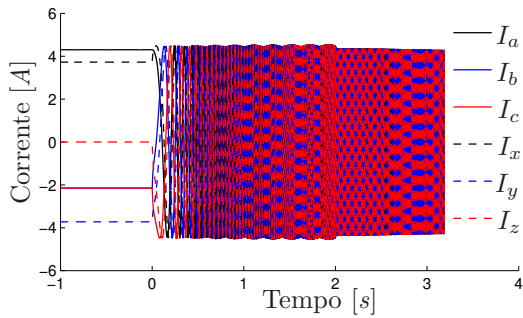
Como se observa nas figuras 42(a) e 42(b), a velocidade segue sua referência em uma rampa de $900rpm$ a $-900rpm$ em $\Delta t = 4s$. A corrente de eixo direto permanece no valor de $4,3A$, enquanto a corrente de quadratura é ajustada um pouco abaixo de $-1A$, durante a rampa de desaceleração, figuras 42(e) e 42(f). Novamente, como o incremento na corrente de quadratura foi pequeno, a envoltória das correntes no referencial natural sofrem uma alteração muito pequena durante a reversão de velocidade, figuras 42(c) e 42(d), enquanto as correntes do plano $dq^{(5)}$, figuras 42(g) e 42(h), permanecem próximas de zero.



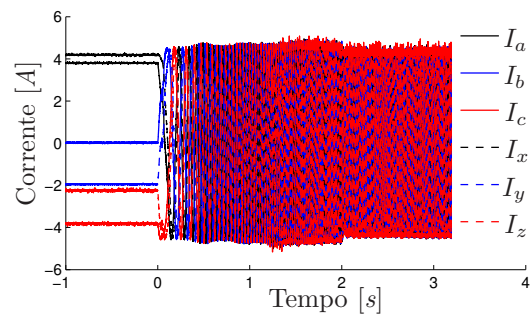
(a) Simulação - Velocidade



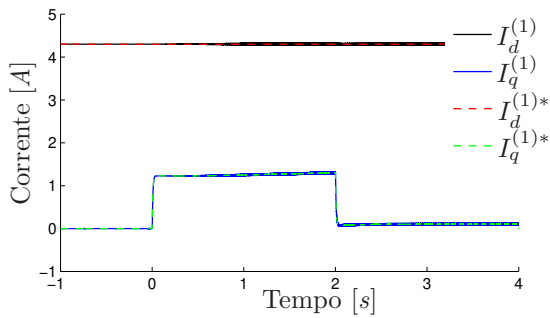
(b) Experimental - Velocidade



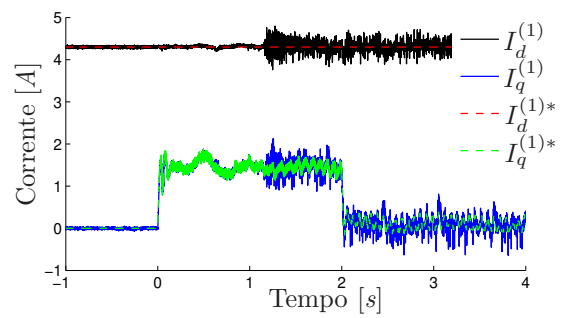
(c) Simulação - Corrente (*abc-xyz*)



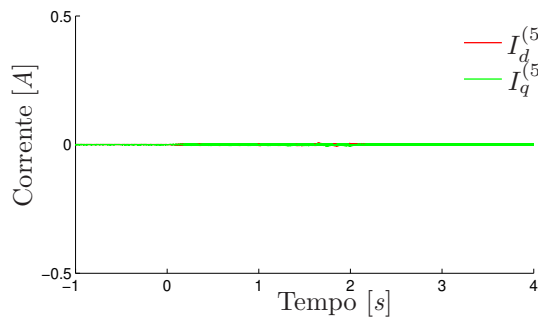
(d) Experimental - Corrente (*abc-xyz*)



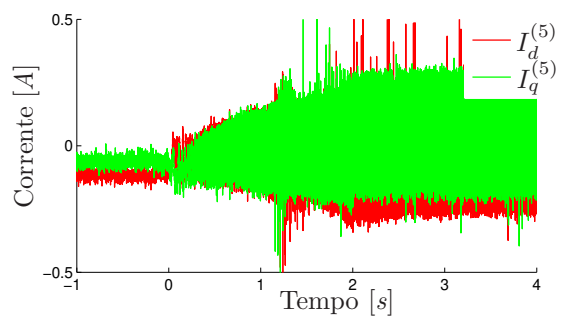
(e) Simulação - Corrente ($dq^{(1)}$)



(f) Experimental - Corrente ($dq^{(1)}$)

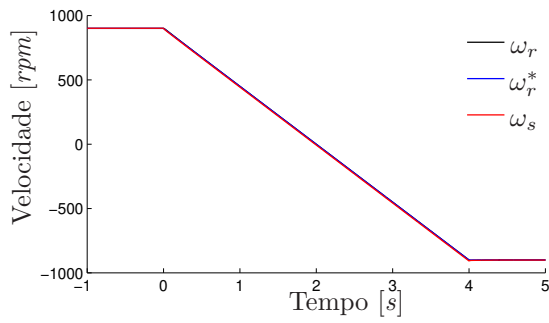


(g) Simulação - Corrente ($dq^{(5)}$)

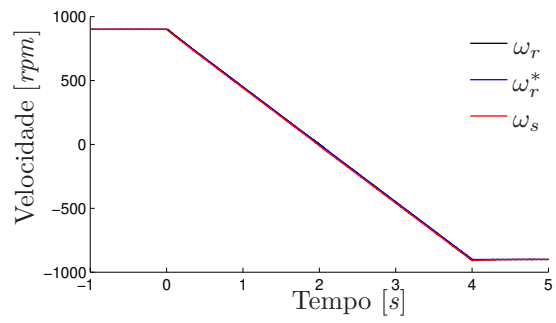


(h) Experimental - Corrente ($dq^{(5)}$)

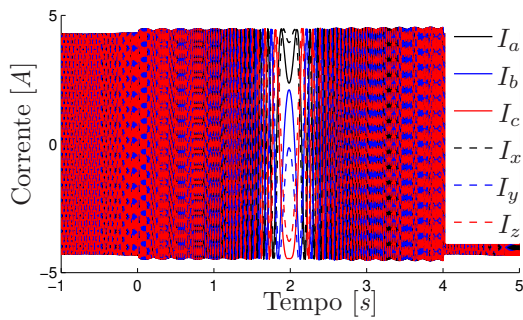
Figura 41 – Partida do motor em malha fechada.



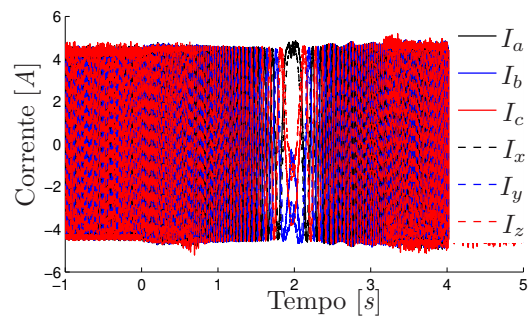
(a) Simulação - Velocidade



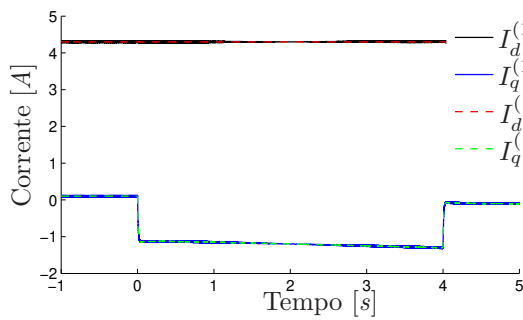
(b) Experimental - Velocidade



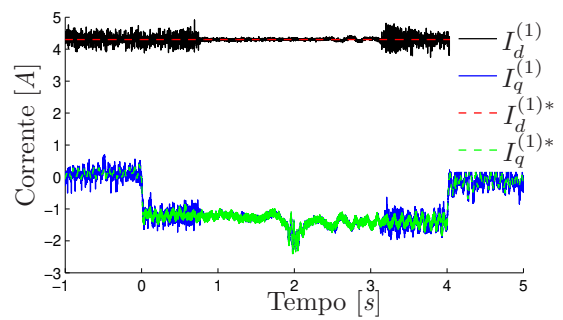
(c) Simulação - Corrente (*abc-xyz*)



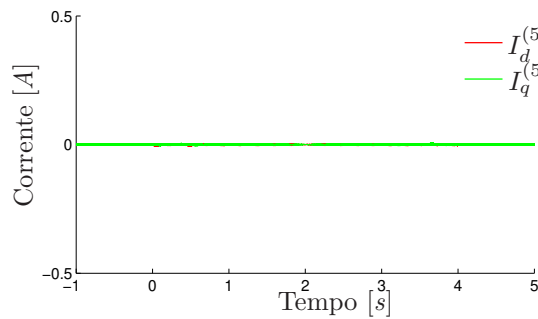
(d) Experimental - Corrente (*abc-xyz*)



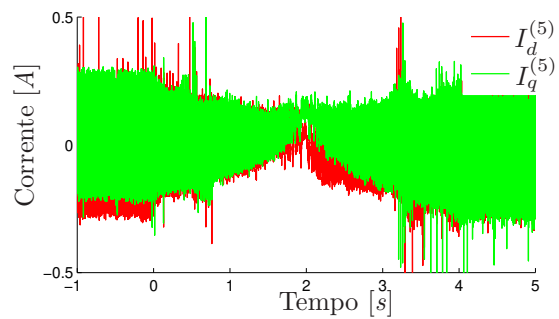
(e) Simulação - Corrente ($dq^{(1)}$)



(f) Experimental - Corrente ($dq^{(1)}$)



(g) Simulação - Corrente ($dq^{(5)}$)



(h) Experimental - Corrente ($dq^{(5)}$)

Figura 42 – Reversão de Velocidade em malha fechada.

4.3.1.4 Teste de carga

Uma carga de $25N.m$ é aplicada ao eixo do motor em $t \approx 2s$ e, posteriormente, retirada em $t \approx 7s$, conforme a figura 43. No instante da entrada da carga ocorre uma pequena queda na velocidade de $10rpm$, e ao ser retirada, um pequeno aumento instantâneo na velocidade de $10rpm$ é verificada, enquanto que o escorregamento aumenta de zero para aproximadamente 5% com o aumento da velocidade síncrona ω_s , como mostrado nas figuras 43(a) e 43(b).

Por sua vez, a corrente no referencial natural sofre um incremento de aproximadamente 80%, na simulação computacional e no teste experimental – figuras 43(c) e 43(d), enquanto que a corrente de eixo direto permanece em $4,3A$ (magnetização constante), e a corrente de quadratura, que é responsável pelo torque, sofre um incremento de $7A$ na simulação, e de $8A$ no teste experimental – figuras 43(e) e 43(f). No que diz respeito às correntes no plano $dq^{(5)}$, tal como ocorreu nos testes anteriores, permaneceu em um valor muito baixo – figuras 43(g) e 43(h).

Com exceção dos resultados da corrente no plano $dq^{(5)}$, nos quais há novamente diferenças entre os resultados da simulação e do teste experimental, que são devidas a não idealidades presentes no inversor ou no motor. Os demais resultados apresentaram grande similaridades, embora, no caso do teste experimental, as formas de onda apresentem um pouco de ruído e algumas oscilações.

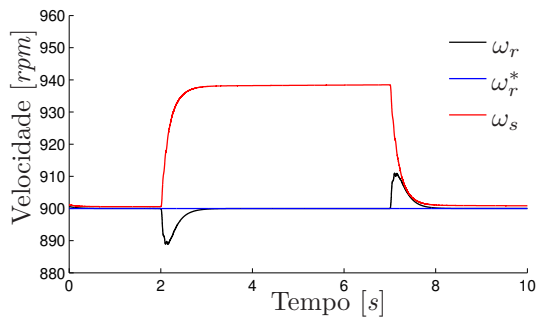
4.3.2 Controlador P -BSNN de corrente do plano $dq^{(5)}$

Como idealmente as correntes do plano $dq^{(5)}$ não sofrem influência da carga, o teste do controle destes harmônicos pode ser executado com o motor operando a vazio, sendo, então, escolhidas as velocidades de 450 e $900rpm$, obtendo-se, assim, uma corrente no plano $dq^{(1)}$ de aproximadamente $4,3A$.

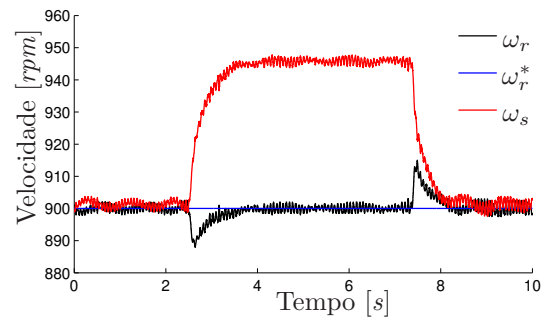
Para avaliação do resultado são adotados o módulo da corrente presente no plano $dq^{(5)}$, e o erro quadrático médio, ou *mean squared error* (MSE), das correntes no plano $dq^{(5)}$, ao longo de um ciclo do acionamento do motor, conforme a equação (4.14), onde as referências da corrente são iguais a zero, $\bar{i}_{s,dq}^{(5p)*} = 0$ e $\bar{i}_{s,dq}^{(5n)*} = 0$, pois as correntes no plano $dq^{(5)}$ somente geram perda de eficiência para o motor, assim o objetivo do controlador P -BSNN é reduzir as correntes presentes neste plano.

$$MSE_{dq}^{(5)} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \sqrt{(i_{s,d}^{(5p)}[m])^2 + (i_{s,q}^{(5p)}[m])^2 + (i_{s,d}^{(5n)}[m])^2 + (i_{s,q}^{(5n)}[m])^2} \quad (4.14)$$

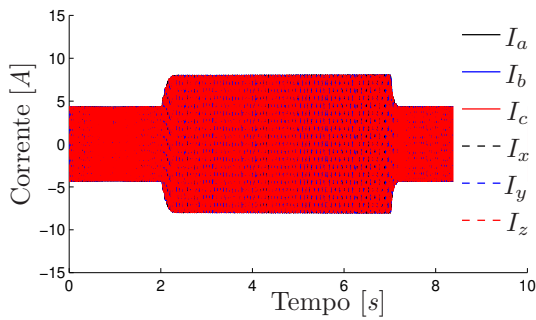
onde $MSE_{dq}^{(5)}$ é o erro quadrático médio das correntes síncronas e anti-síncronas no plano $dq^{(5)}$, e M é o número de amostras em um período da tensão de alimentação.



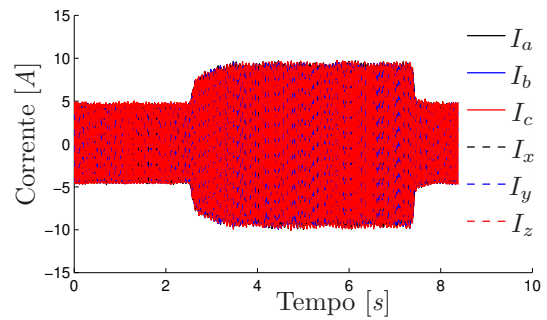
(a) Simulação - Velocidade



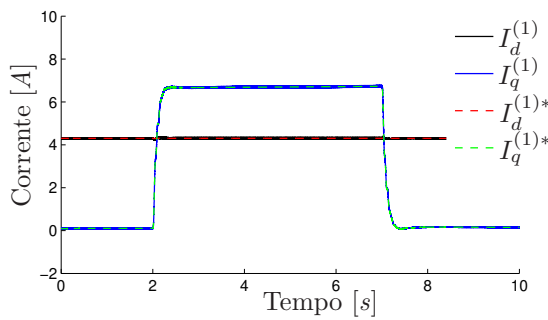
(b) Experimental - Velocidade



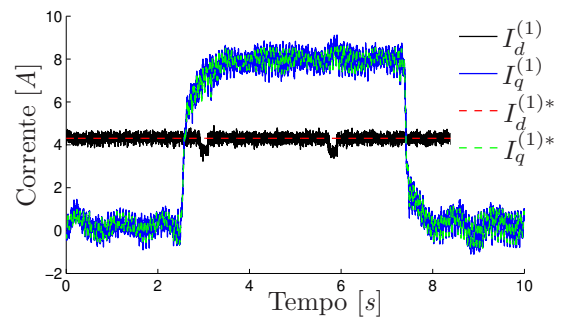
(c) Simulação - Corrente (*abc-xyz*)



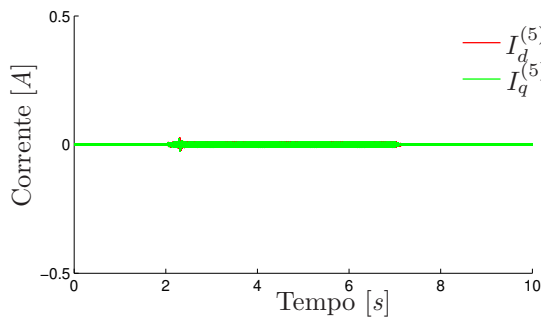
(d) Experimental - Corrente (*abc-xyz*)



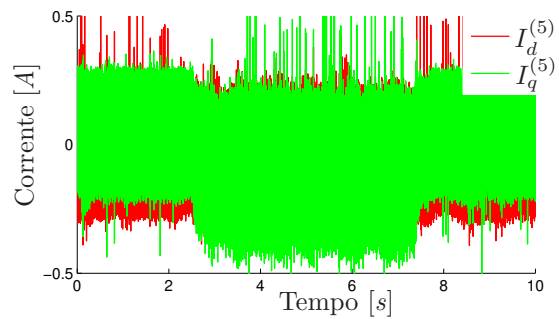
(e) Simulação - Corrente ($dq^{(1)}$)



(f) Experimental - Corrente ($dq^{(1)}$)



(g) Simulação - Corrente ($dq^{(5)}$)



(h) Experimental - Corrente ($dq^{(5)}$)

Figura 43 – Aplicação de degrau de carga em malha fechada.

4.3.2.1 Implementação do controlador P -BSNN

A aplicação do P -BSNN, treinado como proposto na literatura e apresentado na seção 3.2.1.2, no controle das correntes do plano $dq^{(5)}$, apresenta os resultados experimentais da figura 44. Observa-se que o sistema de controle é habilitado no instante em que as tensões $\bar{v}_{s,dq}^{(5)}$ assumem valores diferentes de zero em $t = 0$, como mostrado na figura 44(a).

Em um primeiro momento, as correntes diminuem abruptamente, e na sequência continuam a diminuir em uma taxa mais suave, figuras 44(c) e 44(e), embora, ao longo do funcionamento, as tensões de saída do controlador no plano $dq^{(5)}$ continuem a aumentar, figura 44(b), assim revertendo a tendência inicial dos valores das correntes, figuras 44(d) e 44(f), indicando que os valores dos ganhos w_i^d e w_i^q também estão aumentando, resultando em um processo de treinamento divergente.

Pelo fato de não se ter encontrado na literatura nenhum tipo de referência para evitar esse comportamento divergente do processo de treinamento *on-line* do BSNN, nesse trabalho um conjunto de proteções é implementado:

1. Limite do valor máximo das tensões $\bar{v}_{s,dq}^{(5)}$ e dos ganhos w_i^d e w_i^q , verificados a cada ciclo de amostragem.
2. Detecção do valor mínimo de MSE, mediante: (1) o cálculo do valor de $MSE_{dq}^{(5)}$, (2) o armazenamento do valor dos pesos sempre que o valor calculado do $MSE_{dq}^{(5)}$ seja menor que o calculado no ciclo anterior, ou seja, guarda o valor dos pesos no ciclo com menor $MSE_{dq}^{(5)}$ e (3) atualização do valor dos pesos, com o valor armazenado anteriormente, sempre que o $MSE_{dq}^{(5)}$ tender a aumentar, ou mesmo divergir.
3. Decremento do valor dos pesos em 0,05%, quando o algoritmo de treinamento não conseguir decrementar o valor do $MSE_{dq}^{(5)}$ por um tempo superior a 2 segundos, para evitar que o treinamento fique preso a um valor não ótimo, quando ocorrer uma mudança na condição de funcionamento, como mudança na velocidade.

Enquanto a proteção 1 é executada a cada ciclo de amostragem, as proteções 2 e 3 são executados para cada período da tensão de alimentação, como ilustrado no fluxograma da figura 45. Estas proteções eliminam o problema de divergência apresentado na figura 44, viabilizando a aplicação do controlador P -BSNN no controle da corrente do plano $dq^{(5)}$.

4.3.2.2 Desempenho do controle P -BSNN

Para efeito de comparação da performance do controlador da corrente no plano $dq^{(5)}$, inicialmente são mostradas as correntes instantâneas naturais do 5° harmônico,

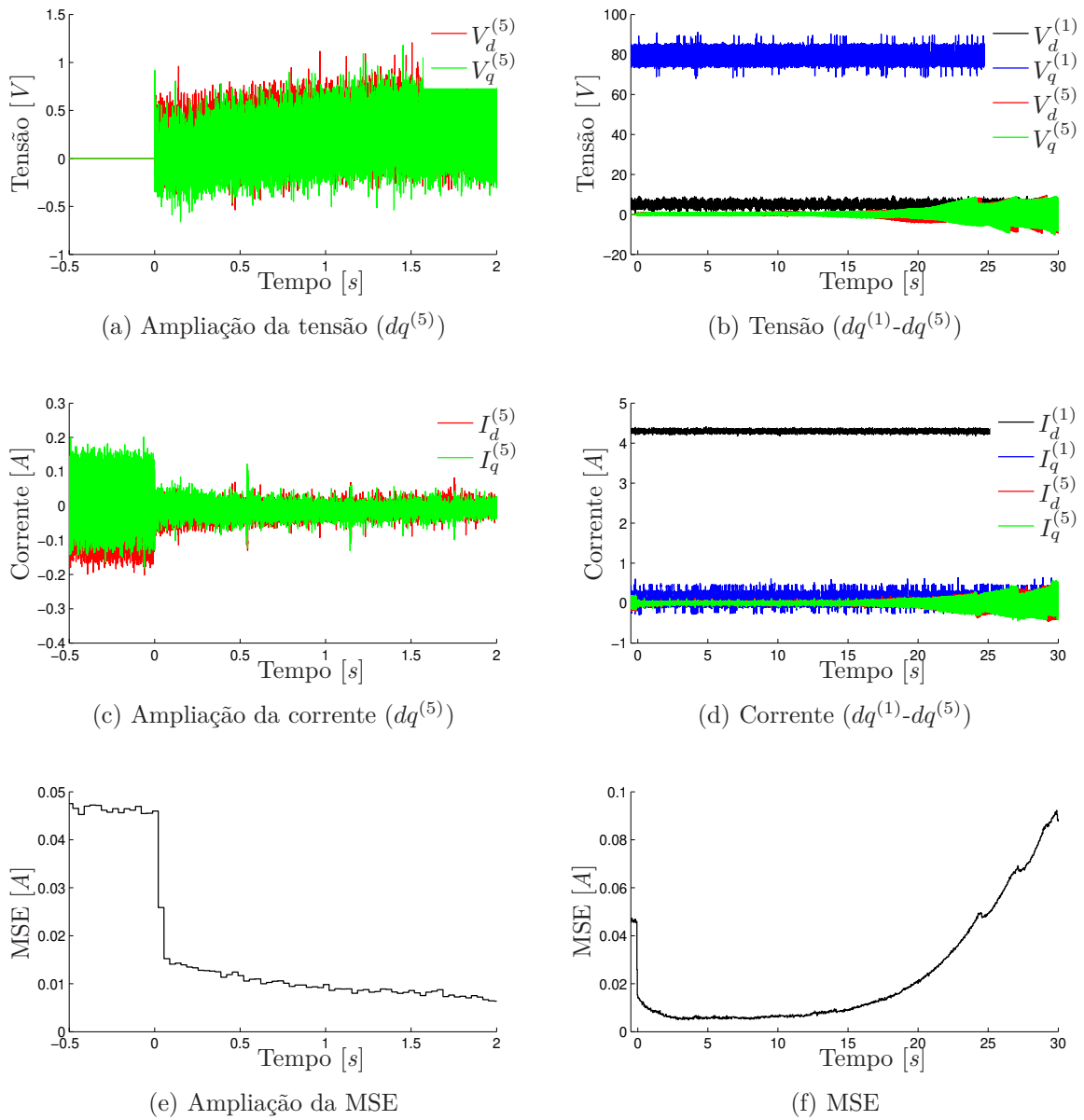


Figura 44 – Resultados iniciais do controlador P -BSNN.

quando nenhum controlador é habilitado, e por essa razão, são adotadas como referências para o controle $Dual PI$ proposto em [50] e para o controle P -BSNN, proposto neste trabalho. Os parâmetros dos controladores são definidos nas tabelas 12 e 13.

Tabela 12 – Parâmetros do Controle $Dual PI$

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
$K_p^{(5)}$	12,5
$K_i^{(5)}$	250

Os controles são testados em 4 tipos diferentes de desbalanceamentos, conforme

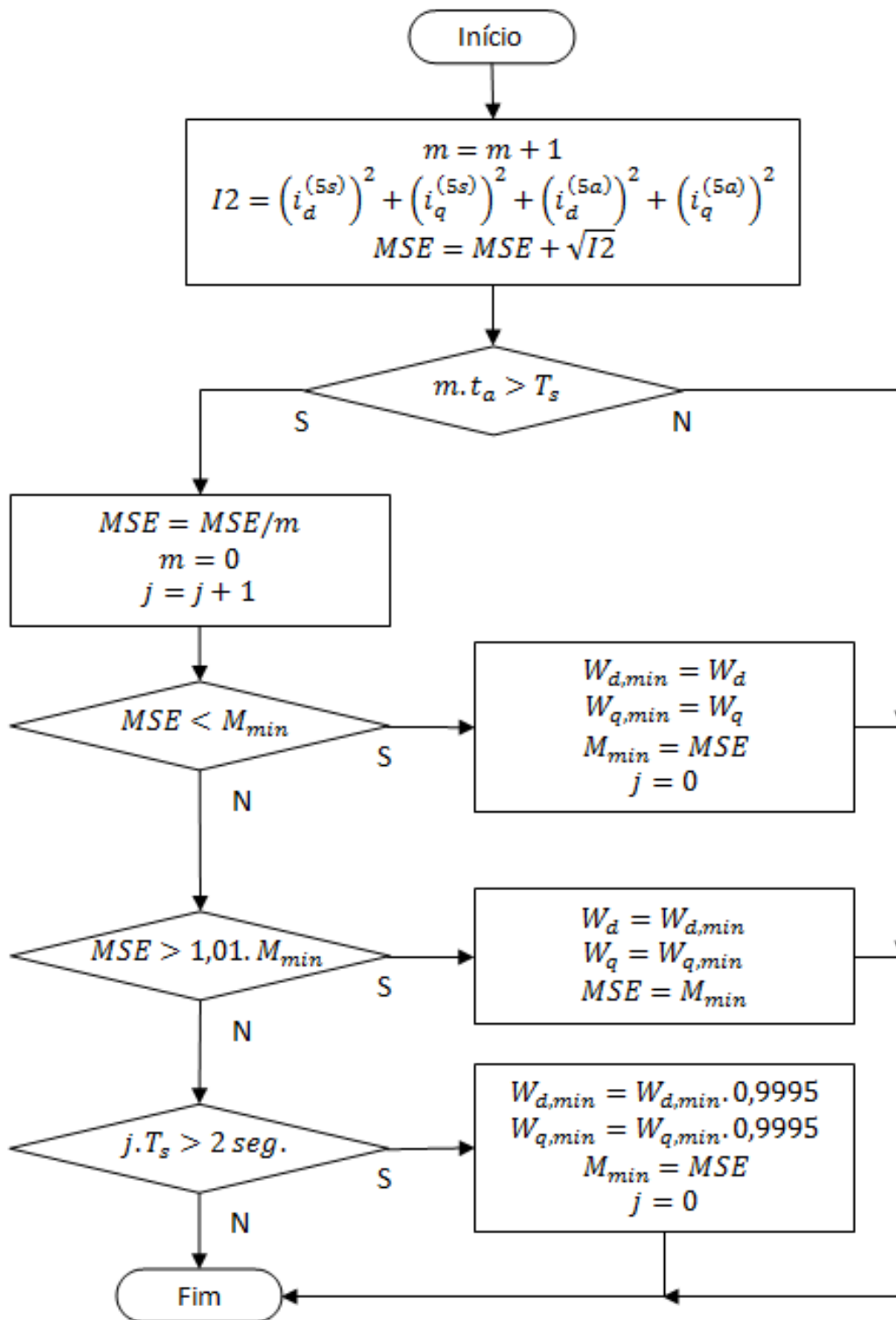


Figura 45 – Fluxograma das Proteção do treinamento do BSNN.

descrito em [50]:

1. Sistema com desbalanceamento natural
2. Resistências de $1,5\Omega$ em série com as três fases abc de um dos dois sistemas trifásicos

Tabela 13 – Parâmetros do Controle *P-BSNN*

Parâmetro	Valor
$K_p^{(5)}$	12,5
n	30
η	0,0001

3. Resistência de $1,5\Omega$ em série somente com a fase a de um dos dois sistemas trifásicos
4. Resistências de $1,5\Omega$ em série com as fases a e x de cada um dos sistemas trifásicos

A inserção de resistências em série com o estator tem como objetivo realçar os diferentes tipos de desbalanceamentos, sendo que os resultados dos testes são visualizados, respectivamente nas figuras 46, 47, 48 e 49, e resumidos nas tabelas 14, 15, 16 e 17.

A amplitude do desbalanceamento natural do teste 1, apresentado na figura 46 é muito pequeno: o valor do módulo de $I_{s,dq}^{(5)}$ é de 2,3% a 3,4% em relação ao valor do módulo da corrente $I_{s,dq}^{(1)}$. Dependendo do valor da velocidade, este desbalanceamento pode ser causado pelo tempo morto entre o chaveamento, ou *dead-time*, e por pequenas diferenças no inversor ou no motor de indução hexafásico assimétrico. Como se observa, neste caso o controle *P-BSNN* apresenta um desempenho ligeiramente melhor que o do controle *Dual PI*.

No desbalanceamento *abc* do teste 2, figura 47, $I_{s,dq}^{(5)}$ varia entre 18% e 11% em relação ao valor da corrente $I_{s,dq}^{(1)}$, para as velocidades de $450rpm$ e $900rpm$, respectivamente. Particularmente, este desbalanceamento insere correntes de 5º harmônico anti-síncrono e o controle *P-BSNN* apresenta um desempenho muito superior ao do *Dual PI*.

Os desbalanceamentos dos testes 3 e 4, fases a e ax , figuras 48 e 49, respectivamente, apresentam de 8% a 6,5% de desbalanceamento para a velocidade de $450rpm$, e de 5% a 5,5% para a velocidade de $900rpm$. Aqui são verificadas diferentes combinações da corrente de 5º harmônico com componentes síncrono e anti-síncrono. Novamente em ambos os casos o controle *P-BSNN* apresenta um desempenho superior ao *Dual PI*.

Note que o controle *Dual PI*, composto por 4 *PIs*, reduz o erro em aproximadamente 5 vezes, quando a velocidade é $450rpm$ e 3 vezes para $900rpm$, atingindo um resultado final que depende do tipo e da amplitude do desbalanceamento, enquanto que o controle *P-BSNN* atinge sempre um resultado final com o valor dos harmônicos de corrente muito reduzido, independentemente do tipo de desbalanceamento, demonstrando, assim, sua capacidade de adaptação.

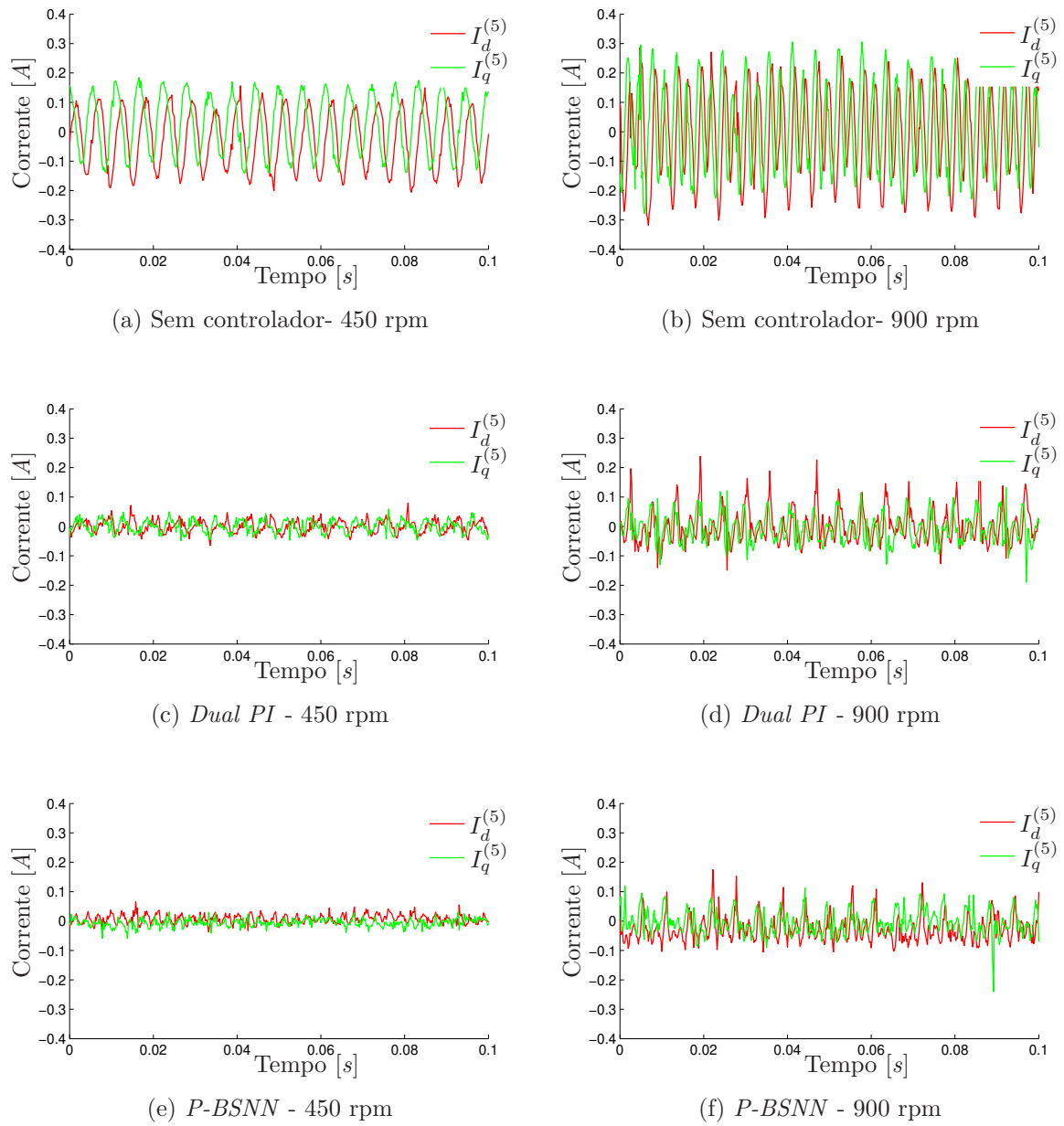


Figura 46 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 1 *natural*.

Tabela 14 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 1 *natural*

Controle	450 rpm		900 rpm	
	MSE [A]	$ I_{dq}^{(5)} $ [A]	MSE [A]	$ I_{dq}^{(5)} $ [A]
Sem controlador	0,0496	0,1	0,0719	0,1453
<i>Dual PI</i>	0,0097	0,0198	0,0236	0,0484
<i>P-BSNN</i>	0,0073	0,0152	0,0217	0,0449

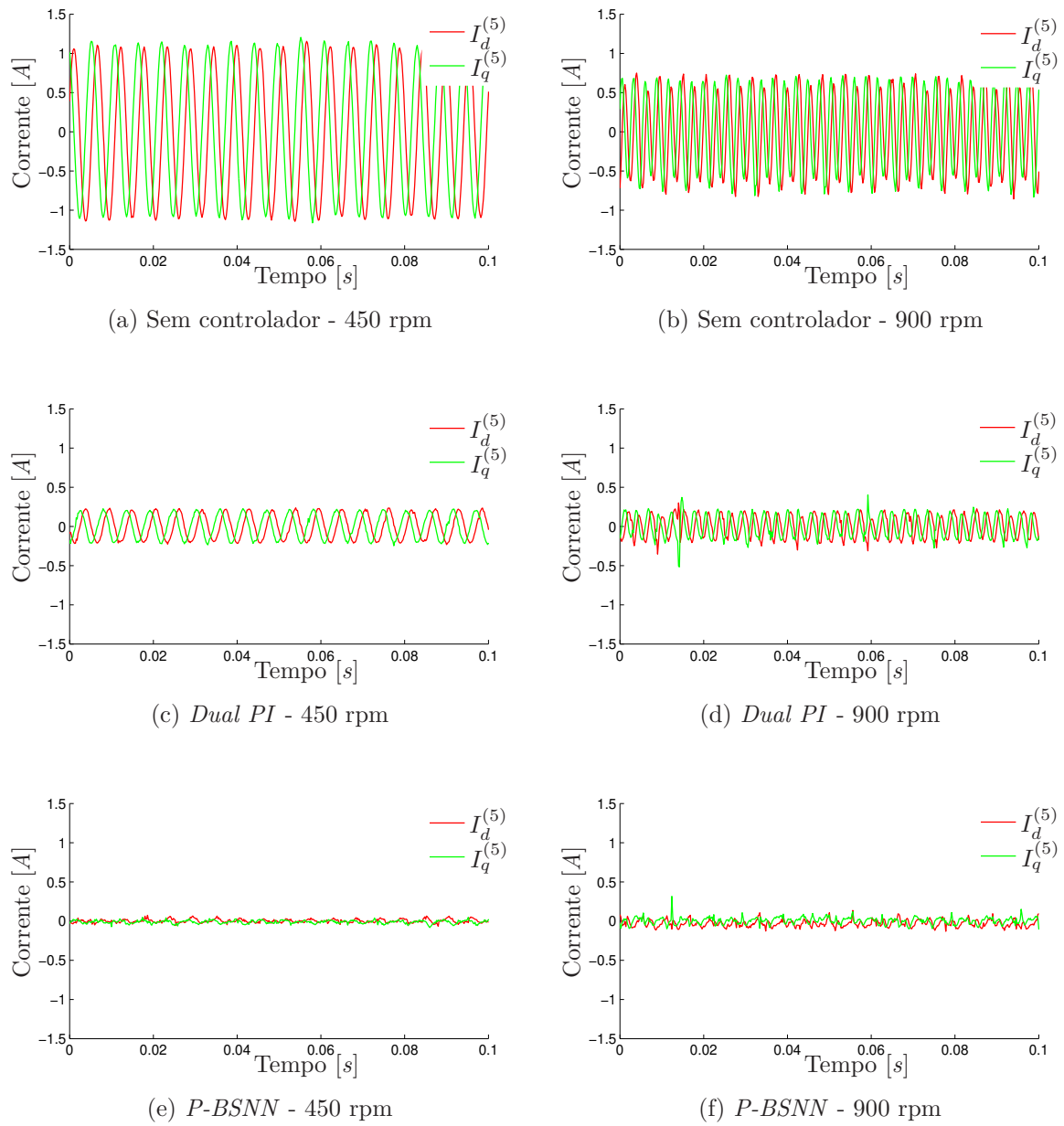


Figura 47 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 2 abc.

Tabela 15 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 2 abc

	450 rpm		900 rpm	
Controlador	MSE [A]	$ I_{dq}^{(5)} $ [A]	MSE [A]	$ I_{dq}^{(5)} $ [A]
Sem controlador	0,3877	0,781	0,2396	0,4871
Dual PI	0,0738	0,1484	0,0669	0,1361
P-BSNN	0,0097	0,0199	0,0206	0,0416

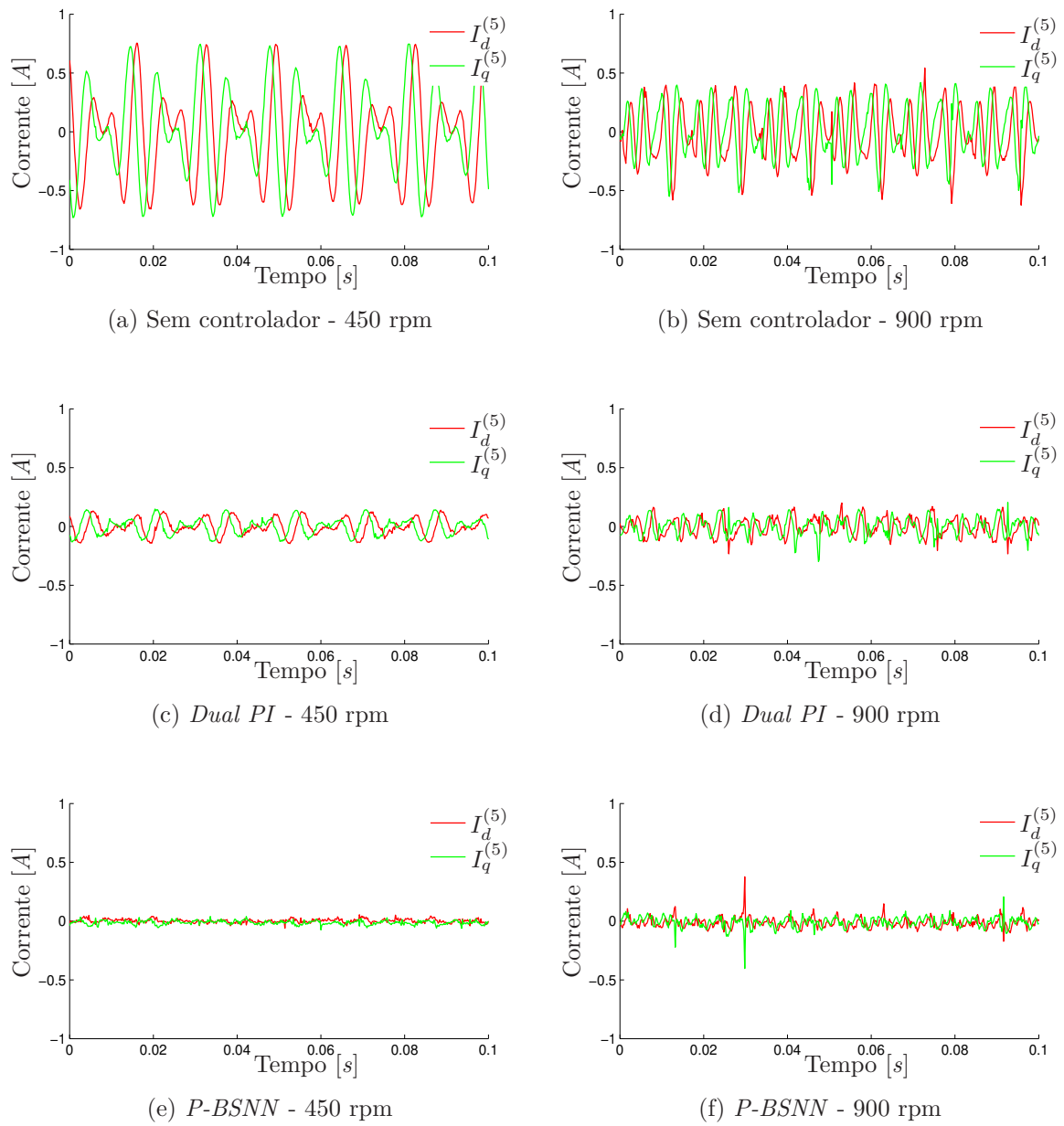


Figura 48 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 3 a.

Tabela 16 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 3 a

Controlador	450 rpm		900 rpm	
	MSE [A]	$ I_{dq}^{(5)} $ [A]	MSE [A]	$ I_{dq}^{(5)} $ [A]
sem controlador	0,1659	0,3341	0,108	0,2191
Dual PI	0,0316	0,0641	0,0339	0,0694
P-BSNN	0,0079	0,0163	0,0191	0,0395

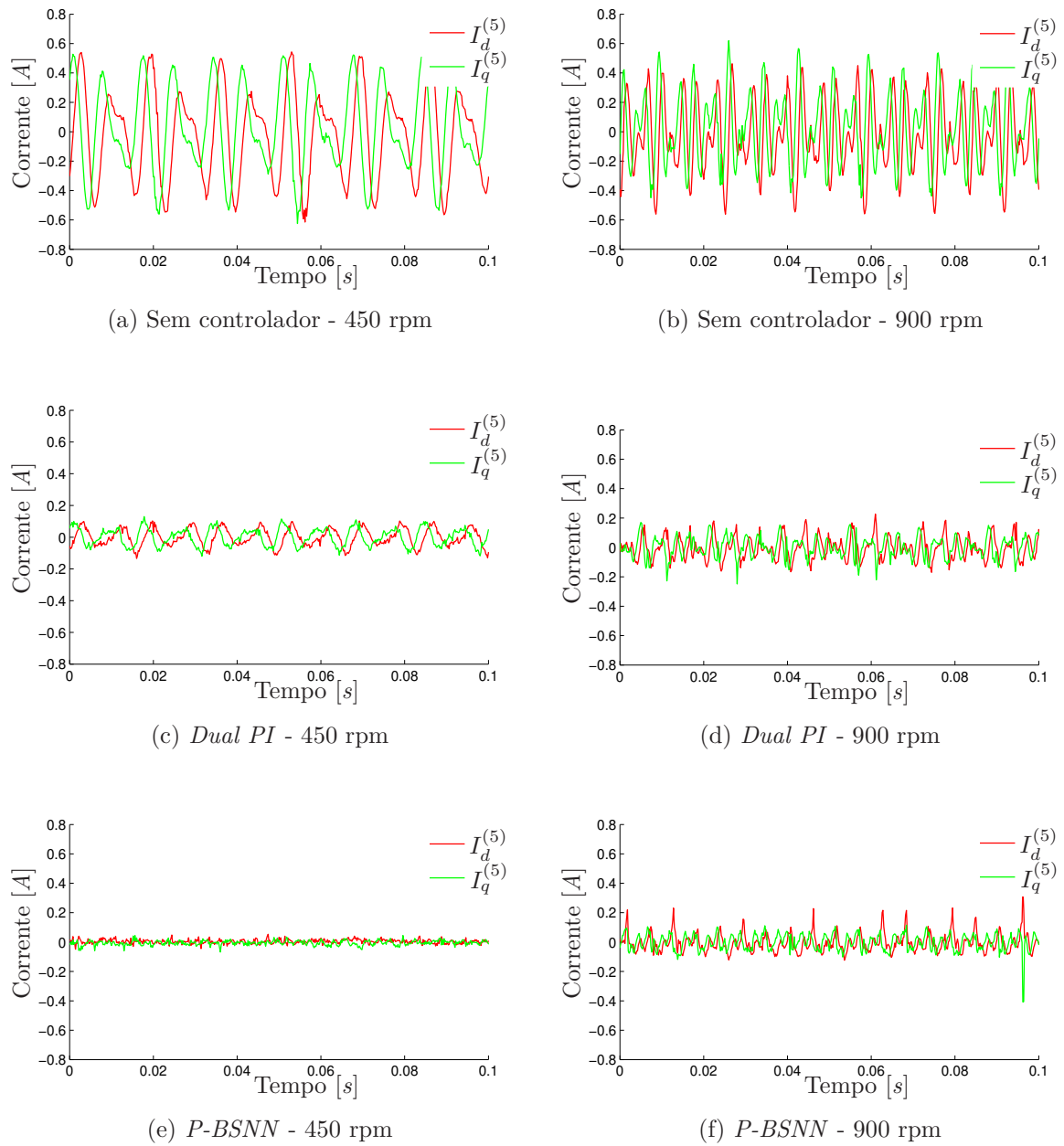


Figura 49 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 4 *ax*.

Tabela 17 – Controle da corrente do plano $dq^{(5)}$ - teste 4 *ax*

Controlador	450 rpm		900 rpm	
	MSE [A]	$ I_{dq}^{(5)} $ [A]	MSE [A]	$ I_{dq}^{(5)} $ [A]
Sem controlador	0,1394	0,2805	0,1119	0,2266
Dual PI	0,0255	0,0517	0,0326	0,0664
P-BSNN	0,0067	0,0138	0,0242	0,0494

4.4 Conclusão

Neste Capítulo são realizados testes experimentais de obtenção dos parâmetros do motor de indução hexafásico assimétrico, sendo que os resultados obtidos nos testes apresentaram similaridade aos valores obtidos nos cálculos teóricos. Simulações e testes experimentais de partida livre e de aplicação de degrau de carga em malha aberta validam o modelo desenvolvido para o motor de indução hexafásico assimétrico.

Também são realizados simulações e testes experimentais para validação do controle vetorial de velocidade do motor hexafásico, primeiramente operando somente com o controle das correntes no plano $dq^{(1)}$, demonstrando novamente a qualidade do modelo desenvolvido e o bom desempenho do sistema de controle.

Por último, é implementado o controle P - $BSNN$ proposto no presente trabalho para reduzir os harmônicos de corrente presentes no plano $dq^{(5)}$ do motor de indução hexafásico assimétrico e, adicionalmente, são discutidos aspectos práticos de sua implementação, sendo propostas proteções para resolver problemas de divergência no processo de treinamento. Testes experimentais demonstram o excelente desempenho e a capacidade de adaptação do controle P - $BSNN$ para diferentes tipos de desbalanceamentos, superando o $Dual$ PI .

5 Conclusões e Perspectivas

Neste trabalho é desenvolvido primeiramente um modelo do motor de indução hexafásico assimétrico no referencial natural ($abc-xyz$), sendo então obtidos os modelos nos referenciais estacionário estatórico-rotórico ($\alpha\beta-mn$) e síncrono (dq), a partir do qual é obtido o circuito elétrico equivalente. O rotor gaiola de esquilo é modelado por um equivalente de m_r fases eletricamente isoladas e de enrolamentos concentrados. A influência do número de barras do rotor e de sua inclinação sobre as funções de enrolamento do rotor, e, conseqüentemente, sobre as indutâncias mútuas e as de magnetização do motor hexafásico, é analisada.

O modelo desenvolvido no referencial natural (fases $abc-xyz$) representa com acuracidade os harmônicos espaciais e temporais presentes na fmm de entreferro do motor. Este acoplamento entre os harmônicos espaciais e temporais é expresso pela forma de onda não senoidal da função de indutância mútua entre as fases do estator e as do rotor. O modelo também permite, a partir dos testes de ensaio a vazio e de rotor bloqueado, aplicados no circuito elétrico equivalente desenvolvido no referencial síncrono (dq), a obtenção das indutâncias do motor no referencial natural ($abc-xyz$), resultado que não foi encontrado na literatura técnica sobre os motores de indução multifásicos. O modelo é validado comparando os resultados de simulações com os testes experimentais de partida livre e aplicação de degrau de carga, os quais demonstram a boa qualidade do modelo desenvolvido.

Na sequência é apresentado um controle vetorial de velocidade por orientação indireta de campo do rotor, com foco no desenvolvimento de um controle adaptativo para reduzir os harmônicos de corrente presentes no plano $dq^{(5)}$ do motor. Algumas vantagens e limitações das ANNs e seus processos de treinamento aplicados a sistemas de controle são analisadas, sendo, então, proposto um controle adaptativo baseado na BSNN com treinamento *on-line*, para reduzir as correntes no plano $dq^{(5)}$. Aspectos práticos da implementação do controle *P-BSNN* e problemas de divergência do processo de treinamento da rede são analisados, concluindo com uma proposta para otimizar o tempo de execução do algoritmo de controle, bem como soluções para viabilizar a implementação do treinamento *on-line* do controle *P-BSNN* desenvolvido, sendo estas: limite para as tensões no plano $dq^{(5)}$; proteção contra divergência do treinamento e proteção contra mínimo local.

Simulações e testes experimentais são realizados para validação do controle vetorial de velocidade por orientação indireta de campo do motor hexafásico, primeiramente operando somente com o controle das correntes no plano $dq^{(1)}$, demonstrando novamente

a qualidade do modelo desenvolvido e o bom funcionamento do sistema de controle. Por último, através da inserção de resistores em série com os enrolamentos do estator, com o objetivo de ampliar a magnitude das correntes presentes no plano $dq^{(5)}$, são executados testes experimentais com diferentes tipos de desbalanceamentos. Os resultados desses testes mostram que o *P-BSNN* apresenta desempenho muito superior ao do *Dual PI*, realçando a sua propriedade de adaptar-se aos diferentes tipos de desbalanceamentos.

5.1 Perspectivas

O modelo e o controle adaptativo de corrente *P-BSNN* desenvolvidos no presente trabalho para o motor de indução hexafásico assimétrico, podem ser adaptados e aplicados a outros motores de indução multifásicos, com diferentes números de fases no estator e no rotor. Outros estudos que podem dar continuidade ao presente trabalho e contribuir para o desenvolvimento da tecnologia dos motores multifásicos são os seguintes:

- Desenvolvimento do modelo das equações do estator por tensões de linha, em vez das de fase, permitindo, deste modo, a simulação diferentes tipos de desbalanceamento do motor.
- Aprofundamento do estudo sobre os harmônicos presentes na fmm de entreferro e seu acoplamento com os harmônicos de corrente nos motores, para os quais o número de fases do estator é diferente do número de barras do rotor.
- Testes do Controle *P-BSNN* com o motor de indução hexafásico assimétrico com enrolamento distribuído, pois este apresenta um valor menor da indutância de dispersão para os harmônicos, quando comparado com o concentrado utilizado neste trabalho. Assim sendo, ele é mais suscetível a problemas com harmônicos de correntes devido a não idealidades do inversor ou do motor que não foram representadas no modelo, uma vez que quanto menor for a indutância de dispersão, maiores serão as correntes geradas no plano $dq^{(5)}$, representando portanto uma complexidade adicional para o desempenho do controle.
- Aplicar o controlador *P-BSNN* no controle da componente fundamental das correntes no plano $dq^{(1)}$, em funcionamento normal e em situação de falha de uma ou mais fases do inversor ou do motor, para reduzir a pulsação no torque do motor gerado pelo desbalanceamento das fases do estator.
- Aplicar o controlador *P-BSNN* no controle da amplitude dos componentes harmônicos de baixa ordem das correntes do estator, gerando assim, uma fmm de entreferro girante e aproximadamente retangular em motores de indução multifásicos, para aumentar a relação do torque por unidade de corrente.

5.2 Publicações

Ao longo deste trabalho, foram publicados os seguintes artigos:

- R. A. de Marchi, P. S. Dainez, F. J. Von Zuben e E. Bim. "A Neural Network Controller For The Direct Power Control of Doubly Fed Induction Generator". *Eletrônica de Potência (Impresso)*, vol. 18, no. 3, pp. 1038-1046, Jun-Aug 2013.
- R. A. de Marchi, P. S. Dainez, F. J. Von Zuben e E. Bim. "A Multilayer Perceptron Controller Applied to the Direct Power Control of a Doubly Fed Induction Generator". *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 2, pp.498-506, 2014.
- P. S. Dainez, D. Glose, E. Bim, e R. M. Kennel. "A Decomposition Technique for Asymmetrical Double-star Machines Applying the Three Orthogonal Base System Approach". *PCIM South America Conference 2014*, pp. 92-98, Oct 2014.
- P. S. Dainez, D. Glose, R. M. Kennel e E. Bim, "Modeling and Parameter Identification of a Double-Star Induction Machines". *IEMDC 2015 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 749-755, May 2015.
- P. S. Dainez, R. A. de Marchi, R. V. Jacomini e E. Bim. "Off-Line Trained ANN by Genetic Algorithm Applied to a DFIG Under Voltage Dip". *IEMDC 2015 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 419-425, May 2015.

5.3 Submissões

Artigo aceito para publicação:

- P. S. Dainez e E. Bim. "Adaptive Current Controller to Reduce Harmonics in the Double-star Induction Motor Drive". *IECON 2016 - Annual Conference - IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2016.

Referências

- [1] G. Hupe and R. Kennel, “Increase of power and reduction of noise and current ripple of inverter fed induction machines,” *Proc. EPE 89, AACHEN*, 1989. Citado na página 20.
- [2] G. K. Singh, “Multi-phase induction machine drive research - a survey,” *Electric Power Systems Research*, vol. 61, pp. 139–147, 2002. Citado na página 20.
- [3] L. Parsa, “On advantages of multi-phase machines,” in *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.*, Nov 2005, pp. 1574–1579. Citado na página 20.
- [4] R. Bojoi, F. Farine, F. Profumo, and A. Tenconi, “Dual-three phase induction machine drives control - a survey,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 126, no. 4, pp. 420–429, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 20, 26 e 46.
- [5] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, and H. A. Toliyat, “Multiphase induction motor drives - a technology status review,” *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 26.
- [6] Y. Zhao and T. A. Lipo, “Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance - part i. machine modeling and multi-dimensional current regulation,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 11, no. 3, pp. 570–577, Sept 1996. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 25.
- [7] —, “Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance - part ii. field-oriented control and experimental verification,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 11, no. 3, pp. 578–584, Sept 1996. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 25.
- [8] T. A. Lipo, “A d-q model for six phase induction machines,” *Proc. Int. Conf. Electric Machines, Athens, Greece*, 1980. Citado 3 vezes nas páginas 21, 27 e 32.
- [9] R. H. Nelson and P. C. Krause, “Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets,” *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 3, pp. 841–848, 1974. Citado 4 vezes nas páginas 22, 23, 32 e 36.
- [10] E. A. Klingshirn, “High phase order induction motors-part i - description and theoretical considerations,” *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 1, pp. 47–53, Jan 1983. Citado 3 vezes nas páginas 22, 27 e 36.

- [11] —, “High phase order induction motors-part ii - experimental results,” *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 1, pp. 54–59, Jan 1983. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 27.
- [12] J. M. Apsley, “De-rating of multiphase induction machines due to supply unbalance,” *IEMDC 09 IEEE Inter. Electric Machines and Drives Conference*, 2009. Citado na página 22.
- [13] —, “Derating of multiphase induction machines due to supply imbalance,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 46, no. 2, pp. 789–805, Mar-Apr 2010. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 36.
- [14] M. A. Abbas, R. Christen, and T. M. Jahns, “Six-phase voltage source inverter driven induction motor,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1251–1259, Sept/Oct 1984. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 36.
- [15] G. K. Singh, V. Pant, and Y. P. Singh, “Voltage source inverter driven multi-phase induction machine,” *Computers and Electrical Engineering*, 2003. Citado na página 23.
- [16] B. S. Marwa, K. M. Larbi, B. F. Mouldi, and R. Habib, “Dual stator induction motor operation from two pwm voltage source inverters,” in *Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA), 2013 International Conference on*, March 2013, pp. 1–4. Citado na página 23.
- [17] W. Tiejun, G. Chenglin, C. Yongbing, and J. Xiaoyi, “Research on harmonics of multiphase induction motors,” *IEMDC 07 IEEE Inter. Electric Machines and Drives Conference*, vol. 2, pp. 1524–1528, 2007. Citado na página 23.
- [18] W. Tiejun, F. Fang, W. Xusheng, and J. Xiaoyi, “Novel filter for stator harmonic currents reduction in six-step converter fed multiphase induction motor drives,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 498–506, Jan 2013. Citado na página 23.
- [19] S. A. Nasar, “Electromechanical energy conversion in nm-winding double cylindrical structures in presence of space harmonics,” *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-87, no. 4, pp. 1099–1106, Apr 1968. Citado 3 vezes nas páginas 23, 32 e 46.
- [20] H. R. Fudeh and C. M. Ong, “Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics part i: Modeling and transformation,” *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2608–2615, Aug 1983. Citado 3 vezes nas páginas 23, 28 e 46.

- [21] —, “Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics part ii: Analysis of asynchronous and synchronous actions,” *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2608–2615, Aug 1983. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 28.
- [22] —, “Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics part iii: Three-phase cage rotor induction machines,” *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2608–2615, Aug 1983. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 28.
- [23] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, “Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 2 (motor design and performance),” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 6, no. 4, pp. 684–692, Dec 1991. Citado 3 vezes nas páginas 23, 26 e 48.
- [24] J. Huang, M. Kang, J. Yang, H. Jiang, and D. Liu, “Multiphase machine theory and its applications,” *ICEMS Inter. Conf. on Electrical Machines and System*, 2008. Citado 6 vezes nas páginas 23, 24, 26, 27, 46 e 48.
- [25] V. Weigerber, “Double pulse inverter feeds 6-phase asynchronous motor for harmonic loss reduction,” *ENE Brighton, Fifth European Conf. on Power Electronics and Applications*, vol. 5, pp. 39–44, 1993. Citado na página 23.
- [26] S. Williamson and S. Smith, “Pulsating torque and losses in multiphase induction machines,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 986–993, July 2003. Citado na página 23.
- [27] K. Gopakumar, V. T. Ranganathan, and S. R. Bhat, “Split-phase induction motor operation from pwm voltage source inverter,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 29, no. 5, pp. 927–932, Sept-Oct 1993. Citado na página 23.
- [28] Y. Zhao and T. A. Lipo, “Space vector pwm controle of dual three-phase induction machine using vector space decomposition,” *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, Sept-Oct 1995. Citado 5 vezes nas páginas 24, 25, 32, 40 e 45.
- [29] A. G. Yepes, J. A. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. López, B. Bogado, M. Jones, and E. Levi, “Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings - part 1: Sinusoidal excitation methods,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 1056–1066, Dec 2012. Citado 3 vezes nas páginas 24, 27 e 46.

- [30] D. Hadiouche, L. Baghli, and A. Rezzoug, “Space vector pwm techniques for dual-three phase ac machine: Analysis, performance evaluation and dsp implementation,” *Conf. Rec. IEEE IAS*, 2003. Citado na página 24.
- [31] K. Marouanil, L. Baghli, D. Hadiouche, A. Khelouil, and A. Rezzoug, “A new pwm strategy based on a 24-sector vector space decomposition for a six-phase vsi-fed dual stator induction motor,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 5, pp. 1910–1920, May 2008. Citado na página 25.
- [32] R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, G. Griva, and D. Martinello, “Complete analysis and comparative study of digital modulation techniques for dual three-phase ac motor drives,” *Conf. Rec. IEEE PESC 2002*, vol. 2, pp. 851–857, 2002. Citado na página 25.
- [33] K. Marouanil, L. Baghli, D. Hadiouche, A. Khelouil, and A. Rezzoug, “Discontinuous svpwm techniques for double star induction motor drive control,” *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Nov 2006. Citado na página 25.
- [34] K. Marouani, F. Khoucha, L. Baghli, D. Hadiouche, and A. Kheloui, “Study and harmonic analysis of svpwm techniques for vsi-fed double-star induction motor drive,” *Mediterranean Conference on Control and Automation*, 2007. Citado na página 25.
- [35] J. W. Kelly, E. G. Strangas, and J. M. Miller, “Multiphase space vector pulse width modulation,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 259–264, June 2003. Citado na página 25.
- [36] D. Liu, J. Yang, J. Huang, and M. K. H. Jiang, “Realization of a spwm inverter for multi-hase induction motor drives,” *Inter. Conf. on Electrical Machines and systems, ICEMS*, 2008. Citado na página 25.
- [37] A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, and S. N. Vukosavic, “Generalised sinusoidal pwm with harmonic injection for multi-phase vsis,” *Power Electronics Specialists Conf., IEEE PESC 37th*, 2006. Citado na página 25.
- [38] P. S. Dainez, D. Glose, E. Bim, and R. M. Kennel, “A decomposition technique for asymmetrical double-star machines applying the three orthogonal base system approach,” *PCIM South America Conference 2014*, vol. 1, pp. 92–98, Oct 2014. Citado na página 25.
- [39] H. Ryu, J. Kim, and S. Sul, “Analysis of multiphase space vector pulse-width modulation based on multiple d-q spaces concept,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1364–1371, Nov 2005. Citado na página 25.

- [40] D. Casadei, D. Dujic, E. Levi, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, “General modulation strategy for seven-phase inverters with independent control of multiple voltage space vectors,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1921–1932, May 2008. Citado na página 25.
- [41] Y. Wang, W. Xuhui, and S. Xue, “Space vector pwm control of multi-phase induction motor drives based on orthogonal vector spaces concept,” *Power Electronics Specialists Conf., IEEE PESC 38th*, 2007. Citado na página 25.
- [42] M. Bermúdez, I. González-Prieto, F. Barrero, M. J. Durán, and X. Kestelyn, “Open-phase fault operation of 5-phase induction motor drives using dtc techniques,” in *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*, Nov 2015, pp. 595–600. Citado na página 25.
- [43] L. D. Camillis, M. Matuonto, A. Monti, and A. Vignati, “Optimizing current control performance in double winding asynchronous motors in large power inverter drives,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 676–685, Sept 2001. Citado na página 26.
- [44] R. Bojoi, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, “Digital field oriented control for dual three-phase induction motor drives,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 752–760, May-Jun 2003. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 46.
- [45] R. Bojoi, F. Profumo, and A. Tenconi, “Digital synchronous frame current regulation for dual-three phase induction motor drives,” *Conf. Rec. IEEE PESC*, 2003. Citado na página 26.
- [46] R. Bojoi, F. Profumo, G. Griva, and A. Tenconi, “Vector control of dual-three-phase induction motor drives using two current sensors,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1475–1480, Sept-Oct 2003. Citado na página 26.
- [47] R. Bojoi, E. Levi, F. Farina, A. Tenconi, and F. Profumo, “Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame,” *IEE Proc.-Electr. Power Appl*, vol. 153, no. 1, pp. 129–139, Jan. 2006. Citado na página 26.
- [48] M. B. Slimene, M. L. Khlifi, M. B. Fredj, and H. Rehaoulia, “Indirect field-oriented control for dual stator induction motor drive,” *International Mult-Conference on Systems, Signals and Devices 2013*, 2013. Citado na página 26.
- [49] R. Bojoi, F. Farina, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, “Analysis of asymmetrical operation of dual three-phase induction machines,” *IEMDC IEEE International Electric Machines and Drives Conference 2003*, vol. 1, pp. 429–435, 2003. Citado na página 26.

- [50] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W. Hew, and N. A. Rahim, “Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 407–417, Jan 2014. Citado 4 vezes nas páginas 26, 66, 99 e 100.
- [51] H. Xu, H. A. Toliyat, and L. J. Petersen, “Five-phase induction motor drives with dsp-based control system,” in *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International*, 2001, pp. 304–309. Citado na página 26.
- [52] K. Hatua and V. T. Ranganathan, “Direct torque control schemes for split-phase induction machine,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1243–1254, Sept-Oct 2005. Citado na página 26.
- [53] K. Marouanil, F. Khouchal, A. Khelouil, L. Baghli, and D. Hadiouche, “Study and simulation of direct torque control of double-star induction motor drive,” *EPE-PEMC*, 2006. Citado na página 26.
- [54] J. A. Riveros, F. Barrero, E. Levi, M. J. Durán, S. Toral, and M. Jones, “Variable-speed five-phase induction motor drive based on predictive torque control,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 2957–2968, Aug 2013. Citado na página 26.
- [55] M. R. A. F. Barrero and, R. Gregor, S. Toral, and M. J. Durán, “A proof of concept study of predictive current control for vsi-driven asymmetrical dual three-phase ac machines,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1937–1954, Jun 2009. Citado na página 26.
- [56] —, “One-step modulation predictive current control method for the asymmetrical dual three-phase induction machine,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1974–1983, Jun 2009. Citado na página 26.
- [57] C. S. Lim, E. Levi, M. Jones, N. A. Rahim, and W. P. Hew, “Fcs-mpc-based current control of a five-phase induction motor and its comparison with pi-pwm control,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, Jan 2014. Citado na página 26.
- [58] J. Zhang, J. Chai, X. Sun, and H. Lu, “Predictive current control for dual three phase induction machine with phase locked loop based electromotive force prediction,” *ICEMS 2014 Internacional Conference on Electrical Machines and Systems*, 2014. Citado na página 26.
- [59] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, and F. Hamoudi, “Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators,” in *4th International*

- Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'07*, 2007. Citado na página 26.
- [60] S. Lekhchine, Y. Soufi, and T. Bahi, “Fuzzy logic control for rotor field oriented control of a dual star induction machines,” *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2013. Citado na página 26.
- [61] A. S. Abdel-Khalik and S. M. Gadoue, “Improved flux pattern by third harmonic injection for multiphase induction machines using neural network,” *Alexandria Engineering Journal*, vol. 50, pp. 163–169, 2011. Citado na página 26.
- [62] M. S. Jamil, M. A. Khan, A. Iqbal, and S. Moinuddin, “Artificial neural network based pwm scheme for a quasi six-phase voltage source inverter,” *4th International Conference on Intelligent and Advanced System*, 2012. Citado na página 26.
- [63] R. O. C. Lyra and T. A. Lipo, “Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1351–1360, Sept-Oct 2002. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.
- [64] L. Zheng, J. E. Fletcher, B. W. Williams, and X. He, “Dual-plane vector control of a five-phase induction machine for an improved flux pattern,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1996–2005, May 2008. Citado na página 26.
- [65] C. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, L. A. Pereira, and S. Haffner, “Performance of a five-phase induction machine with optimized air gap field under open loop v/f control,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 23, no. 4, pp. 1046–1056, Dez 2008. Citado na página 26.
- [66] M. H. Kim, N. H. Kim, and W. S. Baik, “A five-phase im vector control system including 3rd current harmonics component,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition - ECCE*, 2011. Citado na página 26.
- [67] A. S. Abdel-Khalik, M. I. Masoud, and B. W. Williams, “Optimum flux distribution with harmonic injection for multiphase induction machine,” in *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*, April 2010, pp. 1–6. Citado na página 26.
- [68] A. S. Abdel-Khalik, S. M. Gadoue, M. I. Masoud, and B. W. Williams, “Optimum flux distribution with harmonic injection for a multiphase induction machine using genetic algorithms,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, pp. 501–512, Jun 2011. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 50.

- [69] A. S. Abdel-Khalik, M. I. Masoud, and B. W. Williams, “Vector controlled multiphase induction machine: Harmonic injection using optimized constant gains,” *Electric Power Systems Research*, vol. 89, pp. 116–128, 2012. Citado na página 26.
- [70] —, “Improved flux pattern with third harmonic injection for multiphase induction machines,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1563–1578, Mar 2012. Citado na página 27.
- [71] —, “Eleven-phase induction machine: steady-state analysis and performance evaluation with harmonic injection,” *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 8, pp. 670–685, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 46.
- [72] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, “Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 1 (motor analysis),” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 6, no. 4, pp. 679–683, Dec 1991. Citado 4 vezes nas páginas 27, 28, 32 e 33.
- [73] H. A. Toliyat and T. A. Lipo, “Analysis of concentrated winding induction machines for adjustable speed drive applications-experimental results,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 9, no. 4, pp. 695–700, Dec 1994. Citado na página 27.
- [74] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezgou, “On the design of dual-stator windings for safe vsi fed ac machine drives,” *Thirty-Sixty IAS, Industry Applications Conference*, vol. 2, pp. 1123–1130, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 40.
- [75] —, “On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for vsi fed ac machines,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 506–515, Mar-Apr 2004. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 40.
- [76] X. Luo, Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antably, and T. A. Lipo, “Multiple coupled circuit modeling of induction machines,” *Industry Applications Society Annual Meeting*, 1993. Citado na página 27.
- [77] —, “Multiple coupled circuit modeling of induction machines,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 311–318, Mar-Apr 1995. Citado 5 vezes nas páginas 27, 28, 33, 34 e 35.
- [78] G. Bossio, C. Angelo, J. Solsona, G. García, and M. I. Valla, “A 2-d model of the induction machine: An extension of the modified winding function approach,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 144–150, Mar 2004. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 34.
- [79] J. M. Gojko, D. D. Momir, and O. B. Aleksandar, “Skew and linear rise of mmf across slot modeling - winding function approach,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 315–320, Sept 1999. Citado na página 27.

- [80] L. A. Pereira, C. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, and J. F. Haffner, “Model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air-gap field part i: Parameter determination and general equations,” *Proc. IECON, Busan, South Korea*, 2004. Citado na página 27.
- [81] ———, “General model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air gap field,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 21, no. 4, pp. 891–899, Dec 2006. Citado 3 vezes nas páginas 27, 28 e 33.
- [82] J. A. Riveros, A. G. Yepes, F. Barrero, J. Doval-Gandoy, B. Bogado, O. López, M. Jones, and E. Levi, “Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings - part 2: Time-domain techniques,” *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 1067–1077, Dec 2012. Citado na página 27.
- [83] A. Muñoz and T. A. Lipo, “Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 6, pp. 1332–1340, Nov-Dec 1999. Citado 6 vezes nas páginas 28, 32, 33, 34, 46 e 53.
- [84] P. S. Dainez, D. Glose, R. M. Kennel, and E. Bim, “Modeling and parameter identification of a double-star induction machines,” *IEMDC 2015 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 1, pp. 749–755, May 2015. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 52.
- [85] E. Bim, *"Máquinas Elétricas e Acionamento"*. São Paulo, SP: Elsevier Publications, 2012. Citado na página 65.
- [86] W. T. Miller, R. S. Sutton, and P. J. Werbos, *Neural Networks for Control*. Cambridge, MA, USA: Bradford Book/MIT Press, 1995. Citado na página 67.
- [87] C.-L. Chen and F.-Y. Chang, “Universal neural controllers,” in *Neural Networks, 1994. IEEE World Congress on Computational Intelligence., 1994 IEEE International Conference on*, vol. 4, Jun 1994, pp. 2592–2595. Citado na página 67.
- [88] K. Hornik, M. Stinchcombe, and H. White, “Multilayer feedforward networks are universal approximators,” *Neural Networks*, vol. 2, pp. 359–366, 1989. Citado na página 67.
- [89] M. Stinchcombe and H. White, “Universal approximator using feedforward networks with non-sigmoid hidden layer activation function,” in *Proceedings of the international Joint Conference on Neural Networks*, 1989. Citado na página 67.

- [90] J. T. H. Lo, “Multilayer perceptrons and radial basis functions are universal robust approximators,” 1998. Citado na página 67.
- [91] G. Cybenko, “Approximation by superpositions of a sigmoidal function,” *Mathematics of Control Signals and Systems*, vol. 2, pp. 303–314, 1989. Citado na página 67.
- [92] V. Cherkassky and F. Mulier, *Learning from Data: Concepts, Theory, and Methods*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007. Citado na página 68.
- [93] T. M. Mitchell, *Machine Learning*. New York, NY, USA: Mc.Graw-hill, 1997. Citado na página 68.
- [94] S. Haykin, *Neural Networks and Learning Machines*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 68 e 72.
- [95] L. A. C. Meleiro, F. J. V. Zuben, and R. M. Filho, “Constructive learning neural network applied to identification and control of a fuel-ethanol fermentation process,” *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 22, no. 4, pp. 201–215, 2009. Citado na página 68.
- [96] R. A. de Marchi, P. S. Dainez, F. J. V. Zuben, and E. Bim, “A neural network controller for the direct power control of doubly fed induction generator,” *Eletrônica de Potência (Impresso)*, vol. 18, no. 3, pp. 1038–1046, Jun-Aug 2013. Citado na página 68.
- [97] —, “A multilayer perceptron controller applied to the direct power control of a doubly fed induction generator,” *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 2, pp. 498–506, April 2014. Citado na página 68.
- [98] P. S. Dainez, R. A. de Marchi, R. V. Jacomini, and E. Bim, “Off-line trained ann by genetic algorithm applied to a dfig under voltage dip,” *IEMDC 2015 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 1, pp. 419–425, May 2015. Citado na página 68.
- [99] M. Brown and C. Harris, *Neurofuzzy Adaptive Modelling and Control*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1994. Citado 2 vezes nas páginas 69 e 72.
- [100] W. J. R. Velthuis, *Learning feed-forward control-Theory, design and applications*. M.S. thesis, Univ. Twente, 2000. Citado 3 vezes nas páginas 69, 72 e 73.
- [101] Z. Lin, D. S. Reay, B. W. Williams, and X. He, “Online modeling for switched reluctance motors using b-spline neural networks,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3317–3322, Dec 2007. Citado na página 69.

-
- [102] —, “High-performance current control for switched reluctance motors based on on-line estimated parameters,” *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 1, pp. 67–74, 2010. Citado na página 69.
- [103] Y. Chen, K. L. Moore, and V. Bahl, “Learning feedforward control using a dilated b-spline network: Frequency domain analysis and design,” *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 15, no. 2, pp. 355–366, Mar 2004. Citado na página 69.
- [104] Z. Lin, J. Wang, and D. Howe, “A learning feed-forward current controller for linear reciprocating vapor compressors,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3383–3390, Aug 2011. Citado na página 69.
- [105] L. V. Boffi, M. S. Jr., and J. C. Dangelo, *Conversão Eletromecânica de Energia*. São Paulo, SP, Brasil: Editora da Universidade de São Paulo, 1977. Citado na página 80.

Apêndices

APÊNDICE A – Cálculo do momento de inércia

Para simplificar o cálculo do momento de inércia do sistema J , o rotor é considerado um cilindro maciço de aço elétrico, ou seja, as barras de alumínio do rotor são desconsideradas. Assim são aplicadas as seguintes Equações em seu cálculo:

$$J_r = \frac{m_r r_r^2}{2} \quad (\text{A.1})$$

$$m_r = \rho_r Vol_r \quad (\text{A.2})$$

$$Vol_r = \pi r_r^2 l \quad (\text{A.3})$$

onde ρ_r é a densidade do aço elétrico com valor igual a $7,65g/cm^3$, J_r é momento de inércia do rotor, m_r é a massa do rotor, Vol_r é o volume do rotor, a definição das variáveis r_r e l e os seus valores estão definidos na Tabela 2 no Capítulo 2.

Por último, como o sistema é composto por dois motores com as mesmas dimensões mecânicas e rigidamente acoplados em um mesmo eixo, o valor do momento de inercia total do sistema J é dado por:

$$J = 2J_r \quad (\text{A.4})$$

O valor de J é apresentado na Tabela 2 no Capítulo 2.

APÊNDICE B – Controle P-BSNN

Algoritmo de cálculo da saída e do treinamento da BSNN:

```

01 function [Vd5s, Vq5s] = PBSNN(teta, Idr, Iqr, Id5s, Iq5s, Id5a, Iq5a)
02     persistent tetaa Wi Wim d ier iep iem ieind tempo Kp eta;
03     NB = 30;
04     if isempty(tetaa)
05         tetaa=0;
06         Wi=zeros(NB,2);
07         Wim=zeros(NB,2);
08         d=4*pi()/NB;
09         ier=0;
10         iep=0;
11         iem=64000;
12         ieind=0;
13         tempo=0;
14         Kp=1;
15         eta=0.001;
16     end
17     tempo=tempo+1;
18     NN=zeros(2);
19     ie=zeros(4);
20     ie(1)=Idr-Id5s;
21     ie(2)=Iqr-Iq5s;
22     ie(3)=Idr-Id5a;
23     ie(4)=Iqr-Iq5a;
24     ies=ie(1)^2;
25     for j=2:4
26         ies=ies+(ie(j)^2);
27     end
28     ies=sqrt(ies)/4;
29     ieind=ieind+1;
30     if ((tetaa>(1.6*pi()))&&(teta<(0.4*pi()))||((tetaa<(0.4*pi()))&&(teta>(1.6*pi())))
31         ier=iep/ieind;
32         iep=ies;
33         ieind=1;

```

```
34     if (enable == 0)
35         if ier < iem
36             iem=iem;
37             Wim=Wi;
38             tempo=0;
39         elseif ier > (iem*1.01)
40             Wi=Wim;
41         elseif tempo > 10000
42             iem=iem;
43             Wi=Wim*0.9995;
44             tempo=0;
45         end
46     end
47 else
48     iep=iep+ies;
49 end
50 setor=floor(2*teta/d);
51 for ii=(setor+1):(setor+2)
52     tetap = (ii-1)*d/2;
53     tetat=teta-tetap;
54     if ii <= NB
55         i = ii;
56     else
57         i = 1;
58     end
59     if (tetat <= 0)
60         Bi=1+(2*tetat/d);
61     else
62         Bi=1-(2*tetat/d);
63     end
64     for j=1:2
65         NN(j) = NN(j) + (Bi*Wi(i,j));
66         Wi(i,j)=Wi(i,j)+(eta*ie(j)*Bi);
67     end
68 end
69 for j=1:2
70     NN(j) = NN(j) + (Kp*ie(j));
71     if NN(j) >= 1
72         NN(j)=1;
```



```
73     elseif NN(j) <= -1
74         NN(j)=-1;
75     end
76 end
77 Vd5s=NN(1);
78 Vq5s=NN(2);
79 tetaa=teta;
80 end
```

APÊNDICE C – Fotos do Painel de Teste



Figura 50 – Foto da bancada de teste



Figura 51 – Conjunto de motores



Figura 52 – Computador de controle



Figura 53 – Visão externa do painel



Figura 54 – Visão interna do painel



Figura 55 – Detalhe do sistema de acionamento

APÊNDICE D – Lista de Publicações

D.1 Artigos publicados

- R. A. de Marchi, P. S. Dainez, F. J. Von Zuben e E. Bim. "A Neural Network Controller For The Direct Power Control of Doubly Fed Induction Generator". *Eletrônica de Potência (Impresso)*, vol. 18, no. 3, pp. 1038-1046, Jun-Aug 2013.
- R. A. de Marchi, P. S. Dainez, F. J. Von Zuben e E. Bim. "A Multilayer Perceptron Controller Applied to the Direct Power Control of a Doubly Fed Induction Generator". *IEEE Trans. on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 2, pp.498-506, 2014.
- P. S. Dainez, D. Glose, E. Bim, e R. M. Kennel. "A Decomposition Technique for Asymmetrical Double-star Machines Applying the Three Orthogonal Base System Approach". *PCIM South America Conference 2014*, pp. 92-98, Oct 2014.
- P. S. Dainez, D. Glose, R. M. Kennel e E. Bim, "Modeling and Parameter Identification of a Double-Star Induction Machines". *IEMDC 2015 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 749-755, May 2015.
- P. S. Dainez, R. A. de Marchi, R. V. Jacomini e E. Bim. "Off-Line Trained ANN by Genetic Algorithm Applied to a DFIG Under Voltage Dip". *IEMDC 2015 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 419-425, May 2015.

D.2 Artigo aceito para publicação

- P. S. Dainez e E. Bim. "Adaptive Current Controller to Reduce Harmonics in the Double-star Induction Motor Drive". *IECON 2016 - Annual Conference - IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2016.

D.3 Resumos publicados em anais de congressos

- R. A. de Marchi, P. S. Dainez, F. J. Von Zuben e E. Bim. "A Multilayer Perceptron Controller Applied to the Direct Power Control of a Doubly Fed Induction Generator". *In: 2015 IEEE Power and Energy Society General Meeting, Denver, 2015. p. 1.*

D.4 Cópia dos artigos publicados

As cópias dos artigos científicos desenvolvidos ao longo do programa de doutorado, referenciados anteriormente, são apresentados a seguir:

A NEURAL NETWORK CONTROLLER FOR THE DIRECT POWER CONTROL OF DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR

Rodrigo Andreoli de Marchi, Paulo S. Dainez, Fernando J. Von Zuben and Edson Bim
State University of Campinas - UNICAMP

School of Electrical and Computer Engineering - P.O. Box 6101 - 13083-852 Campinas Brazil

ramarchi@dsce.fee.unicamp.br, psdainez@dsce.fee.unicamp.br, vonzuben@dca.fee.unicamp.br and bim@dsce.fee.unicamp.br

Abstract - In this paper a direct power control strategy for a doubly-fed induction generator by using an artificial neural network controller with the multilayer perceptron structure is presented. The control variables direct- and quadrature-axis rotor voltage signals are directly generated by proposed controller from both stator current and voltage that are measured by Hall sensors. The input variables of the control system are the rotor speed, the active and reactive power references and their respective errors. The proposed control strategy allows that the converter connected to the rotor terminals operate with constant switching frequency which simplifies the design of the AC harmonic filter and also prevents their power loss. To validate the proposed control strategy, digital simulation and experimental tests are performed for a 2.25kW doubly-fed induction generator. A TMS320F2812 DSP is used to implement the neural network controller.

energy sources [1–3]. Another feature of the DFIG application is the control of the stator power flux by rotor terminals as shown in Figure 1, which makes it attractive for high power applications, because the rotor power is usually 1/4 of the rated power of machine [4]. A DFIG application to make

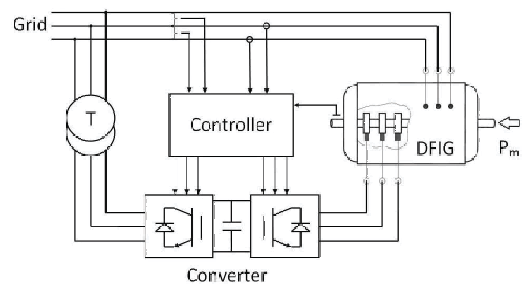


Fig. 1. Power flux in doubly fed induction generator.

Keywords – Direct power control, Doubly-fed induction generator, Neural Network Controller, Multilayer perceptron, Constant switching frequency.

LIST OF SYMBOLS

r_s, r_r	stator, rotor resistances.
L_s, L_r, L_m	stator self, rotor self, mutual inductances.
σ	total leakage factor.
$\omega_1, \omega_2, \omega_r$	synchronous, slip, rotor angular frequency.
$\theta_1, \theta_2, \theta_r$	stator flux, slip, rotor angles.
P, Q	active and reactive power.
$\vec{V}, \vec{I}, \vec{\psi}$	voltage, current, flux space vectors.
v, i, ψ	voltage, current, flux components.
$\vec{X} = x + jy$	space vector expressed in the general reference frame .
s, r	stator and rotor, respectively.
α, β	direct- and quadrature-axis expressed in the stationary reference frame.
d, q	direct- and quadrature-axis expressed in the synchronous reference frame.
m, n	direct- and quadrature-axis expressed in the rotor reference frame.
k_r	rotor coupling factor.

I. INTRODUCTION

The use of the Doubly-Fed Induction Generator (DFIG) enables the control of its power flux from sources of mechanical energy that have variable speed, such as in wind

better use of converters and improve the ability to control the total reactive power grid is proposed by [5]. PI controllers are also used for controlling the DFIG power flux to balanced voltages [6]- [7] and to grid voltage dip conditions in [8].

To obtain high dynamic performance in the reactive and active stator power control a direct power control (DPC) was developed [9], similar to the direct torque control (DTC) for the induction motor presented in [10]. The first works with DPC applied to the DFIG configuration used the hysteresis controller [11]. This entails a variable switching frequency, a high computational effort, and the necessity of stator side AC filters to eliminate broadband harmonics, consequently increasing in size and power loss. To overcome the disadvantage of working with variable switching frequency some strategies were developed for the DPC, as verified in [12], in which the acquisition of the rotor voltage components, the rotor speed measurement, the calculations of the active and reactive power and the stator flux estimation are all performed in a constant sample time, as presented in [13].

The DPC for a DFIG configuration with neuro-fuzzy inference system and a Takagi-Sugeno fuzzy logic controller of first order are proposed to determine the control variables d-axis and q-axis rotor voltages in [13]. In [14] an artificial neural network (ANN) is used for estimating the wind speeds and from these data one obtains the ideal rotor speed that generates the maximum power. Aiming at increasing the efficiency of three-phase induction motor drives over the entire operation range, it is proposed by [15] the use of an ANN to predict the optimal rotor flux reference. To find the maximum power generation of a DFIG, a controller based on an ANN is also proposed by [16] and the digital simulation exhibited

Artigo submetido em 17/01/2013. Primeira revisão em 19/04/2013, segunda revisão em 05/08/2013. Aceito para publicação em 05/08/2013 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

some advantages over a PI controller, such as lower picks in the controlled variable during the transitory and faster response. The inverse control logic applied to the stator power control of a DFIG proposed by [17] uses simultaneously a neural network and PI controllers to generate the control variables.

In this paper a direct power control strategy for a 2.25 kW DFIG is proposed and implemented using a controller based on an ANN with the multilayer perceptron (MLP) structure, which allows the control of the coupled and nonlinear system. The MLP controller generates direct- and quadrature-axis rotor voltage signals from the active and reactive power references, the active and reactive power errors and the rotor speed. The MLP was subject to an off-line training procedure and the set of samples for the supervised learning process was obtained from PI controllers. The single MLP controller replaces the PI controllers and the estimation block of the reference rotor currents reducing the number of blocks and variables to be implemented in the control loop, and this is its main advantage over the approaches mentioned earlier, including those already based on neural networks. Digital simulation and experimental tests for the DFIG operating at sub-synchronous speeds are presented to validate the proposed controller.

II. FUNDAMENT OF DIRECT POWER CONTROL TO DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR

A. DFIG Model

Adopting stator flux orientation, the DFIG model should be presented in the synchronous reference system. Supposing $r_s \cong 0$, the following set of equations holds [18]:

- Stator and rotor fluxes

$$\vec{\psi}_s = \psi_{ds} = \psi_s = L_s \bar{I}_{dq,s} + L_m \bar{I}_{dq,r} \quad (1)$$

$$\vec{\psi}_{dq,r} = \psi_{dr} + j\psi_{qr} = L_r \bar{I}_{dq,r} + L_m \bar{I}_{dq,s} \quad (2)$$

- Stator and rotor voltages

$$\bar{V}_{dq,s} = V_{d,s} + jV_{q,s} = \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + j\omega_1 \psi_s \quad (3)$$

$$\bar{V}_{dq,r} = V_{d,r} + jV_{q,r} = r_r \bar{I}_{dq,r} + \frac{d\vec{\psi}_{dq,r}}{dt} + j\omega_2 \vec{\psi}_{dq,r} \quad (4)$$

- Stator active and reactive powers

$$P_s = \frac{3}{2} \text{Re}(\bar{V}_{dq,s} \cdot \bar{I}_{dq,s}) \quad (5)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \text{Im}(\bar{V}_{dq,s} \cdot \bar{I}_{dq,s}) \quad (6)$$

By combining Equations (1) and (2) one obtains the stator and rotor current expressions as a function of the flux:

$$\bar{I}_{dq,s} = \frac{\psi_s}{\sigma L_s} - \frac{k_r \vec{\psi}_{dq,r}}{\sigma L_s} \quad (7)$$

$$\bar{I}_{dq,r} = \frac{\vec{\psi}_{dq,r}}{\sigma L_r} - \frac{k_r \psi_s}{\sigma L_s} \quad (8)$$

where,

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \text{and} \quad k_r = \frac{L_m}{L_r}$$

Replacing Equations (3) and (7) into Equations (5) and (6), and after some algebraic manipulation, it follows that:

$$P_s = -k\omega_1 \psi_s \psi_{qr} \quad (9)$$

$$Q_s = k\omega_1 \psi_s \left(\frac{\psi_s}{k_r} - \psi_{dr} \right) \quad (10)$$

where, $k = 3k_r/2\sigma L_s$.

With the infinite bus hypothesis, ω_1 and ψ_s are constants, and, consequently, the variation of the stator reactive and active powers (ΔP_s , ΔQ_s) will be expressed as changes in direct- and quadrature-axis rotor flux given by:

$$\Delta \psi_{qr} = -\frac{\Delta P_s}{k\omega_1 \psi_s} \quad (11)$$

$$\Delta \psi_{dr} = -\frac{\Delta Q_s}{k\omega_1 \psi_s} \quad (12)$$

B. Direct power control (DPC)

The stator active and reactive power are the controlled variables in the DPC, while the control variables are the direct- and quadrature-axis rotor voltages. Aiming at constant switching frequency, a constant sampling period T_s is adopted, and if $r_r \bar{I}_{dq,r} \cong 0$, Equation (4) can be written as:

$$V_{dr} = \frac{\Delta \psi_{dr}}{T_s} - \omega_2 \psi_{qr} \quad (13)$$

$$V_{qr} = \frac{\Delta \psi_{qr}}{T_s} + \omega_2 \psi_{dr} \quad (14)$$

By combining Equations (9), (10), (11) and (12), we obtain the following expressions for the direct- and quadrature-axis of the rotor voltage as a function of the stator flux:

$$V_{dr} = \frac{1}{k\omega_1 \psi_s} \left[-\frac{\Delta Q_s}{T_s} + \omega_2 P_s \right] \quad (15)$$

$$V_{qr} = \frac{1}{k\omega_1 \psi_s} \left[-\frac{\Delta P_s}{T_s} - \omega_2 Q_s \right] + \frac{\omega_2}{k_r} \psi_s \quad (16)$$

Therefore, once the required ΔP_s , ΔQ_s and ω_2 is known, the rotor voltages can be determined.

III. MLP CONTROLLER

Neural networks are flexible mathematical devices to implement nonlinear controllers [19]. As the MLP with a single hidden layer is sufficient to approximate any continuous function inside a unit hypercube, it is convenient to normalize the training data [20]. The possibility of learning from data [21], the potential of preserving high levels of performance at distinct operating points [22], and the existence of statistical procedures aiming at promoting the maximization of the generalization capability [23, 24] are the main motivation for using neural networks controllers.

The number of neurons in the input and output layers is respectively defined by the number of inputs and outputs

required by the application. There are no general guidelines for defining the best number of neuron in the hidden layer. The choice of a high number of hidden neurons might produce overfitting, thus reducing the generalization capability. The choice of a low number of neurons may impair the representation capability of the network, thus precluding the reduction of the training error [24]. What we have adopted here are twenty hidden neurons and what we considered enough to provide a proper degree of flexibility to the neural network and to avoid over training, 15% of the training data was kept apart as the validation dataset and the learning procedure stops when the neural network weights minimizes the error produced by the validation dataset.

A. Training data

The training data of the MLP are acquired from the based model control as presented in [25]. This control formulation has the advantage of decreasing the number of PI controllers from four to only two, as it is shown in Figure 2. The

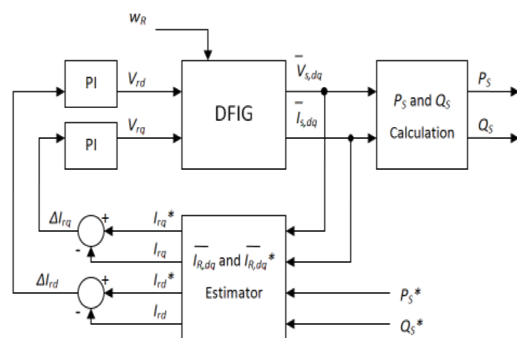


Fig. 2. Control diagram to generate the training dataset.

training dataset should contain samples from diverse operating conditions. This is a crucial requisite for the proper behavior of the obtained MLP controller.

The control system illustrated in Figure 2 is simulated for each of the speeds in the range of $\pm 15\%$ of the synchronous speed (160, 175, 188, 201 and 216 rad/s): for each speed the reference signals of the stator active and reactive power have the rectangular profile, as shown in Figure 3. The input data P_s^* , Q_s^* , ΔP_s , ΔQ_s and ω_r , and output data V_{dr} and V_{qr} , utilized for training are selected and normalized around the transition of active and reactive powers, as highlighted in Figure 3 (data not selected are discarded) and the sampling frequency is 1 kHz. This selection avoids excess of redundant data, which could impair the training quality and increase the convergence time. The set of training data is normalized. It must also be emphasized that the gains of the PI controllers are set for each speed due to the nonlinearity that is inherent in induction machines and the PI controllers were adjusted by trial and error tuning method. This data acquisition policy guides to 2489 input-output samples to compose the training dataset. This training dataset is used as follows: 70% for adjusting the MLP weights, 15% for validation and 15% for test.

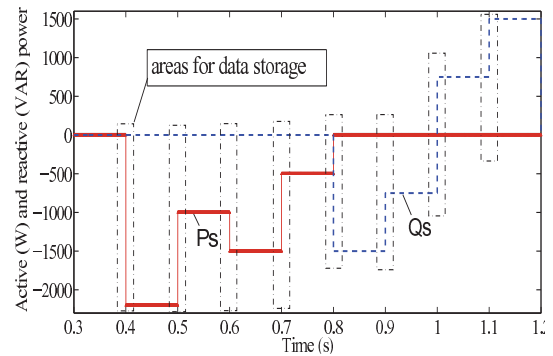


Fig. 3. Stator powers profiles to generate the training dataset.

B. Training process

The supervised learning (training process) is responsible for adjusting the weights of the MLP by means of the following iterative rule:

$$W[t + 1] = W[t] + \Delta W[t] \quad (17)$$

where $W[t]$ is the vector composed by current values of the weights, $\Delta W[t]$ by incremental weight adjustment and $W[t + 1]$ by the subsequent values of the weights. The incremental weight adjustment is performed so that the mean square error between the desired outputs and the obtained ones is minimized for the validation dataset, though only the training dataset is used to adjust the weights. In other words, the adjustment of the weights employs the training dataset, and the stopping condition is checked considering the validation dataset.

The supervised training process is generally performed off-line and is characterized by a nonlinear optimization problem. As it is well-known in the context of nonlinear optimization, the iterative process may get stuck in local minima, depending on the initial value of the weights. To reduce the chance of converging to a poor local minimum, here we have adopted multiple restarting and we have also initialized the weights in a small interval around zero, e.g. $[-0.1, +0.1]$. We have adopted here a scaled conjugate gradient second-order method [26], used both for recurrent and nonrecurrent neural networks. This method is numerically stable, has a fast convergence and a low computational cost [27].

The maximum number of training epochs is limited to 10^4 . If the MSE associated with the validation dataset is still being reduced after 10^4 epochs, then the algorithm will run for additional 10^4 epochs. The computational demand can be considered low, with less than one minute to conclude 10^4 epochs on conventional desktop.

C. Proposed MLP controller

The proposed MLP controller has five inputs (Q_s^* , ΔQ_s , P_s^* , ΔP_s and ω_r), twenty neurons in the hidden layer and two neurons in the output layer (V_{dr} and V_{qr}), as it is illustrated in Figure 4. The MLP directly generates the rotor voltages V_{dr} and V_{qr} without PI controllers and without the estimation block for the reference rotor currents, as shown in Figure 5.

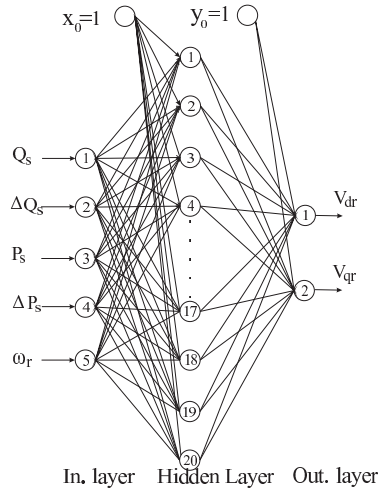


Fig. 4. Proposed MLP controller.

The weights associated with the synaptic connections between the input and the hidden layers are represented by matrix W_1 , and the weights between the hidden and the output layers, by matrix W_2 . The adopted activation function for the hidden layer neurons is the hyperbolic tangent and for the output layer neurons, the identity function. Hence, the output of the MLP is given by

$$S_{rn} = [\tanh(XW_1^t)]W_2^t \quad (18)$$

where S_{rn} is the row vector with neural network outputs (V_{rd} , V_{rq}), X is the row vector with all the input data (P_s , Q_s , P_s^* , Q_s^* and ω_r) and W_1^t, W_2^t are the transpose of matrices W_1 and W_2 .

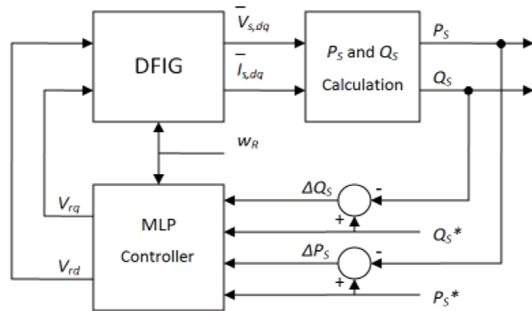


Fig. 5. Control Diagram with MLP Controller.

IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The simulation and experimental tests were performed with a 2.25kW, 220 V, 60Hz, 4poles. The control system block diagram is illustrated in Figure 6 and the description of each block is as follows:

- Transformations $abc-\alpha\beta$ and $\alpha\beta-dq$ block

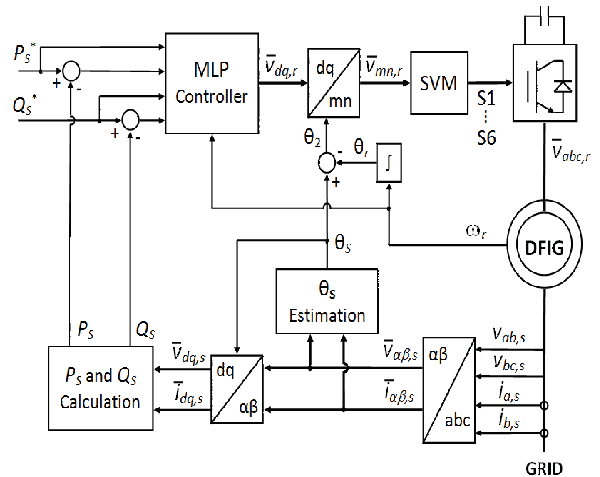


Fig. 6. System block diagram.

$$v_\alpha(t) = 1/3[2v_{abs} + v_{bcs}] \quad (19)$$

$$v_\beta(t) = 1/\sqrt{3}v_{bcs} \quad (20)$$

$$i_\alpha(t) = i_{as} \quad (21)$$

$$i_\beta(t) = 1/\sqrt{3}[i_{as} + 2i_{bs}] \quad (22)$$

- θ_s estimation

$$\bar{\psi}_{\alpha\beta s} = \int (\bar{V}_{\alpha\beta s} - r_s \bar{I}_{\alpha\beta s}) dt \quad (23)$$

$$\theta_s = \arctan \frac{\bar{\psi}_{\beta s}}{\bar{\psi}_{\alpha s}} \quad (24)$$

- P_s and Q_s calculations are done by Equations (5) and (6)

- MLP controller

The MLP controller determines the control signals V_{dr} and V_{qr} from P_s^* and Q_s^* references, ΔP_s and ΔQ_s error, and ω_r .

- v_{mr} and v_{nr} calculations

The control signals V_{dr} and V_{qr} are expressed in the rotor reference frame by

$$\bar{V}_{mn,r} = v_{mr} + jv_{nr} = \bar{V}_{dq,r} e^{j(\theta_s - \theta_r)} \quad (25)$$

- Space vector modulation (SVM)

To generate the pulse width modulation (PWM) switching patterns the Space vector modulation (SVM) is utilized. To maintain it in the linear zone of operation, the rotor voltages are limited by following functions:

$$|\bar{V}_{mn,r}(k)| = \sqrt{v_{nr}^{*2} + v_{mr}^{*2}} \quad (26)$$

$$\theta = \arctan \frac{v_{nr}}{v_{mr}} \quad (27)$$

if $|\bar{V}_{mn,r}| \geq V_{max,r}$ then $|\bar{V}_{mn,r}| = V_{max,r}$

where $V_{max,r}$ is the maximum voltage of the converter.

The test bench is composed of a DSP Tms320F2812, interface circuits, an incremental encoder of 1500 pulses, a power converter of six IGBTs (10kW), a personal computer and an oscilloscope. The DFIG rotor and stator terminals are connected to the power converter and to the infinite bus, respectively. A squirrel cage induction motor connected directly to the power grid was mechanically coupled to the DFIG to provide mechanical energy, i. e., the induction motor has no speed control. As hyperbolic tangent is not available in the mathematical library of the adopted DSP, the activation function of the hidden neurons in the MLP was implemented with an arc-tangent function [28]. In the DSP programming, two interruptions were implemented:

1) *Interruption of 200 μs* - This time interval corresponds to the inverter switching period of 1/5kHz and the function performed are

- Calculation of the position and speed rotor from the encoder pulses.
- The MLP algorithm implementation to generate the output control signals V_{dr} and V_{qr} .
- Generation of the command signals of the SVM.

2) *Interruption of 50 μs* - In this period four updates of stator variables are permitted and the function performed are

- Voltages and current measurement of the stator line and the transformation of these variables to the stationary coordinate system.
- Estimation of the stator angular flux.
- Calculation of P_s and Q_s .

A. Simulation results for the variable speed operation

The aim here is to verify the generalization capability of the trained MLP. So, all the operating range of the stator power and rotor speed were considered. The simulations were performed with reference values (P_s^* , Q_s^* , and ω_r^*) distinct from the ones considered in the training phase of the MLP, as shown in Figure 7.

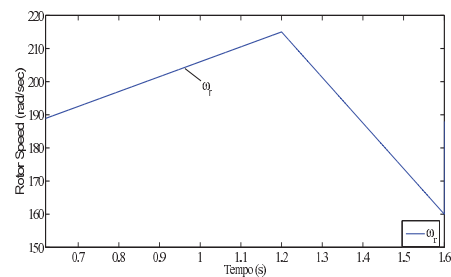
In Figure 7(a) it is shown the imposed speed profile. Observe that the speed varies 15% around synchronous speed, which is the usual operating range for DFIGs. The stator active and reactive power profiles (reference and obtained) are shown in Figure 7(b).

In Figure 7(c), during the period where the power is null, it is observed that the stator currents are next to zero and respond immediately to the power variations, following the intended profiles.

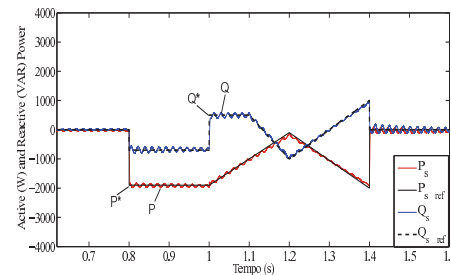
In Figure 7(d), it is observed that the amplitude and the phase sequence of the rotor currents change with respect to the stator power references and the subsynchronous/supersynchronous rotor speeds.

B. Simulation and experimental results for constant speed operation

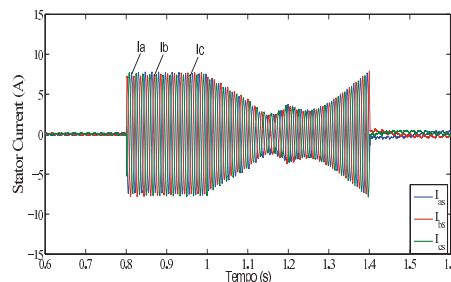
The results presented in Figure 8 (simulation) and Figure 9 (experimental), with $\omega_r = 180.0$ rad/s, are shown side by side for favoring the comparative analysis. Observe that P_s and Q_s are zero, before the first step in power reference.



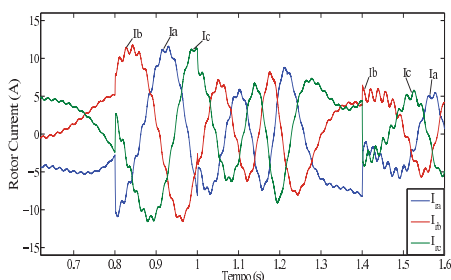
(a) Imposed Rotor speed.



(b) Stator active and reactive power profiles.

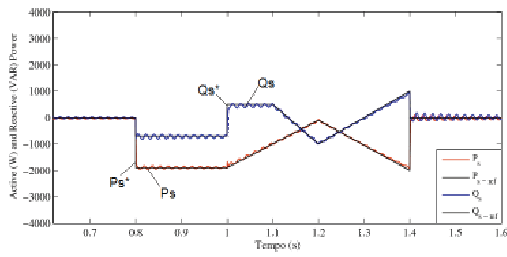


(c) Three-phase stator current waveforms.

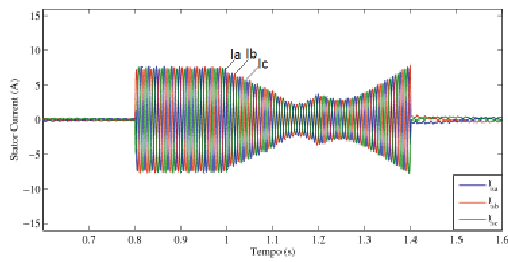


(d) Three-phase rotor current waveforms.

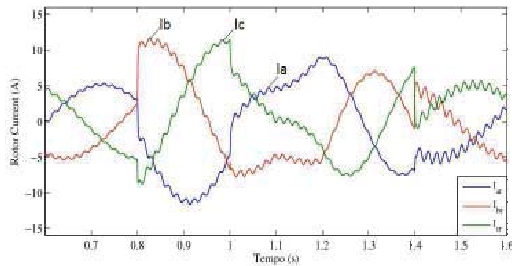
Fig. 7. Simulated results with variable speed.



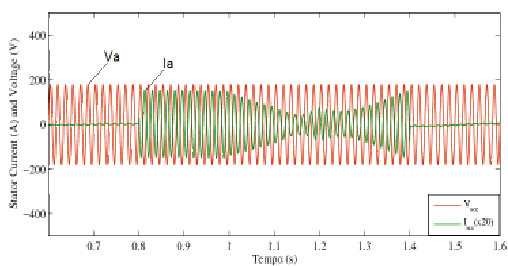
(a) Active and reactive power profiles.



(b) Instantaneous values of the three-phase stator currents.

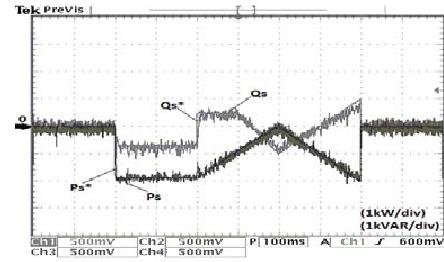


(c) Instantaneous values of the three-phase rotor currents.

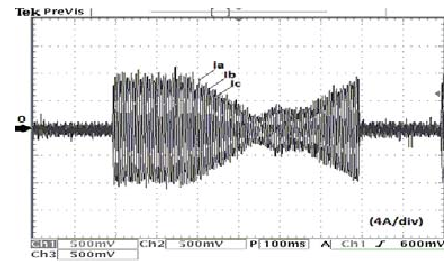


(d) Instantaneous current and voltage of one phase of the stator.

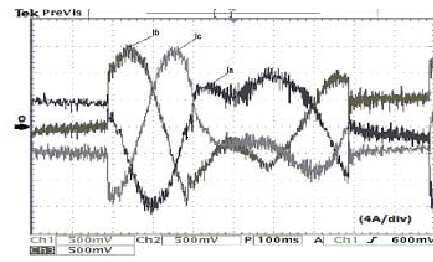
Fig. 8. Simulated results with sub-synchronous speed.



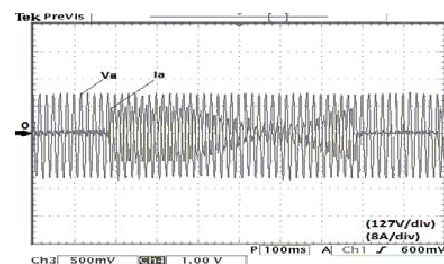
(a) Active ($1kW/div$) and reactive ($1kVAR/div$) power profiles.



(b) Instantaneous values of the three-phase stator currents ($4A/div$).

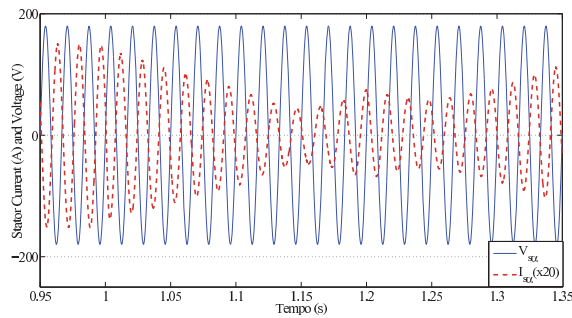


(c) Instantaneous values of the three-phase rotor currents ($4A/div$).

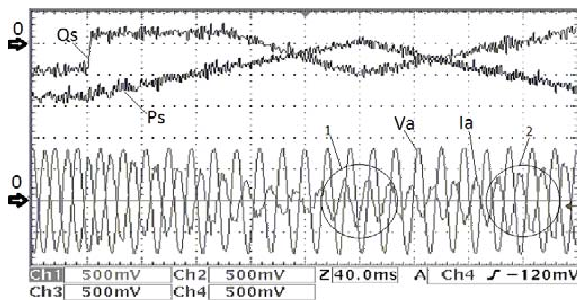


(d) Instantaneous current ($8A/div$) and voltage ($127V/div$) of one phase of the stator.

Fig. 9. Experimental results with sub-synchronous speed.



(a) The phase voltage and current of stator.



(b) Active ($1kW/div$) and reactive ($1kVAR/div$) power profiles in stator. The phase voltage ($127V/div$) and current ($8A/div$) of stator.

Fig. 10. Details of the variation in power factor: (a) simulation and (b) experimental.

During the period that the power is zero, the stator currents are next to zero and respond immediately to the required power, following the intended profiles, as shown in Figures 8(b) - 8(d) (simulation) and Figures 9(b) - 9(d) (experimental).

Furthermore, the phase angle of current regarding to the voltage, as shown in Figures 8(d) and 9(d), is π radians, when the active power is not zero, and this is in accordance with the load convention. Regarding the reactive power, it is observed that the phase angle of current I_s is modified due to the changes in the power factor, i.e., leading (capacitive load) or lagging (inductive load) power factor. This effect is presented in details in Figure 10.

In Figures 8(c) - simulated results- and 9(c) -experimental results- it has been observed a small difference between the rotor currents waveforms because the digital simulation was performed with a constant speed of 180.0rad/s and in the experimental test, the generator is driven by squirrel cage motor without speed control.

Thus, it is possible to conclude that the dynamic- and steady-state responses of the experimental results (Figure 9) are very close to the reference values and consistent with the simulation.

V. CONCLUSION

This paper has shown the experimental application of a direct power control of a doubly-fed induction generator under oriented stator flux using a controller based on an ANN. All the PI controllers and rotor current estimation block, that generated the set of samples for training process were replaced with success by a single MLP controller with twenty hidden neurons. The results have shown that the DPC approach combined with the MLP controller maintain the features of the DPC and adds the inherent characteristic of an ANN controller, more specifically the capability of controlling the coupled and nonlinear system and to generalize the performance to the whole range of operation considered in the training data. Furthermore, the execution and application of this controller are conceptually and computational simple, besides presenting a good performance. The experimental results have shown the effectiveness of the controller when attending changes in reactive and active power under subsynchronous speed, being these results consistent with those obtained by simulations.

APPENDIX

TABLE I
Nominal values of the 2.25 kW DFIG

Parameters	Value
Power, Voltage	2.25 kW, 220 V
Frequency, Poles	60 Hz, 4
r_s, r_r	1.2, 1.24 [Ω]
L_s, L_r, L_m	98.14, 98.14, 91.96 [mH]

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank Capes and CNPq for the financial support.

REFERENCES

- [1] B. H. Chowdhury and S. Chellapilla. Double-fed induction generator control for variable speed wind power generator. *Electric Power System Research*, 76:786–800, 2006.
- [2] I. Cardici and M. Ermis. Double-output induction generator operating at subsynchronous and supersynchronous speeds: steady-state performance optimization and wind-energy recovery. *IEEE Proceedings B*, 139:429–442, 1992.
- [3] R. Datta and V. T. Rangathan. Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine - a comparison with alternative schemes. *IEEE Trans. Energy Conversion*, 17:414–421, 2002.
- [4] F. Blaabjerg and F. Iov. Wind power - a power sourcer now enabled by power electronics. In *Brazilian Power Electronics Conference*, pages 1–16, 2007.
- [5] R. G. de Oliveira, J. L. da Silva, and S. R. Silva. Desenvolvimento de uma nova estratégia de controle de potência reativa em gerador de indução de dupla alimentação para turbinas eólicas. *Eletrônica de Potência*, 13(4):207–284, Nov. 2008.

- [6] S. T. Jou, S. B. Lee, Y. B. Park, and K. B. Lee. Direct power control of a dfig in wind turbines to improve dynamics responses. *Journal of Power Electronics*, 9(4):781–790, Sept. 2009.
- [7] A. Petersson, L. Harnefors, and T. Thiringer. Evaluation of current control methods for wind turbines using doubly-fed induction machines. *IEEE Trans. Power Electron.*, 20:2270–2281, 2005.
- [8] F. K. de A. Lima, E. H. Watanabe, P. Rodriguez, and A. Luna. Controle de gerador de indução duplamente alimentado diante de afundamentos de tensão. *Eletrônica de Potência*, 3(14):189–199, 2009.
- [9] R. Datta and V.T. Ranganathan. Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors. *IEEE Trans. Power Electron.*, 16:1058–1066, 2001.
- [10] I. Takahashi and T. Noguchi. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions Industry Applications*, 22:820–827, 1986.
- [11] Lie Xu and P. Cartwright. Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation. *IEEE Trans. Energy Conversion*, 21(3):750–758, Sept. 2006.
- [12] D. Zhi and L. Xu. Direct power control of dfig with constant switching frequency and improved transient performance. *IEEE Trans. Energy Conversion*, 22:110–118, 2007.
- [13] R. V. Jacomini and E. Bim. Direct power control of a doubly fed induction generator by using a neuro-fuzzy controller. *Eletrônica de Potência*, 16(4):330–338, Nov. 2011.
- [14] O. Barambones, J. M. G. Durana, and E. Kremers. A neural network based wind speed estimator for a wind turbine control. *15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pages 1383–1388, 2010.
- [15] A. F. Santos, F. A. S. Neves, R. R. B. Aquino, and M. C. Cavalcanti. Application of artificial neural network in the efficient control of three-phase induction motor. *Eletrônica de Potência*, 15(2):87–96, May 2010.
- [16] O. Soares, H. Gonçalves, A. Martins, and A. Carvalho. Nonlinear control of the doubly-fed induction generator in wind power systems. *Renewable and Energy*, 35:1662–1670, 2010.
- [17] L. Li and K. Wang. Doubly-fed generation system based on neural network inverse control. *Second International Symposium on Knowledge Acquisition and Modeling*, pages 147–150, 2009.
- [18] Edson Bim. *"Máquinas Elétricas e Acionamento"*. Elsevier Publications, 2012.
- [19] W. T. Miller, R. S. Sutton, and P. J. Werbos. *"Neural Networks for Control"*. Bradford Book, 1995.
- [20] K. Hornik, M. Stinchcombe, and H. White. Multilayer feedforward networks are universal approximators. *Neural Networks*, 2(5):359–366, Febr. 1989.
- [21] V. Cherkassky and F. Mulier. *"Learning from Data: Concepts, Theory, and Methods"*. Wiley, 2007.
- [22] L. A. C. Meleiro, F. J. Von Zuben, and R. Maciel Filho. Constructive learning neural network applied to identification and control of a fuel-ethanol fermentation process. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 22:201–215, 2009.
- [23] T. M. Mitchell. *"Machine Learning"*. McGraw-Hill, 1997.
- [24] S. Haykin. *"Neural Networks and Learning Machines"*. Wiley, 2008.
- [25] R. V. Jacomini, A. França, and E. Bim. Simulation and experimental studies on double-fed induction generator power control operating at subsynchronous operation speed. *Power Electronics and Drive Systems. International Conference on*, pages 1421–1424, 2009.
- [26] E. P. dos Santos and F. J. Von Zuben. Improved second-order training algorithms for globally and partially recurrent neural networks. *Proceedings of the IEEE International Joint Conference on Neural Networks*, 3:1501–1506, 1999.
- [27] M. F. Moller. A scaled conjugate gradient algorithm for fast supervised learning. *Neural Networks*, 6:525–533, 1993.
- [28] K. Najarian. On learning of sigmoid neural networks. *Complexity*, 6(4):39–45, Jun. 2001.

BIOGRAPHIES

Rodrigo Andreoli de Marchi received the B.S. degree (2008) in electrical engineering from Methodist University of Piracicaba, Brazil, the M.S. degree (2011) from State University of Campinas, Brazil and currently he is working toward the Ph.D. degree at the State University of Campinas. His current research interests include AC drives and neural networks control applied to squirrel cage and doubly fed induction machines.

Paulo Sergio Dainez received the B.Sc. degree in electrical engineering from Federal University of Santa Catarina, Brazil, in 1994, the M.Sc. degree in electrical engineering from State University of Santa Catarina, Brazil, in 2010. From 1994 to 2011, he was an Electrical Engineer in the Whirlpool Compressor Unit - Brazil. Since 2011, he is working toward the Ph.D. degree in electrical engineering from State University of Campinas, Brazil. His current research interest include control and simulation of electrical machines, Multiphase motor and AC drives.

Fernando J. Von Zuben received his Dr.E.E. degree from the University of Campinas (Unicamp), Campinas, SP, Brazil, in 1996. He is currently the header of the Laboratory of Bioinformatics and Bioinspired Computing (LBiC), and an Associate Professor at the Department of Computer Engineering and Industrial Automation, School of Electrical and Computer Engineering, University of Campinas (Unicamp). The main topics of his research are computational intelligence, bioinspired computing, multivariate data analysis, and machine learning. He coordinates open-ended research projects in these topics, tackling real-world problems in the areas of information technology, decision-making, pattern recognition, and discrete and continuous optimization. He has concluded the supervision of more than 40 graduate students, and has published more than 60 full research papers and more than 200 conference papers. Fernando J. Von

Zuben is IEEE Senior Member and also a member of the Evolutionary Computation Technical Committee of the IEEE Computational Intelligence Society.

Edson Bim received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees, in electrical engineering from the State University of Campinas (UNICAMP), Campinas, São Paulo, Brazil, in 1976, 1981, and 1993, respectively. Since 1977 he has been Professor with the Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Campinas (Unicamp) and he is currently an Associate Professor. He has written one book (Portuguese language, 2nd Edition), secured one Brazil patent and published technical papers. Much of his current research focuses on predictive adaptive and neural networks control applied to three-phase and multiphase induction machines.

A Multilayer Perceptron Controller Applied to the Direct Power Control of a Doubly Fed Induction Generator

Rodrigo Andreoli de Marchi, Paulo Sergio Dainez, Fernando J. Von Zuben, *Senior Member, IEEE*, and Edson Bim, *Member, IEEE*

Abstract—This paper presents a direct power control strategy for a doubly fed induction generator by using an artificial neural network controller with the multilayer perceptron structure. This controller generates the direct- and quadrature-axis rotor voltage signals from both the stator current and voltage that are measured by the Hall sensors. The input variables of the control system are the rotor speed, the active and reactive power references, and their respective errors. The proposed control strategy allows the converter connected to the rotor terminals to operate with constant switching frequency. Digital simulation and experimental tests are performed for a 2.25-kW doubly fed induction generator to validate the proposed control strategy.

Index Terms—Artificial neural network (ANN), constant switching frequency, direct power control (DPC), doubly fed induction generator (DFIG), multilayer perceptron (MLP).

NOMENCLATURE

r_s, r_r	Stator and rotor resistances.
L_s, L_r, L_m	Stator self, rotor self, and mutual inductances.
σ	Total leakage factor.
$\omega_1, \omega_2, \omega_r$	Synchronous, slip, and rotor angular frequencies.
$\theta_1, \theta_2, \theta_r$	Stator flux, slip, and rotor angles.
P, Q	Active and reactive powers.
$\bar{V}, \bar{I}, \bar{\psi}$	Voltage, current, and flux space vectors.
v, i, ψ	Voltage, current, and flux components.
$\bar{X} = x + jy$	Space vector expressed in the general reference frame.
s, r	Stator and rotor.
α, β	Direct- and quadrature-axes expressed in the stationary reference frame.
d, q	Direct- and quadrature-axes expressed in the synchronous reference frame.
m, n	Direct- and quadrature-axes expressed in the rotor reference frame.
k_r	Rotor coupling factor.
*	Reference signals.

Manuscript received February 22, 2013; revised June 28, 2013 and August 23, 2013; accepted November 19, 2013. Date of publication January 23, 2014; date of current version March 18, 2014. This work was financially supported by Capes, CNPq, and FAPESP.

The authors are with the School of Electrical and Computer Engineering, State University of Campinas (UNICAMP), Campinas, São Paulo 13083-852, Brazil (e-mail: ram_marchi@yahoo.com.br; ramarchi@dsce.fee.unicamp.br; psdainez@dsce.fee.unicamp.br; vonzuben@dca.fee.unicamp.br; bim@dsce.fee.unicamp.br).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TSTE.2013.2293621

I. INTRODUCTION

THE USE of the doubly fed induction generator (DFIG) enables the control of its power flux from sources of mechanical energy that have variable speed—see the illustration in Fig. 1—as is the case of wind energy [1], [2]. An advantage of the DFIG is the possibility of controlling the stator power flux by rotor voltage [3], which makes it attractive for the high power applications, due to the low power rotor involved, i.e., approximately 1/4 of the rated power of the machine. In general, proportional-integral (PI) controllers are used to determine the rotor voltages from stator power errors [4], [5], or when the DFIG operates under grid voltage dip conditions [6].

To obtain a high dynamic performance from the reactive and active stator power controls, a direct power control (DPC) was developed [7], similar to the direct torque control (DTC) for the induction motor presented in [8]. The first application to the DFIG power control is a hysteresis controller [9], although this implies variable switching frequency, a high computational effort and the necessity of a stator side ac filter to eliminate the broadband harmonics causing, therefore, the increase of the inverter and their electrical losses. To overcome the disadvantage of working with variable switching frequency, in [10], the controller calculates the required rotor control voltage within each fixed time period; however, it only presents the simulated digital results. This strategy is also applied in [11]. The comparison between vector control (VC) and the DTC and DPC strategies for the power control systems of a DFIG is presented in [12]. Simulation and experimental tests for the machine operating as a motor or generator have shown that DPC is superior, because it works with low settling time, medium overall implementation complexity, and high robustness. In contrast, the disadvantages are high sampling rates and high instrumentation constraints.

The use of the neuro-fuzzy inference system and the first-order Takagi-Sugeno fuzzy-logic controller applied to the DFIG is proposed to determine the control variables— d - and q -axes rotor voltages—in [11]. This article presents good results, but its implementation has the disadvantage of requiring three neural networks with a high number of neurons. A neuro-fuzzy PI gain scheduler is proposed to control a rotor side voltage-source converter of a DFIG to track the maximum wind power point in [13], being the six gains of the neuro-fuzzy tuners trained offline. This controller achieves fast system response, with almost no overshoot, shorter settling time, and no steady-state error for

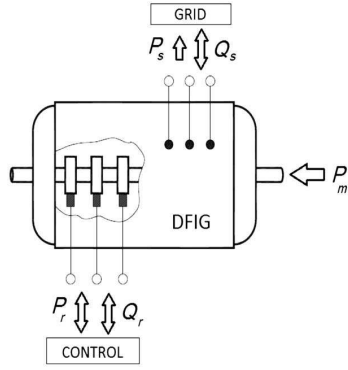


Fig. 1. Power flux in DFIG.

different operating conditions. In [14], an artificial neural network (ANN) is used for estimating the wind speed, and from these data, one obtains the ideal rotor speed that finds the maximum power. With the aim of increasing the efficiency of three-phase induction motor drives in the entire operation range, the use of an ANN to predict the optimal rotor flux reference is proposed in [15]. To find the maximum power generation of a DFIG configuration, a controller based on an ANN is also proposed in [16] and the digital simulation displays some advantages compared to the PI controller: lower peaks of the controlled variable during the transitory and faster response. The inverse control logic applied to the stator power control of a DFIG proposed in [17] uses, simultaneously, the neural network and PI controllers to generate the control variables.

In this paper, a DPC strategy for a 2.25-kW DFIG is proposed and implemented using a controller based on an ANN with the multilayer perceptron (MLP) structure, which was subjected to an offline training procedure; the necessary set of samples for the supervised learning process was obtained from different tunings of the PI controllers that are replaced by a single MLP controller. In addition, the MLP controller has the function of estimating the reference rotor currents and, consequently, it reduces the number of blocks and variables to be implemented in the control loop—this is its main advantage over the approaches mentioned earlier in this section. The proposed MLP controller receives the stator active and reactive powers, the respective power errors, and the rotor speed as inputs. The output is given by the direct- and quadrature-axis components of the rotor voltage. Digital simulation and experimental tests for the DFIG operating at variable and constant speeds are presented to validate the proposed controller.

II. DPC OF A DFIG

A. DFIG Model

The basic equations of the DFIG written according to its electrical parameters of direct- and quadrature-axes are as follows [18].

1) Stator and rotor fluxes

$$\bar{\psi}_{dq,s} = \psi_{ds} + j\psi_{qs} = L_s \bar{\mathbf{I}}_{dq,s} + L_m \bar{\mathbf{I}}_{dq,r} \quad (1)$$

$$\bar{\psi}_{dq,r} = \psi_{dr} + j\psi_{qr} = L_r \bar{\mathbf{I}}_{dq,r} + L_m \bar{\mathbf{I}}_{dq,s} \quad (2)$$

2) Stator and rotor voltages

$$\bar{\mathbf{V}}_{dq,s} = V_{ds} + jV_{qs} = r_s \bar{\mathbf{I}}_{dq,s} + \frac{d\bar{\psi}_{dq,s}}{dt} + j\omega_1 \bar{\psi}_{dq,s} \quad (3)$$

$$\bar{\mathbf{V}}_{dq,r} = V_{dr} + jV_{qr} = r_r \bar{\mathbf{I}}_{dq,r} + \frac{d\bar{\psi}_{dq,r}}{dt} + j\omega_2 \bar{\psi}_{dq,r} \quad (4)$$

where $\omega_2 = \omega_1 - \omega_r$.

3) Stator active and reactive powers

$$P_s = \frac{3}{2} \text{Re}(\bar{\mathbf{V}}_{dq,s} \cdot \bar{\mathbf{I}}_{dq,s}^*) \quad (5)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \text{Im}(\bar{\mathbf{V}}_{dq,s} \cdot \bar{\mathbf{I}}_{dq,s}^*) \quad (6)$$

4) Rotor active and reactive powers

$$P_r = \frac{3}{2} \text{Re}(\bar{\mathbf{V}}_{dq,r} \cdot \bar{\mathbf{I}}_{dq,r}^*) \quad (7)$$

$$Q_r = \frac{3}{2} \text{Im}(\bar{\mathbf{V}}_{dq,r} \cdot \bar{\mathbf{I}}_{dq,r}^*) \quad (8)$$

Adopting the stator flux orientation and supposing that $r_s \cong 0$, the stator voltage stator flux equations are

$$\bar{\psi}_s = \psi_{ds} = \psi_s = L_s \bar{\mathbf{I}}_{dq,s} + L_m \bar{\mathbf{I}}_{dq,r} \quad (9)$$

$$\bar{\mathbf{V}}_{dq,s} = V_{ds} + jV_{qs} = \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_1 \bar{\psi}_s \quad (10)$$

By combining (9) and (2), one obtains the stator and rotor current expressions as a function of the flux

$$\bar{\mathbf{I}}_{dq,s} = \frac{\psi_s}{\sigma L_s} - \frac{k_r \bar{\psi}_{dq,r}}{\sigma L_s} \quad (11)$$

$$\bar{\mathbf{I}}_{dq,r} = \frac{\bar{\psi}_{dq,r}}{\sigma L_r} - \frac{k_r \psi_s}{\sigma L_s} \quad (12)$$

where $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ and $k_r = \frac{L_m}{L_r}$.

By combining (5), (6), (10), and (11), after some algebraic manipulation, it follows that:

$$\psi_{qr} = -\frac{P_s}{k\omega_1 \psi_s} \quad (13)$$

$$\psi_{dr} = \frac{\psi_s}{k_r} - \frac{Q_s}{k\omega_1 \psi_s} \quad (14)$$

where $k = 3k_r/2\sigma L_s$.

With the infinite bus hypothesis, ω_1 and ψ_s are the constants, and consequently, the variation of the stator reactive and active powers (ΔP_s , ΔQ_s) will be expressed as changes in the direct- and quadrature-axes rotor flux given by

$$\Delta \psi_{qr} = -\frac{\Delta P_s}{k\omega_1 \psi_s} \quad (15)$$

$$\Delta \psi_{dr} = -\frac{\Delta Q_s}{k\omega_1 \psi_s} \quad (16)$$

B. Direct Power Control

The stator active and reactive powers are the controlled variables in the DPC, whereas the control variables are the

direct- and quadrature-axis rotor voltages. Aiming at the constant switching frequency, a constant sampling time period T_s is adopted, and by combining (4) and (12)–(16), one obtains the equations of the control variables

$$V_{dr} = a \left[\omega_2 P_s - \frac{\Delta Q_s}{T_s} \right] + b - c Q_s \quad (17)$$

$$V_{qr} = -a \left[\omega_2 Q_s + \frac{\Delta P_s}{T_s} \right] + d \omega_2 - c P_s \quad (18)$$

where $a = \frac{1}{k\omega_1\psi_s}$, $b = \frac{r_r}{L_m}\psi_s$, $c = \frac{r_r}{\sigma k L_m \omega_1 \psi_s}$, and $d = \frac{\psi_s}{k_r}$.

These last two equations are employed to determine the input variables for the controller design, i.e., Q_s^* , ΔQ_s , P_s^* , ΔP_s , and ω_r .

III. MLP CONTROLLER

Neural networks are the flexible mathematical devices to implement the nonlinear controllers [19]. MLP with a single hidden layer is sufficient to approximate any continuous function inside a unit hypercube, it is convenient to normalize the training data [20]. The possibility of learning from the data [21], the potential of preserving the high levels of performance at distinct operating points [22], and the existence of statistical procedures applicable to maximize the generalization capability [23], [24] are the main motivations for using the neural network controllers.

The number of neurons in the input and output layers is defined by the number of inputs and outputs required by the application, respectively. There are no general guidelines for defining the best number of neuron in the hidden layer. The choice of a high number of hidden neurons might produce overfitting that reduces, thereby, its generalization capability. Otherwise, the choice of a low number of neurons may impair the representation capability of the network, hindering the reduction of the training error [24]. We have adopted a hold-out training procedure with several proposals for the number of hidden neurons, trying to maximize the performance over a validation dataset composed of 15% of the whole dataset available for supervised learning.

A. Proposed MLP Controller

MLP generates the rotor voltages V_{dr} and V_{qr} without PI controllers and without the estimation block for the reference rotor currents, as illustrated in Fig. 2(a). The proposed MLP controller has five inputs (Q_s^* , ΔQ_s , P_s^* , ΔP_s , and ω_r), five neurons in the hidden layer and two neurons in the output layer (V_{dr} and V_{qr}), as illustrated with details in Fig. 2(b). The number of hidden neurons was defined based on the hold-out training procedure.

The weights of the synaptic connections between the input and the hidden layer are represented by the matrix \mathbf{W}_1 , and those between the hidden and the output layer, by the matrix \mathbf{W}_2 . The adopted activation function for the hidden layer neurons is the hyperbolic tangent and for the output layer, neurons is the identity function. Hence, the output of MLP is given by

$$\mathbf{S}_{rn} = [\tanh(\mathbf{X} \mathbf{W}_1^t)] \mathbf{W}_2^t \quad (19)$$

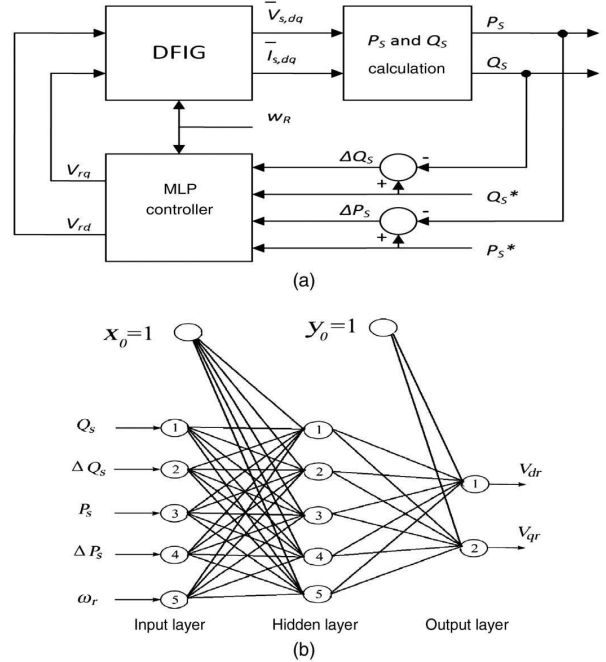


Fig. 2. Proposed MLP controller: (a) control system and (b) MLP controller.

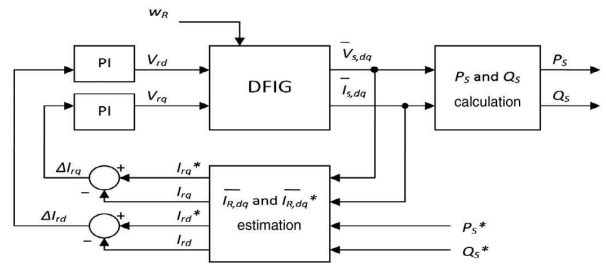


Fig. 3. Control diagram with PI controllers to generate the training dataset.

where \mathbf{S}_{rn} is the row vector with neural network outputs (V_{dr} , V_{qr}), \mathbf{X} is the row vector with all the input data (P_s , Q_s , P_s^* , Q_s^* , and ω_r), and \mathbf{W}_1^t , \mathbf{W}_2^t are the transpose of matrices \mathbf{W}_1 and \mathbf{W}_2 .

B. Training Data

The training data of MLP are acquired from the based model control, as presented in [25]. This control formulation has the advantage of decreasing the number of PI controllers from four to only two, as shown in Fig. 3. For the proper behavior of the obtained MLP controller, the training dataset should contain samples from diverse operating conditions.

The system is simulated for each one of the speeds in the range of $\pm 15\%$ of the synchronous speed (160, 175, 188, 201, and 216 rad/s), applying a square wave profile sequence at the reference signal of active and reactive powers for each speed, as shown in Fig. 4. It must be emphasized that the gains of the PI controllers are set for each speed.

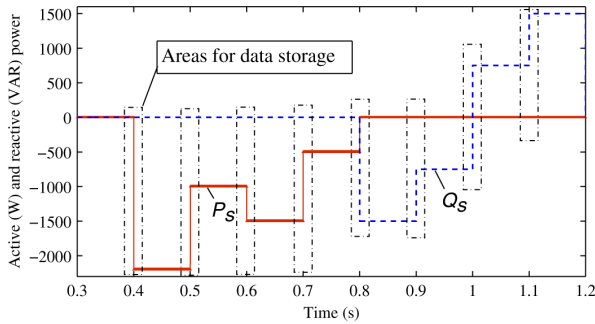


Fig. 4. Stator active and reactive power profiles to generate the training dataset.

The inputs P_s^* , Q_s^* , ΔP_s , ΔQ_s , and ω_r , and outputs V_{dr} and V_{qr} are normalized to constitute the set of training data. The sampling frequency is 1 kHz and the data are selected around the transition of active and reactive powers, as highlighted in Fig. 4, for avoiding the excess of redundant data, which could impair the training quality and increase the convergence time (data not selected are discarded). This data acquisition policy guides to 2489 input–output samples to compose the training dataset, which is separated into three parts: 70% for adjusting the MLP weights, 15% for validation, and 15% for test.

C. Training Process

The supervised learning (training process) is responsible for adjusting the weights of the MLP by means of the following iterative rule:

$$W[t+1] = \mathbf{W}[t] + \Delta W[t] \quad (20)$$

where $\mathbf{W}[t]$ is the vector composed by current values of the weights, $\Delta W[t]$ by incremental weight adjustment, and $W[t+1]$ by the subsequent values of the weights. The incremental weight adjustment is performed and the mean square error (MSE) between the desired outputs and those generated by MLP is minimized for the validation dataset, although only the training dataset is used to adjust the weight. In other words, the adjustment of the weights employs the training dataset, and the stopping condition is checked considering the validation dataset.

The supervised training process is generally performed offline and is characterized by a nonlinear optimization problem. As is well known in the context of nonlinear optimization that the iterative process may stop at local minima, depending on the initial value of the weights. To reduce the possibility of converging to a poor local minimum, here we have adopted multiple restarting and have also initialized the weights in a small random interval around zero, e.g., $[-0.1, +0.1]$.

Given an initial condition for the vector of weights, there are several approaches in the literature to compute $\Delta W[t]$. Some of them are solely based on first-order derivatives of the MSE in relation to the weights, being associated with the gradient descent methods. More elaborate optimization algorithms require second-order derivatives and may promote a faster convergence to the nearest local minimum. We have adopted a scaled conjugate gradient second-order method [26], used both for recurrent and nonrecurrent neural networks. This method is numerically stable and has a fast convergence and a low computational cost [27].

Neurons	MSE	Epochs
20	0.0549	3×10^4
10	0.0239	2×10^4
5	0.0334	10^4

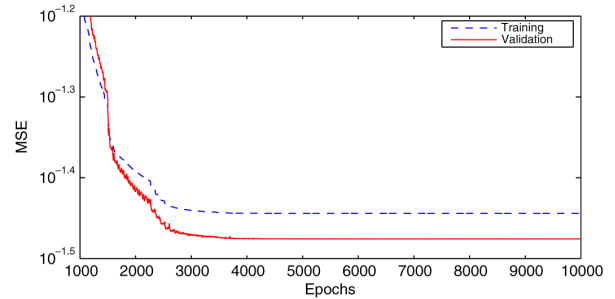


Fig. 5. Evolution of the training and validation datasets.

The maximum number of training epochs is limited to 10^4 . If the MSE associated with the validation dataset is still being reduced after 10^4 epochs, then the algorithm will run for an additional 10^4 epochs. The computational demand can be considered low, with less than 1 min to conclude 10^4 epochs on a conventional desktop.

Table I shows the MSE for the validation dataset and the total training epochs for three different numbers of neurons in the hidden layer (20, 10, and 5). It is observed that the largest error was obtained for the 20 neurons configuration. For ten and five neurons, there is a significant decrease in the MSE. Due to the necessity of the practical implementation of the obtained neural network, we have decided to choose the MLP with the smallest number of hidden neurons: five hidden neurons, a reduced amount of computational resources is required.

The evolution of the MSE for the training dataset and also for the validation is presented in Fig. 5. The MSE in the initial iterations is not presented to allow a proper visualization of its evolution along with the optimization steps.

The minimum value of the MSE for the validation dataset is obtained at epoch 6469. The main parameters of the supervised MLP learning process are presented in Table II.

It can be stated that, to define the topology of the MLP controller, to get the set of training data, and to perform the actual training itself are laborious tasks and require knowledge of the DFIG operation and control, giving the controller a certain degree of difficulty, although it is realized offline.

IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The simulation and experimental tests were performed with 2.25 kW, 220 V, 60 Hz, 4 poles, $r_s = 1.2 \Omega$, $r_r = 1.24 \Omega$, $L_s = L_r = 98.14$ mH, and $L_m = 91.96$ mH. To validate the proposed controller, the tests were performed with variable speed operation and with constant speed operation.

The control system block diagram is illustrated in Fig. 6 and the description of each block is as follows.

TABLE II
 TRAINING PARAMETERS

Parameters	Value
No. of training patterns	1743
No. of validation patterns	373
No. of test patterns	373
No. of hidden layer neurons	5
No. of weights	42
No. of iteration	10 000
Epoch of minimum validation error	6469
Correlation (validation), output 1	0.9957
Correlation (validation), output 2	0.9964

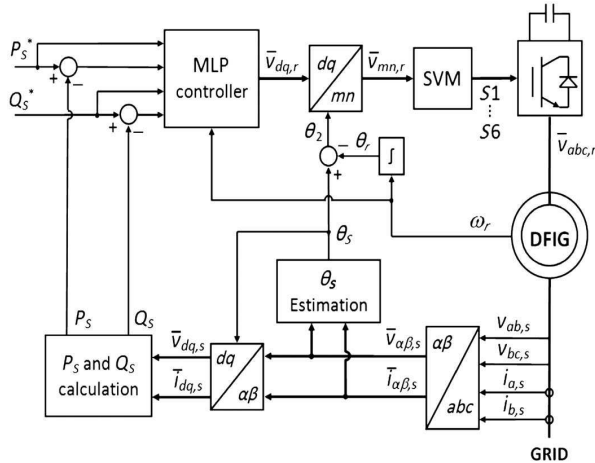


Fig. 6. System block diagram.

 1) Transformations $abc - \alpha\beta$ and $\alpha\beta - dq$ block

$$v_\alpha(t) = 1/3[2v_{abs} + v_{bcs}] \quad (21)$$

$$v_\beta(t) = 1/\sqrt{3}v_{bcs} \quad (22)$$

$$i_\alpha(t) = i_{as} \quad (23)$$

$$i_\beta(t) = 1/\sqrt{3}[i_{as} + 2i_{bs}] \quad (24)$$

$$\bar{V}_{dq,s} = v_{ds} + jv_{qs} = \bar{V}_{\alpha\beta,s}e^{j(\theta_s)}. \quad (25)$$

 2) P_s and Q_s calculations are done by using (5) and (6).

 3) MLP controller determines the control signals V_{dr} and V_{qr} from P_s^* and Q_s^* references, respectively, ΔP_s and ΔQ_s error, and ω_r .

 4) θ_s estimation

$$\bar{\psi}_{\alpha\beta,s} = \int (\bar{V}_{\alpha\beta,s} - r_s \bar{I}_{\alpha\beta,s}) dt \quad (26)$$

$$\theta_s = \arctan \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}}. \quad (27)$$

 5) v_{mr} and v_{nr} calculations

$$\bar{V}_{mn,r} = v_{mr} + jv_{nr} = \bar{V}_{dq,r}e^{j(\theta_s - \theta_r)}. \quad (28)$$

6) Space vector modulation (SVM)

To generate the pulse-width modulation, SVM is used which is maintained in the linear zone of operation by the following functions:

$$|\bar{V}_{mn,r}(k)| = \sqrt{v_{mr}^{*2} + v_{nr}^{*2}} \quad (29)$$

$$\theta = \arctan \frac{v_{nr}}{v_{mr}} \text{ if } |\bar{V}_{mn,r}| > V_{\max,r},$$

$$\text{then } |\bar{V}_{mn,r}| = V_{\max,r} \quad (30)$$

where $V_{\max,r}$ is the maximum voltage of the converter.

The test bench is composed of a digital signal processor (DSP) TMS320F2812, interface circuits, an incremental encoder of 1500 pulses, a power converter, a personal computer, and an oscilloscope. The DFIG rotor and stator terminals are connected to the power converter and to the infinite bus, respectively. A squirrel-cage induction motor was mechanically coupled to the DFIG to provide the mechanical energy. As hyperbolic tangent is not available in the mathematical library of the adopted DSP, the activation function of the hidden neurons in MLP was thus implemented by an arc-tangent function [28]. The DSP programming has two interruptions.

 1) *Interruption of 200 μ s*: This time interval corresponds to the inverter switching frequency (5 kHz):

- calculation of the rotor position and speed from the encoder pulses;
- the MLP algorithm implementation to generate the output control signals V_{dr} and V_{qr} ;
- generation of SVM command signals.

 2) *Interruption of 50 μ s*: During this period, four updates of stator variables are permitted:

- voltage and current measurements of the stator line and the transformation of these variables to the stationary coordinate system;
- estimation of the stator angular flux;
- calculation of P_s and Q_s .

A. Simulation and Experimental Results for Variable Speed Operation

To verify the generalization capability of MLP, the variable speed operation of the DFIG was tested and the simulation results are shown in Fig. 7 and the experimental results in Fig. 8. Observe, in Fig. 8(c), that the speed varies $\pm 15\%$ around synchronous speed and that the phase sequence of three-phase rotor currents depends on the rotor speeds—if it is super or subsynchronous. In turn, the output active and reactive power profiles of the stator follow the respective intended profiles during the supersynchronous/synchronous/subsynchronous speed operation. In addition, it is observed in Fig. 8(d) that the DFIG provides active power to the system by rotor terminals, when it operates at super-synchronous speeds, and it absorbs active power, when it operates at subsynchronous speeds.

The results presented in Fig. 8(a) and (c) show that the experimental results of the variable speed operation are very close to the reference values and consistent with those obtained by the digital simulation.

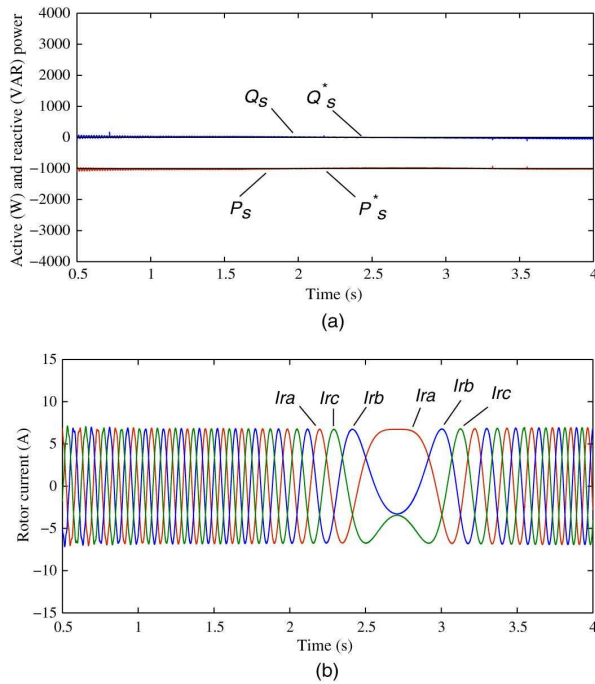


Fig. 7. Simulation results for $\omega_r = 215 \rightarrow 160$ rad/s: (a) stator active and reactive power profiles and (b) three-phase rotor current waveforms.

B. Simulation and Experimental Results for Constant Speed Operation

The results presented in Figs. 9 (simulation) and 10 (experimental) are shown side by side for favoring the comparative analysis.

The aim of this study is to verify the generalization capability of the trained MLP with the constant speed operation, and the full range of stator power has been considered. The simulations were performed with the reference values (P_s^* and Q_s^*) distinct from the ones considered in the training phase of MLP.

To meet the power requirement demands (P_s and Q_s), the stator current was changed promptly, as shown in Figs. 9(b)–(d) and 10(b)–(d).

As expected, the current phase angle regarding the voltage is π rad when the active power is not zero, as shown in Figs. 9(d) and 10(d). Regarding the reactive power, one observes that the phase angle of the current is modified due to the changes in the power factor, i.e., leading (capacitive load) or lagging (inductive load) power factor. This effect can best be seen if a zoom is conveniently taken in Fig. 10(d), as shown in Fig. 11: the current leads the voltage (circle 1) and lags the voltage (circle 2).

In Figs. 9(c) (simulated results) and 10(c) (experimental results), a small difference is observed between the rotor current waveforms because the digital simulation was performed with a constant speed of 180.0 rad/s and in the experimental test, the generator is driven by the squirrel-cage motor without speed control.

From Fig. 10, it follows that the dynamic and steady states of the experimental results are very close to the reference values and consistent with the simulation.

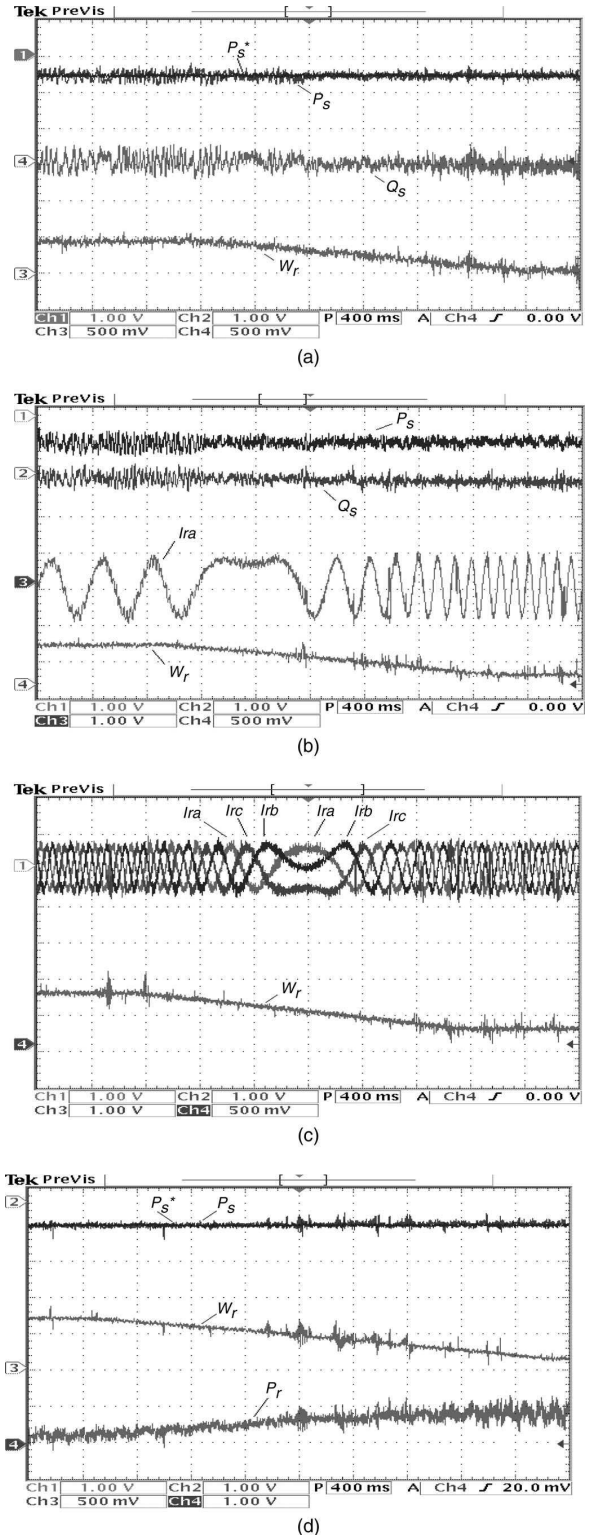


Fig. 8. Experimental results for $\omega_r = 215 \rightarrow 160$ rad/s: (a) 2 kW/div, 1 kVAR/div, 50 rad/s/div; (b) 2 kW/div, 2 kVAR/div, 8 A/div, 50 rad/s/div; (c) 8 A/div, 50 rad/s; and (d) 2 kW/div, 50 rad/s/div, 200 W/div.

504

IEEE TRANSACTIONS ON SUSTAINABLE ENERGY, VOL. 5, NO. 2, APRIL 2014

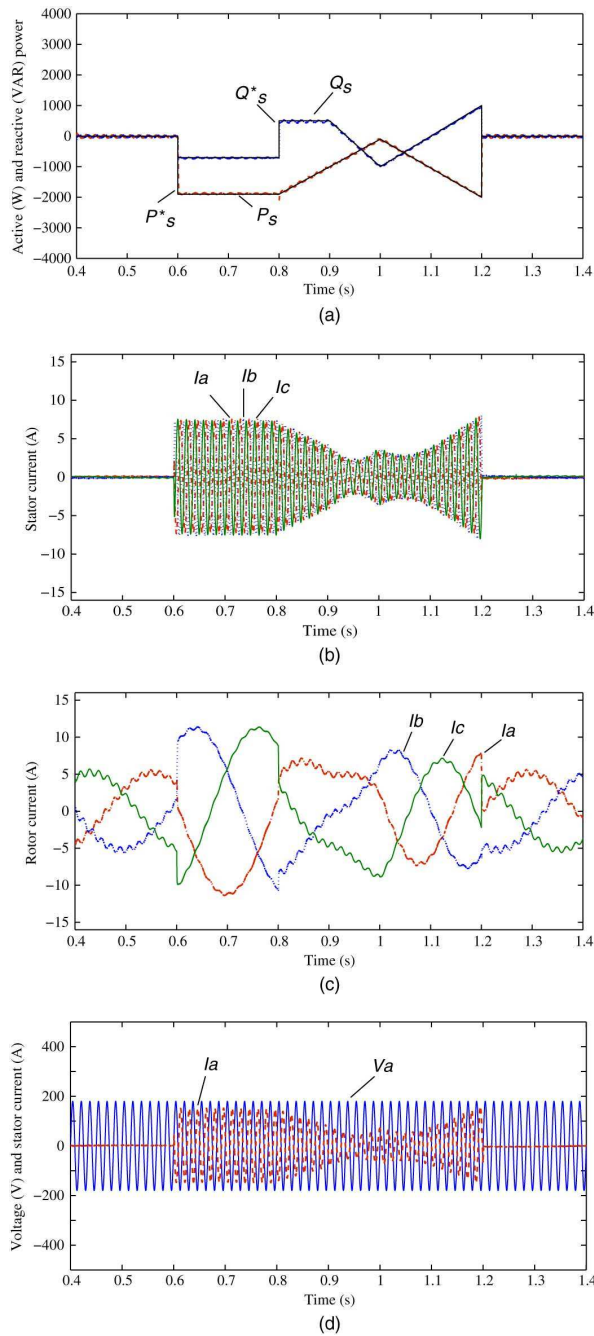


Fig. 9. Simulation results for subsynchronous speed: (a) stator active and reactive power profiles, (b) three-phase stator current waveforms, (c) three-phase rotor current waveforms, and (d) stator phase voltage and current.

V. CONCLUDING REMARKS

This paper has shown the experimental application of DPC of a DFIG under oriented stator flux using a controller based on MLP. The PI controllers and the rotor current estimation block, which generated the set of samples for the training process, were replaced by a single MLP controller. Although the choice of

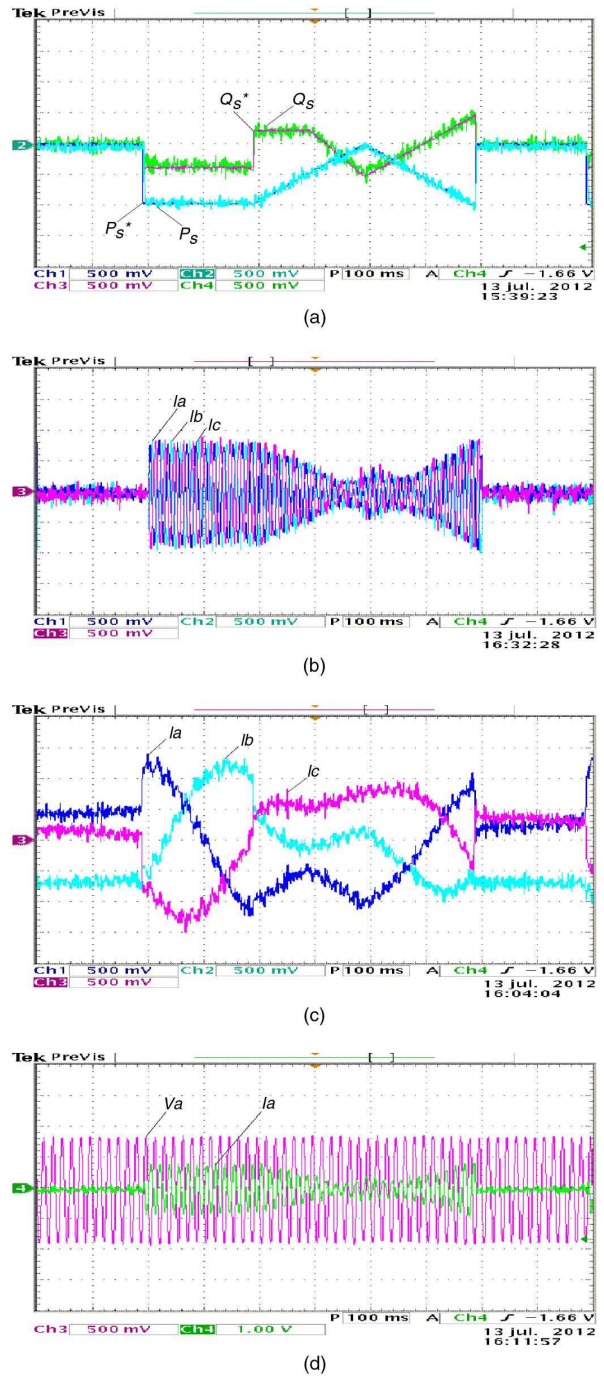


Fig. 10. Experimental results for subsynchronous speed: (a) 1 kW/div and 1 kVAR/div, (b) three-phase stator current waveforms (4 A/div), (c) three-phase rotor current waveforms (4 A/div), and (d) stator phase voltage (127 V/div) and current (8 A/div).

training datasets and the training process itself presented more difficulties when compared with the other tasks of the overall design of the controller; however, these tasks are executed offline and consequently, the application of the MLP controller becomes

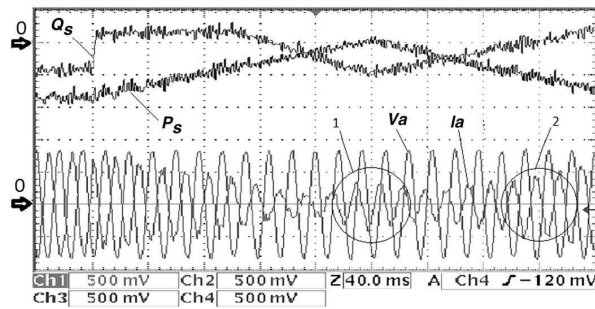


Fig. 11. Details of the power factor variation: P_s (1 kW/div), Q_s (1 kVAR/div), V_a (127 V/div), and I_a (8 A/div).

easier; it exhibits a simpler experimental implementation, requires a lower computational effort, and has good performance for a finite region of different operating points, including the variable speed operation. The DPC approach combined with the MLP controller has maintained the features of DPC and has added the inherent MLP's capability to control the coupled and nonlinear system and to generalize the performance for distinct operating conditions. Note that these results were obtained with only five neurons in the hidden layer, and this fact is the best cost-benefit ratio achieved for the procedure adopted. The experimental results have shown the effectiveness of the controller, i.e., it presents fast responses, no overshoot, no steady-state error, and minimal oscillation around the steady-state operating points.

REFERENCES

[1] B. H. Chowdhury and S. Chellapilla, "Double-fed induction generator control for variable speed wind power generator," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 76, no. 4, pp. 786–800, 2006.

[2] I. Cardici and M. Emis, "Double-output induction generator operating at subsynchronous and supersynchronous speeds: Steady-state performance optimization and wind-energy recovery," *IEEE Proc. B*, vol. 139, pp. 429–442, Sep. 1992.

[3] F. Blaabjerg and F. Iov, "Wind power—A power source now enabled by power electronics," in *Proc. Brazilian Power Electr. Conf.*, 2007, pp. 1–16.

[4] S. T. Jou, S. B. Lee, Y. B. Park, and K. B. Lee, "Direct power control of a DFIG in wind turbines to improve dynamics responses," *J. Power Electron.*, vol. 9, no. 4, pp. 781–790, 2009.

[5] A. Petersson, L. Hamelors, and T. Thiringer, "Evaluation of current control methods for wind turbines using doubly-fed induction machines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 227–235, Jan. 2005.

[6] F. K. de A. Lima, E. H. Watanabe, P. Rodriguez, and A. Luna, "Controle de gerador de indução duplamente alimentado diante de afundamentos de tensão," *Eletrôn. Potência*, vol. 3, no. 14, pp. 189–199, 2009.

[7] R. Datta and V. T. Ranganathan, "Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 3, pp. 390–399, May 2001.

[8] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sep. 1986.

[9] L. Xu and P. Cartwright, "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 3, pp. 750–758, Sep. 2006.

[10] D. Zhi and L. Xu, "Direct power control of DFIG with constant switching frequency and improved transient performance," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 1, pp. 110–118, Mar. 2007.

[11] R. V. Jaconini and E. Bim, "Direct power control of a doubly fed induction generator by using a neuro-fuzzy controller," *Eletrôn. Potência*, vol. 16, no. 4, pp. 330–338, Nov. 2011.

[12] E. Tremblay, S. Atayde, and A. Chandra, "Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion systems: A DSP-based implementation approach," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 3, pp. 288–299, Jul. 2011.

[13] H. Jabr, D. Lu, and N. Kar, "Design and implementation of neuro-fuzzy vector control for wind-driven doubly-fed induction generator," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 404–413, Oct. 2011.

[14] O. Barambones, J. M. G. Durana, and E. Kremers, "A neural network based wind speed estimator for a wind turbine control," in *Proc. 15th IEEE Mediterranean Electrotech. Conf.*, Floriana, Malta, 2010, pp. 1383–1388.

[15] A. F. Santos, F. A. S. Neves, R. R. B. Aquino, and M. C. Cavalcanti, "Application of artificial neural network in the efficient control of Fthree-phase induction motor," *Eletrôn. Potência*, vol. 15, no. 2, pp. 87–96, 2010.

[16] O. Soares, H. Gonçalves, A. Martins, and A. Carvalho, "Nonlinear control of the doubly-fed induction generator in wind power systems," *Renew. Energy*, vol. 35, no. 1, pp. 1662–1670, 2010.

[17] L. Li and K. Wang, "Doubly-fed generation system based on neural network inverse control," in *Proc. 2nd Int. Symp. Knowl. Acquisit. Model.*, Wuhan, China, 2009, pp. 147–150.

[18] E. Bim, *Máquinas Eléctricas e Acionamento*, New York, NY, USA: Elsevier Publications, 2012.

[19] W. T. Miller, R. S. Sutton, and P. J. Werbos, *Neural Networks for Control*, Cambridge, MA, USA: Bradford Book/MIT Press, 1995.

[20] K. Hornik, M. Stinchcombe, and H. White, "Multilayer feedforward networks are universal approximators," *Neural Netw.*, vol. 2, no. 5, pp. 359–366, 1989.

[21] V. Cherkassky and F. Mulier, *Learning from Data: Concepts, Theory, and Methods*, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007.

[22] L. A. C. Meleiro, F. J. V. Zuben, and R. M. Filho, "Constructive learning neural network applied to identification and control of a fuel-ethanol fermentation process," *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 22, no. 4, pp. 201–215, 2009.

[23] T. M. Mitchell, *Machine Learning*, New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1997.

[24] S. Haykin, *Neural Networks and Learning Machines*, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2008.

[25] R. V. Jaconini, A. França, and E. Bim, "Simulation and experimental studies on double-fed induction generator power control operating at subsynchronous operation speed," in *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, Taipei, Taiwan, 2009, pp. 1421–1424.

[26] E. P. dos Santos and F. J. V. Zuben, "Improved second-order training algorithms for globally and partially recurrent neural networks," in *Proc. IEEE Int. Joint Conf. Neural Netw.*, Washington, DC, USA, 1999, vol. 3, pp. 1501–1506.

[27] M. F. Moller, "A scaled conjugate gradient algorithm for fast supervised learning," *Neural Netw.*, vol. 6, no. 3, pp. 525–533, 1993.

[28] K. Najarian, "On learning of sigmoid neural networks," *Complexity*, vol. 6, no. 4, pp. 39–45, 2001.



Rodrigo Andreoli de Marchi received the B.S. degree in electrical engineering from the Methodist University of Piracicaba, Piracicaba, Brazil, in 2008 and the M.S. degree from the University of Campinas, Campinas, São Paulo, Brazil, in 2011; and he is currently working toward the Ph.D. degree at the University of Campinas.

His current research interests include ac drives, and neural networks control applied to squirrel cage and doubly fed induction machines.



Paulo Sergio Dainez received the B.Sc. degree in electrical engineering from the Federal University of Santa Catarina, Santa Catarina, Brazil, in 1994 and the M.Sc. degree in electrical engineering from the State University of Santa Catarina, Santa Catarina, Brazil, in 2010. He has been working toward the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Campinas, Campinas, Brazil, since 2011.

From 1994 to 2011, he was an Electrical Engineer in the Whirlpool Compressor Unit, Joinville, SC Brazil. His current research interests include control and simulation of electrical machines, and multiphase motor and ac drives.



Fernando J. Von Zuben (M'91–SM'10) received the Dr.E.E. degree from the University of Campinas, Campinas, São Paulo, Brazil, in 1996.

He is currently the Head of the Laboratory of Bioinformatics and Bioinspired Computing (LBiC), and an Associate Professor at the Department of Computer Engineering and Industrial Automation, School of Electrical and Computer Engineering, University of Campinas. The main topics of his research are computational intelligence, bioinspired computing, multivariate data analysis, and machine learning.

He coordinates the open-ended research projects in these topics, tackling real-world problems in the areas of information technology, decision making, pattern recognition, and discrete and continuous optimization. He has concluded the supervision of more than 40 graduate students, and has published more than 60 full research papers and more than 200 conference papers.

Dr. Von Zuben is a member of the Evolutionary Computation Technical Committee of the IEEE Computational Intelligence Society.



Edson Bim (M'11) received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Campinas, Campinas, São Paulo, Brazil, in 1976, 1981, and 1993, respectively.

Since 1977, he has been a Professor with the Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Campinas and he is currently an Associate Professor. Much of his current research focuses on predictive adaptive and neural networks control applied to three-phase and multiphase induction machines. He has written one book (Portuguese language, 2nd Edition), secured one Brazil patent, and published technical papers.

A Decomposition Technique for Asymmetrical Double-star Machines Applying the Three Orthogonal Base System Approach

Paulo S. Dainez, State University of Campinas, Brasil, psdainez@dsce.fee.unicamp.br
Daniel Glose, Technische Universität München - TUM, Germany, daniel.glose@tum.de
Edson Bim, State University of Campinas - UNICAMP, Brasil, bim@dsce.fee.unicamp.br
Ralph M. Kennel, Technische Universität München - TUM, Germany, eal@ei.tum.de

Abstract

This paper presents a decomposition technique, named "Three Orthogonal Base System Approach". It is designed for asymmetrical double-star machines. Each of the three orthogonal base systems generates two reference vectors for the drive set. The technique can be seen as an enhancement of the common decomposition approach, which allows to apply a fundamental reference voltage without any additional harmonics but with less computational costs. The new approach is validated by digital simulations and experimental tests.

1. Introduction

Multiphase machines exhibit a phase number higher than three, as shown in Fig. 1(a) for a six-phase drive. Compared with the three-phase counterpart, they offer several advantages, such as splitting the power and current per phase, reducing the space harmonic content of the air gap and magnetomotive force (MMF) and decreased torque and current pulsations in the DC link [1], which is particularly important for motors fed from batteries.

The double-star induction machine (DSIM) achieves greater reduction in torque pulsation when the two three-phase stator winding sets are displaced by $\pi/6$ electrical radians (Fig. 1(b)). Although, the harmonics of the phase current increase when fed by a voltage source inverter (VSI) applying additional harmonics to the fundamental waveform, i.e. if operated in six-step mode [2].

The increased number of phases leads to an increase in the degree of freedom for the control part, which turns the design to be more complex. According to [3], the DSIM drive offers $2^6 = 64$ voltage space vectors, although only 48 distinct vector locations are possible, as it is illustrated in Fig. 1(c). Additionally in [3], a space vector pulsewidth modulation (SVPWM) technique is proposed with 12 large base vectors, where the modulated voltage vector is obtained by the consecutive application of 2 adjacent ones. Experimental tests have shown that the phase voltages present harmonics of the 5^{th} and 7^{th} order, resulting in high and unwanted current distortion.

A new decomposition approach for multiphase machines is proposed in [4], which maps the phase variables onto three orthogonal subspaces: one for fundamental component, one for the 3^{rd} harmonic and another one for the 5^{th} harmonic. In addition, a new SVPWM technique is proposed, where the voltage vector is modulated by four adjacent large base vectors. Simulation results and experimental tests show a significant reduction of harmonic content

in voltages and currents. For this strategy, it is necessary to invert a 5x5 matrix in every PWM cycle, which results in high computational costs.

A discussion about several SVPWM techniques for DSIM is presented in [5]. It is concluded that the SVPWM of [4] shows the lowest harmonic content. In [6], it is observed that, compared with the sine-triangle PWM, the SVPWM technique requires a high computational effort.

A new decomposition approach, visualized by three orthogonal base systems is presented in this paper. It comprises very low computational cost for calculating the reference voltage space vector. In order to validate this approach, a machine model is derived in a synchronous reference frame and the technique is applied in simulations and experimental tests.

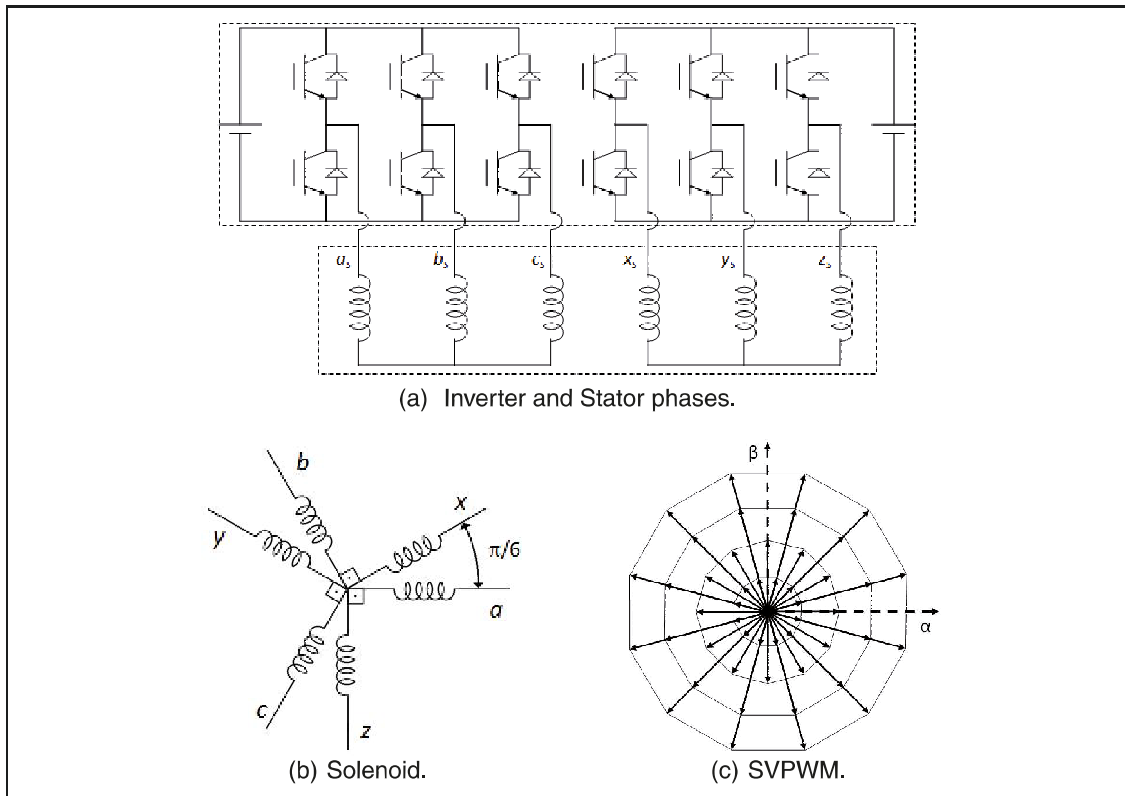


Fig. 1: Double-star induction machine drive.

2. Double-Star Induction Machine Model

The DSIM under study has two sets of three-phase windings (abc and xyz), that are spatially shifted to each other by $\pi/6$ electrical radians, as shown in Fig. 1(b). For the modeling process, the following general assumptions are made: negligible magnetic saturation; uniform air gap; sinusoidally distributed windings and ideal inverter switching devices.

According to the Space Vector Decomposition (VSD) theory [4], the machine can be represented by 3 sets of decoupled equations, where each equation represents a complex plane, $\alpha_1\beta_1$ for the fundamental component, $\alpha_2\beta_2$ for the 3rd harmonic and $\alpha_3\beta_3$ for the 5th harmonic. Since the windings exhibit a sinusoidal distribution, only the fundamental component produces a rotating MMF in the air-gap. Additionally, if the neutral of the two three-phase sets

are electrically isolated, the 3^{rd} harmonic current does not exist, reducing the model to only two sets of equations [1, 4]. Thereby, the voltage equations expressed in the synchronous reference frame are:

$$\begin{cases} \bar{v}_{s,dq}^h = r_s \bar{i}_{s,dq}^h + \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}^h}{dt} + jh\omega_s \bar{\psi}_{s,dq}^h \\ 0 = r_r \bar{i}_{r,dq}^h + \frac{d\bar{\psi}_{r,dq}^h}{dt} + jh(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^h \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \bar{\psi}_{s,dq}^h = (L_{ls}^h + L_m^h) \bar{i}_{s,dq}^h + L_m^h \bar{i}_{r,dq}^h \\ \bar{\psi}_{r,dq}^h = (L_{lr}^h + L_m^h) \bar{i}_{r,dq}^h + L_m^h \bar{i}_{s,dq}^h \end{cases}$$

$$T_e = -3 \frac{p}{2} L_m^1 \Im m(\bar{i}_{s,dq}^{1*} \bar{i}_{r,dq}^1) \quad (2)$$

where $\bar{v}_{s,dq}^h$, $\bar{i}_{s,dq}^h$, $\bar{\psi}_{s,dq}^h$ are the space vectors of voltage, current and flux of the stator; $\bar{i}_{r,dq}^h$ and $\bar{\psi}_{r,dq}^h$ are the space vectors of current and flux of the rotor; r_s and r_r are the resistances of the stator and rotor; L_{ls}^h and L_{lr}^h are the leakage inductances of the stator and rotor; L_m^h is the magnetizing inductance; h is the harmonic order (1 or 5) and p is the number of poles.

The 5^{th} harmonic does not generate any rotating MMF in the air-gap, i.e. L_m^5 is zero. The stator circuit for this harmonic will be modeled by the stator resistance and leakage inductance only and the rotor circuit will never be excited. According to equation (2), it's current does not contribute to the torque generation.

3. Implementation of the three orthogonal base system approach

According to [7], the magnetical axes of the DSIM phases can be rearrangement and represented as shown in Fig. 2(a). This representation can be interpreted as a combination of three independent orthogonal coordinate systems, i.e. $\alpha_1\beta_1$, $\alpha_2\beta_2$ and $\alpha_3\beta_3$ of Fig. 2(b), 2(c) and 2(d), respectively.

In order to generate a fundamental vector without any additional harmonics, a suitable transformation between the three base systems has to be applied. The variables of the systems $\alpha_2\beta_2$ and $\alpha_3\beta_3$ can be found by the following equations, i.e. for the voltages:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha 2} \\ v_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\pi/6) & -\sin(\pi/6) \\ \sin(\pi/6) & \cos(\pi/6) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha 3} \\ v_{\beta 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) & -\sin(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) & \cos(\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \end{bmatrix}$$

The phase voltages are obtained directly by the axes values of the coordinate systems on which each phase is laying, i.e.:

$$\begin{cases} v_a = v_{\alpha 1} \\ v_b = v_{\beta 2} \\ v_c = -v_{\alpha 3} \end{cases} \quad \begin{cases} v_x = v_{\alpha 2} \\ v_y = v_{\beta 3} \\ v_z = -v_{\beta 1} \end{cases} \quad (4)$$

For the case $v_{\alpha 1} = \cos(2\pi f)$ and $v_{\beta 1} = \sin(2\pi f)$, the transformation approach will generate one resultant voltage vector (fundamental), rotating with the frequency f and the amplitude 1 within

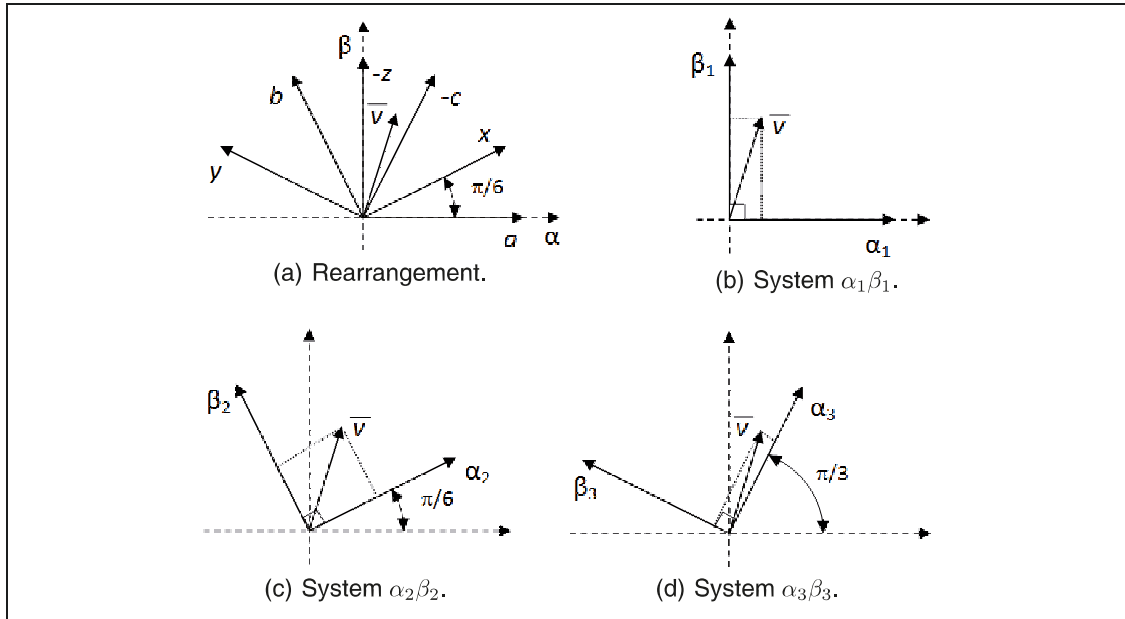


Fig. 2: Magnetical axis of the DSIM.

the first subspace. The voltage vectors of the other subspaces can be calculated as zero and hence, can not contribute to the current distortion.

The proposed technique needs to perform only 8 multiplications and 4 addition operations, while the common decomposition approach needs to perform 36 multiplications and 30 addition operations, due to a multiplication of a 6x6 matrix with a 6x1 vector. Thus, the proposed technique reduces the computational effort of transforming significantly.

4. Simulation and Experimental Results

A simulation is performed to validate the model in the synchronous reference frame with a DSIM of 10kVA, 400V/50Hz, 4 poles. The parameters are summarized in the Appendix (Tab. 1).

The DSIM is driven by two inverters at 10 kHz switching frequency. The DSIM is connected to a permanent magnet motor (PMM) as a load, which is powered by a third inverter. The complete system is controlled by a real time system (dSPACE), as shown in Fig. 3.

The proposed approach was validated by controlling the phase voltages of a DSIM. The simulation and experimental tests were carried out at steady state operation of the machine with 8.5V/1Hz. For comparison, a experimental test is also performed with the common decomposition technique. The simulation results of a stator phase current is shown in Fig. 4(a) and the experimental one in Fig. 4(b) for the proposed approach. In Fig. 4(c) the common decomposition approach is depicted. The corresponding Fast Fourier Transformation (FFT) of both signals are shown in Fig. 5(a), 5(b) and 5(c).

Besides the fundamental amplitude, no higher harmonics are generated in simulation, identical results can be observed in the current measurements of the real machine, for the proposed approach and the common decomposition technique.

However, low order harmonics can be induced due to some machine/converter asymmetry

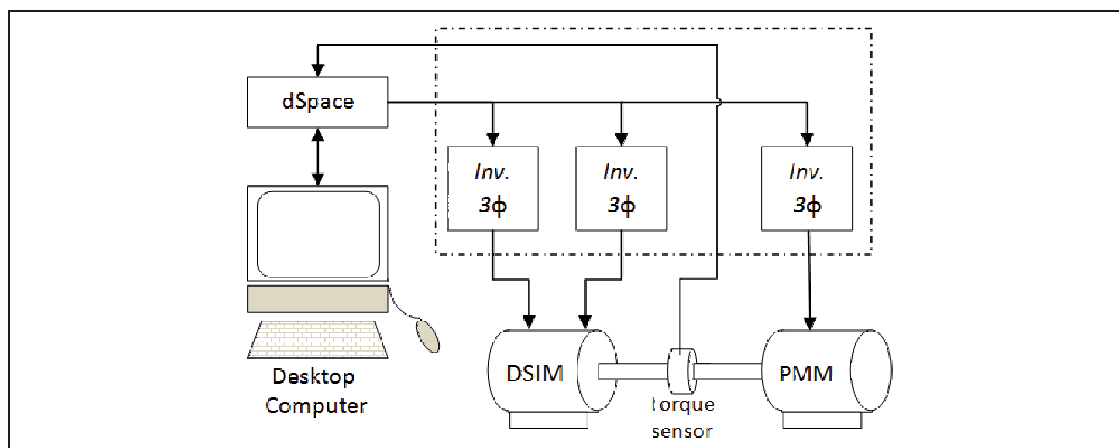


Fig. 3: Workbench test.

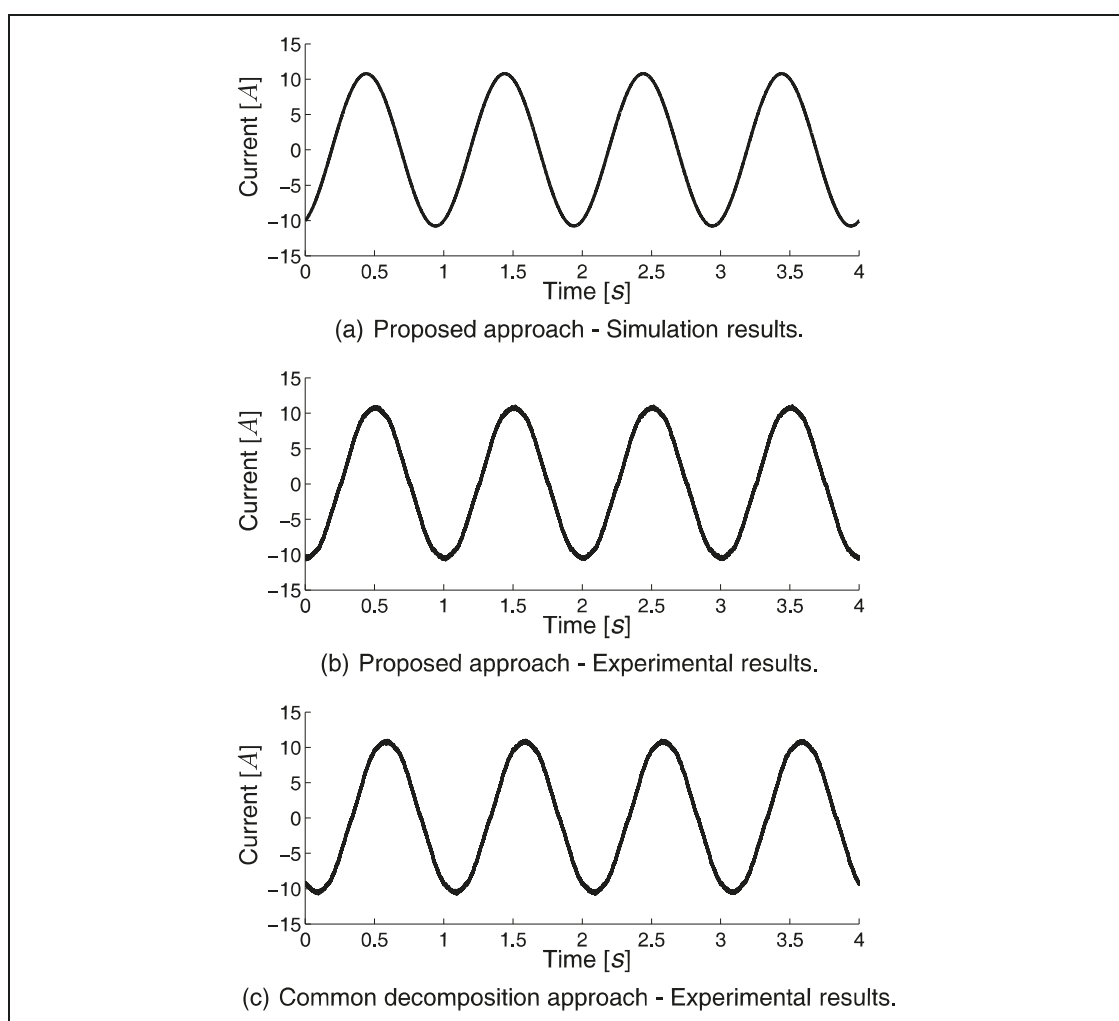


Fig. 4: Phase Current.

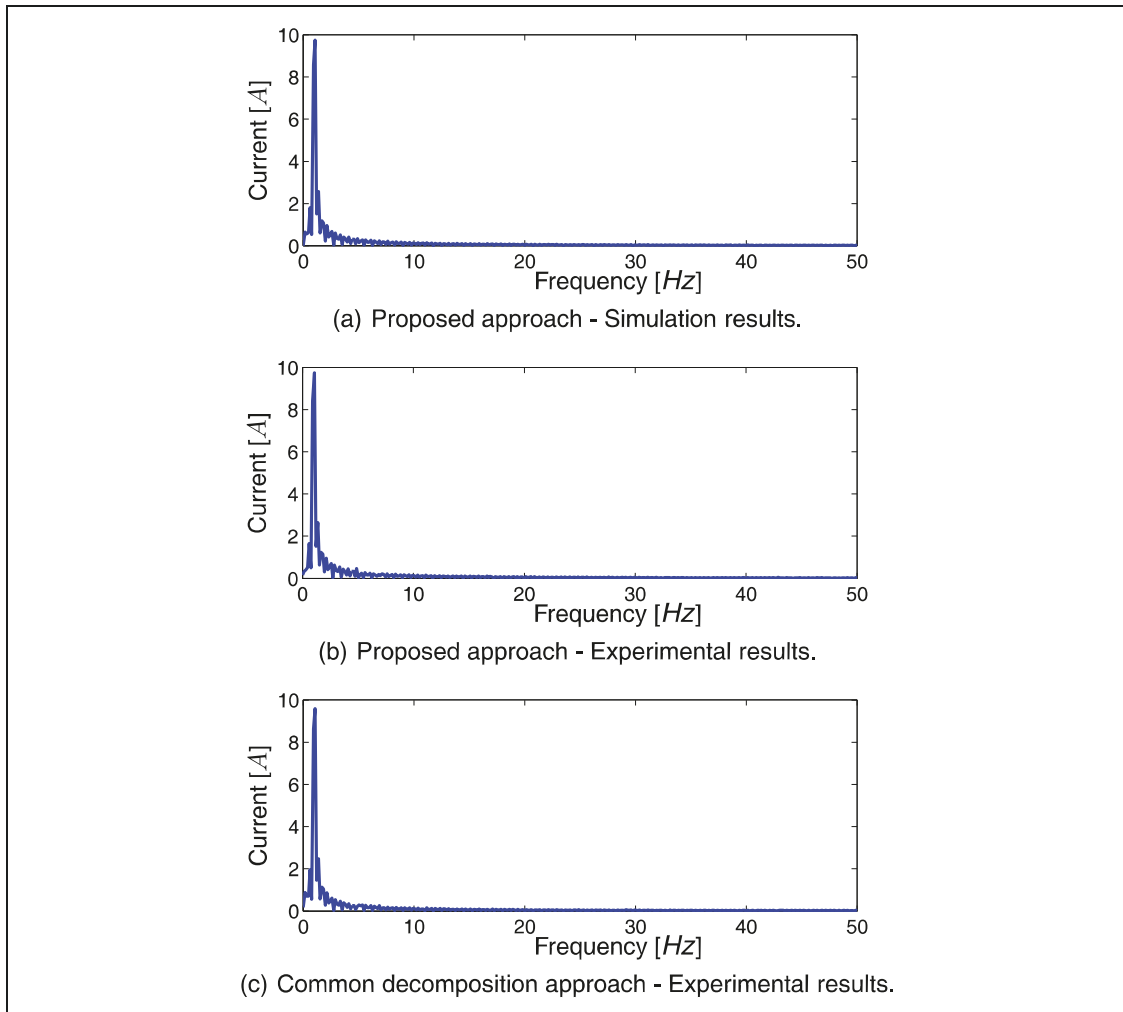


Fig. 5: FFT of the phase current.

and inverter dead-time effects [8], which are not in the scope of this paper.

5. Conclusion

In this paper, a decomposition technique, named "Three Orthogonal Base System Approach" is presented. Applying a voltage vector to a DSIM, each orthogonal base system generates two phase voltages at very low computational costs. The induction machine model is written in a synchronous reference frame and the results of the proposed approach illustrates a good performance. In simulations, the stator phase current exhibits no harmonics, while the measured current on a test bench presents only a very low harmonic content, which is equivalent to the common transformation technique.

6. APPENDIX

Parameters	Value	Unit
r_s	0.4	Ω
r_r	0.85	Ω
L_m^1	158.1	mH
L_{ls}^1	5.3	mH
L_{lr}^1	5.3	mH
L_{ls}^5	1.05	mH

Tab. 1: Parameters of the DSIM

7. References

- [1] R. Bojoi, F. Farine, F. Profumo, and A. Tenconi. Dual-three phase induction machine drives control - a survey. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 126(4):420–429, 2006.
- [2] R. H. Nelson and P. C. Krause. Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, PAS-93(3):841–848, 1974.
- [3] K. Gopakumar, V. T. Ranganathan, and S. R. Bhat. Split-phase induction motor operation from pwm voltage source inverter. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 29(5):927–932, Sep-Oct 1993.
- [4] Y. Zhao and T. A. Lipo. Space vector pwm controle of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Trans. on Industrial Applications*, 31(5):1100–1109, Sep-Oct 1995.
- [5] R. Bojoi, A. Tenconi, F. Profumo, G. Griva, and D. Martinello. Complete analysis and comparative study of digital modulation techniques for dual three-phase ac motor drives. *Conf. Rec. IEEE PESC 2002*, 2:851–857, 2002.
- [6] A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, and S. N. Vukosavic. Generalised sinusoidal pwm with harmonic injection for multi-phase vsis. *Power Electronics Specialists Conf., IEEE PESC 37th*, 2006.
- [7] J. M. Apsley. Derating of multiphase induction machines due to supply imbalance. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 46(2):789–805, Mar-Apr 2010.
- [8] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W. Hew, and N. A. Rahim. Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(1):407–417, Jan 2014.

Modeling and Parameter Identification of a Double-Star Induction Machines

Paulo S. Dainez and Edson Bim
Faculty of Electrical and Computer Engineering
University of Campinas - UNICAMP
Email: {psdainez, bim}@dsce.fee.unicamp.br

Daniel Glose and Ralph M. Kennel
Institute for Electrical Drives and Power Electronics
Technische Universität München - TUM
Email: daniel.glose@tum.de and eal@ei.tum.de

Abstract—This article deals with the modeling of distributed stator windings of a double-star induction machine (DSIM) and its application to obtain their parameters from no-load and blocked rotor tests. The squirrel cage rotor is modeled as multiphase concentrated windings without electrical connections between them, and the effect of the number of rotor bars on the value of inductances is also addressed. From the equations in the natural reference frame (abc - xyz coordinates), the models in the stationary and synchronous reference frame (α - $\beta_{1,3,5}$ and d - $q_{1,3,5}$ coordinates) are derived in order to achieve the equivalent circuit at the steady state operation and the parameters are obtained by a standard no-load and blocked rotor test. Finally, the model of the DSIM in the natural reference frame is validated by simulations and verified by experimental tests.

I. INTRODUCTION

Multiphase AC machines exhibit a phase number higher than three. Connected with an inverter of the same number of legs, the setup offers several advantages over the three-phase counterpart: power and current reduction per phase for the same output power [1], increased reliability, control of space harmonic air gap magnetomotive force (MMF), reduced torque pulsations and current ripples in the DC link and possibility of higher torques per ampere current [2]–[5].

For double-star induction machines (DSIM), a greater reduction in torque pulsation is achieved, if the two three-phase stator winding sets are displaced by $\pi/6$ electrical radians [6], [7]. Doing so, a smoother torque generation can be observed if the motor is fed by a voltage source inverter (VSI) in six-step mode, although this comes along with a higher amount of unwanted current harmonics [8].

Multiphase drives exhibit the ability of decoupling the fundamental wave from certain spatial harmonic content by choosing a proper transformation of the machine states, as is shown in [9], in which variables of DSIM are mapped onto three orthogonal subspaces: the first subspace refers to the fundamental component and $(12k \pm 1)$ harmonic content, the second refers to the $(6k \pm 1)$ harmonic content and the third subspace refers to the $(6k - 3)$, where $k \in \mathbb{N}$. In turn, a generalized form of this transformation onto orthogonal subspace for multiphase machines is presented in [4], [10].

Multiphase machines with an odd number of phases general have a symmetric phase distribution over the stator circumference, i.e., the electrical angle between the phases

is $2\pi/m_s$ radians, where m_s is the number of the stator phases. However, if this number is even, the phases are often distributed asymmetrically π/m_s radians, in order to avoid a parallel position of two phases on the same magnetic axis [6], [7]. Otherwise the transformation matrix onto orthogonal subspace will be linearly dependent and non-inversive.

The conception and the transformation developed for the stator with m_s -phase can be directly extend for a rotor with m_r -phase, where $m_r \neq m_s$.

The inductances of machine's phases can be calculated applying the winding function approach for non-skewed concentrated winding [11], [12] and for skewed distributed windings [13], [14]. This method is applied for determination of the parameters of a five phase squirrel cage induction machine whose rotor has skewed slots [15]. The machine parameters are analytically obtained and compared with a finite element method (FEM)-calculation and experimental results. The behavior of the analytical model shows a good correlation with the experimental results, although the inductances and resistances of the bars, as well as the resistances of the rotor rings are not determined experimentally. The aforesaid paper does not describe the test procedure and calculation method for gathering the machine parameters by experimental tests.

Multiphase machines are generally modeled by dividing the squirrel cage rotor into several circuits [11], [12], [15], [16]. In this approach, each circuit is composed of two consecutive bars which incorporates electrical couplings in the resistances and leakage inductances matrices and this fact makes difficult the determination of the rotor parameters in the natural reference frame (abc - xyz coordinates) by standard experimental tests.

This paper presents an analytical model expressed in the natural reference frame is developed for a squirrel cage DSIM with distributed stator windings. The rotor has skewed bars and is admitted to be concentrated and m_r -phase electrically isolated from each other. Machine models in the stationary and synchronous reference frame (α - $\beta_{1,3,5}$ and d - $q_{1,3,5}$ coordinates) are derived and equivalent circuits have been obtained for steady state operation. From the no load and locked rotor tests are carried out in order to calculate the parameters in the synchronous reference frame and from

these results it is done the conversion to natural reference frame. Finally, the models are validated by digital simulations and verified by experimental tests.

II. MATHEMATICAL MODEL

A. Natural reference frame

The model for a DSIM in the natural reference frame is developed with distributed stator windings composed of two sets of three-phase spatially shifted to each other by $\pi/6$ electrical radians [6], [7], [9], and a squirrel cage rotor with m_b bars and skewed slots. The rotor is modeled with m_r phases and concentrated windings. The equations of DSIM can be expressed in the general form

$$\begin{cases} \mathbf{V}_s = r_s \mathbf{I}_6 \mathbf{I}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} \\ \mathbf{V}_r = r_r \mathbf{I}_{m_r} \mathbf{I}_r + \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt} \\ \mathbf{\Psi}_s = (L_{ls} \mathbf{I}_6 + \mathbf{L}_{ss}) \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr}(\theta_r) \mathbf{I}_r \\ \mathbf{\Psi}_r = (L_r \mathbf{I}_{m_r} + \mathbf{L}_{rr}) \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{sr}(\theta_r)^t \mathbf{I}_s \end{cases} \quad (1)$$

where:

$\mathbf{V}_s = [v_{sa}, v_{sx}, v_{sb}, v_{sy}, v_{sc}, v_{sz}]^T$: Stator voltage vector

$\mathbf{I}_s = [i_{sa}, i_{sx}, i_{sb}, i_{sy}, i_{sc}, i_{sz}]^T$: Stator current vector

$\mathbf{\Psi}_s = [\psi_{sa}, \psi_{sx}, \psi_{sb}, \psi_{sy}, \psi_{sc}, \psi_{sz}]^T$: Stator flux vector

$\mathbf{V}_r = [v_{r1}, v_{r2}, \dots, v_{rm_r}]^T$: Rotor voltage vector

$\mathbf{I}_r = [i_{r1}, i_{r2}, \dots, i_{rm_r}]^T$: Rotor current vector

$\mathbf{\Psi}_r = [\psi_{r1}, \psi_{r2}, \dots, \psi_{rm_r}]^T$: Rotor flux vector

$\mathbf{R}_s = r_s \mathbf{I}_6$: Electrical resistance matrix of stator

$\mathbf{R}_r = r_r \mathbf{I}_{m_r}$: Electrical resistance matrix of rotor

$\mathbf{L}_s = L_{ls} \mathbf{I}_6 + \mathbf{L}_{ss}$: Magnetizing inductance matrix of stator

$\mathbf{L}_r = L_{lr} \mathbf{I}_{m_r} + \mathbf{L}_{rr}$: Magnetizing inductance matrix of rotor

$\mathbf{L}_{sr}(\theta_r)$: Mutual inductance matrix stator-rotor

$\mathbf{I}_6, \mathbf{I}_{m_r}$: Identity matrices of dimension 6×6 resp. $m_r \times m_r$

r_s, r_r : Phase resistances of stator and rotor

L_{ls}, L_{lr} : Leakage inductances of stator and rotor

ω_r, θ_r : Speed and rotor position in electrical angles

The electromagnetic torque is expressed according to [11], [16], [17]:

$$T_e = \frac{p}{2} \mathbf{I}_s^t \frac{d\mathbf{L}_{sr}(\theta_r)}{d\theta_r} \mathbf{I}_r \quad (2)$$

where p is the number of poles of the motor.

B. Determination of the motor inductances

An illustration of a skewed squirrel cage rotor is shown in Fig. 1(a). Unlike traditional representation of rotor in which all the bars are short-circuited and thereby defining non-diagonal matrices of the rotor resistance and leakage inductance [16], which makes difficult to obtain the rotor

parameters in the natural reference frame by standard experimental tests.

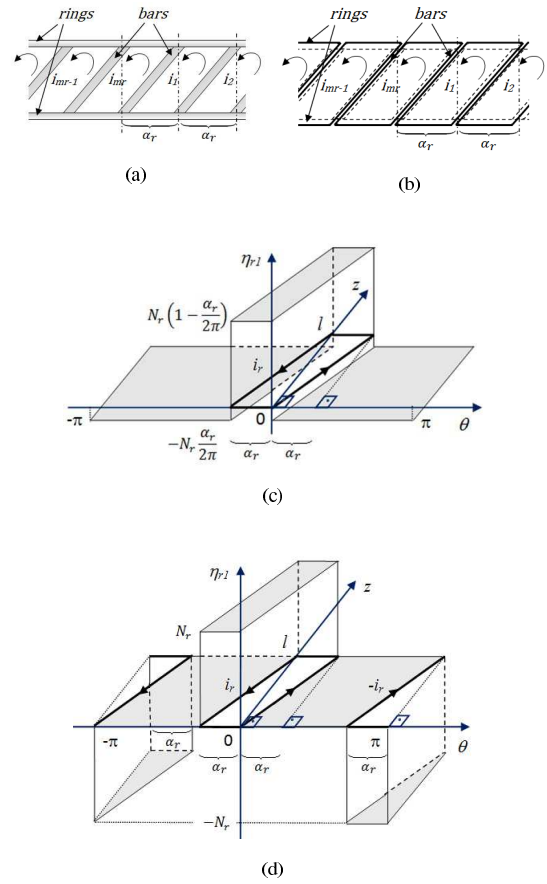


Figure 1: Squirrel cage rotor: (a) Rotor bars; (b) Equivalent rotor winding. Winding function of a phase rotor (r_1): (c) Odd number of rotor bar m_b ($\theta_r = 0$); (d) Even number of rotor bar m_b ($\theta_r = 0$).

The squirrel cage rotor with skewed bars is visualized in Fig. 1(a). In our proposal each pair of adjacent rotor bars as a isolated short-circuited winding with N_r turns, then each bar is replaced so that the slot is filled by winding of two different phase electrically isolated from each other. In this way, m_r rotor phases are obtained as shown in Fig. 1(b). This technique eliminates any electrical coupling in the resistance and leakage inductance matrices of the rotor model. The so obtained winding arrangement is concentrated with a pitch of $\alpha_r = 2\pi/m_b$ radians, where m_b is the number of rotor bars.

As stated by [13], the mutual inductance between any two windings can be calculated by integrating the product of their

winding functions along the air gap, given by

$$L_{ij} = \frac{\mu_0 r}{g} \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^l \eta_i(\theta_r, z, \theta) \eta_j(\theta_r, z, \theta) dz d\theta \quad (3)$$

where η_i and η_j are the winding functions of phase i and j , μ_0 is the magnetic permeability of air, l is the length in radial direction of the rotor core, r is the average radius of the air gap, g is the axial length of the air gap, θ_r is the position of the rotor in electrical angle, z and θ , the variables of integration in the axial and radial direction.

The winding function for a phase is the magneto-motive force (MMF) per unit of the respective phase current, i.e., [12]:

$$\eta_i(\theta_r, z, \theta) = \frac{fmm(\theta_r, z, \theta)}{i_i} \quad (4)$$

The winding function for a rotor phase with odd number m_r of bars is shown in Fig. 1(c). In this case, the number of phases m_r is equal to the number of bars m_b . The phase windings are distributed symmetrically over the rotor circumference and each phase is displaced from each other of $\alpha = \pi/m_r$ radians.

However, if the number of rotor bars is even, the rotor phases can be reduced to a half, since the phases on the opposite side are linearly dependent and thereby a single phase has the double of turns ($2N_r$ turns), as shown in Fig. 1(d). For this case, the number of rotor phases m_r is half the number of bars m_b , i.e., $m_r = m_b/2$. If m_r is odd, then the phases are symmetrically displaced each other of $\alpha_f = 2\pi/m_r$ radians; in turn, if m_r is even, then the phase are asymmetrically displaced each other of $\alpha_f = \pi/m_r$ radians. This procedure is similar to an even number of stator phases, as explained in [6], [7], [18], [19].

The equations for the winding functions are presented in Tables I and II.

Table I: Winding function of the rotor phase r_1 with an odd number of bars ($\theta_r = 0$)

η_{r1}	θ, z
$N_r(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi})$	$(-\alpha_r < \theta < 0)$ and $(0 < z < \frac{l}{\alpha_r}\theta + l)$
$N_r(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi})$	$(0 < \theta < \alpha_r)$ and $(\frac{l}{\alpha_r}\theta < z < l)$
$-N_r \frac{\alpha_r}{2\pi}$	another cases

Table II: Winding function of the rotor phase r_1 with an even number of bars ($\theta_r = 0$)

η_{r1}	θ, z
N_r	$(-\alpha_r < \theta < 0)$ and $(0 < z < \frac{l}{\alpha_r}\theta + l)$
N_r	$(0 < \theta < \alpha_r)$ and $(\frac{l}{\alpha_r}\theta < z < l)$
$-N_r$	$(\pi - \alpha_r < \theta < \pi)$ and $(0 < z < \frac{l}{\alpha_r}(\theta - \pi) + l)$
$-N_r$	$(-\pi < \theta < \alpha_r - \pi)$ and $(\frac{l}{\alpha_r}(\theta + \pi) < z < l)$
0	another cases

- *Mutual inductance between stator phases*

Taking the winding functions of the stator phases into account, the mutual inductance between the stator phases L_{ms} can be numerically calculated by using equation (3). For a sinusoidal distribution this would result

$$\mathbf{L}_{ss} = L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & 1 & 0 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 \\ -1/2 & 0 & 1 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 & 0 & -1/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & 0 & 1 & \sqrt{3}/2 \\ 0 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

- *Mutual inductance between rotor phases*

From the functions defined in the Tables I and II the mutual inductance between any pair of rotor phases can be obtained by using equation (3). The resulting mutual inductance matrix \mathbf{L}_{rr}^o for a rotor with an odd number of bars can be written in the form

$$\mathbf{L}_{rr} = L_{mr}^o \begin{bmatrix} 1 & -k_{r1} & -k_{r1} & \cdots & -k_{r1} \\ -k_{r1} & 1 & -k_{r1} & \cdots & -k_{r1} \\ -k_{r1} & -k_{r1} & 1 & \cdots & -k_{r1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -k_{r1} & -k_{r1} & -k_{r1} & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

where the magnetizing inductance is

$$L_{mr}^o = \frac{\mu_0 l r N_r^2}{g} (1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}) \alpha_r \quad (7)$$

where $k_{r1} = \alpha_r / (2\pi - \alpha_r)$.

For a rotor with an even number of bars it is

$$\mathbf{L}_{rr} = L_{mr}^e \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

which is only defined by its magnetizing inductance L_{mr}^e given by

$$L_{mr}^e = \frac{\mu_0 l r N_r^2}{g} 2\alpha_r \quad (9)$$

Note that the dimension of the mutual inductance matrix \mathbf{L}_{rr} for a rotor with an odd number of bars is $m_b \times m_b$, whereas for a rotor with an even number of bars it is $\frac{m_b}{2} \times \frac{m_b}{2}$, since the phase number is reduced to the half.

- *Mutual inductance between stator and rotor phases*

The mutual inductance between any stator and rotor phase L_{msr} is numerically calculated according to equation (3). In Fig. 2, the result for the stator phase a and rotor phase r_1 is visualized depending on the rotor position.

The waveform of the mutual inductance $L_{m,sr}(\theta_r)$ is independent on the number of rotor bars. However, the amplitude L_p of the even case is twice the amount of the odd number case.

For symmetry reasons, the mutual inductance characteristic between any stator and rotor phase is identical but spatial

$$\mathbf{L}_{sr}(\theta_r) = \begin{bmatrix} L_{msr}(\theta_r) & L_{msr}(\theta_r + \alpha_f) & L_{msr}(\theta_r + 2\alpha_f) & \cdots & L_{msr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_f) \\ L_{msr}(\theta_r - \frac{\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + \alpha_f - \frac{\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + 2\alpha_f - \frac{\pi}{6}) & \cdots & L_{msr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_f - \frac{\pi}{6}) \\ L_{msr}(\theta_r - \frac{2\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + \alpha_f - \frac{2\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + 2\alpha_f - \frac{2\pi}{6}) & \cdots & L_{msr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_f - \frac{2\pi}{6}) \\ L_{msr}(\theta_r - \frac{3\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + \alpha_f - \frac{3\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + 2\alpha_f - \frac{3\pi}{6}) & \cdots & L_{msr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_f - \frac{3\pi}{6}) \\ L_{msr}(\theta_r - \frac{4\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + \alpha_f - \frac{4\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + 2\alpha_f - \frac{4\pi}{6}) & \cdots & L_{msr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_f - \frac{4\pi}{6}) \\ L_{msr}(\theta_r - \frac{5\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + \alpha_f - \frac{5\pi}{6}) & L_{msr}(\theta_r + 2\alpha_f - \frac{5\pi}{6}) & \cdots & L_{msr}(\theta_r + (m_r - 1)\alpha_f - \frac{5\pi}{6}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

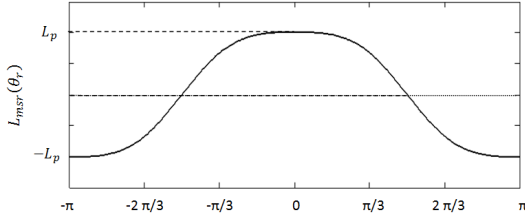


Figure 2: Mutual inductance between stator and rotor.

shifted. This fact results in a $\mathbf{L}_{sr}(\theta_r)$ -matrix, as is given by equation (10).

C. Vector equations in stationary reference frame

In this subsection the machine behavior is represented by three mutually uncoupled models which incorporate the fundamental as well as the third and fifth harmonic components. For each component a model in the stator-rotor stationary reference frame (α - β / m - n) is achieved, as present in [9].

A 6×6 coordinate transformation matrix \mathbf{T}_s is defined in order to map the machine states. For the stator, the component-corresponding orthogonal subspaces are given by

$$\mathbf{T}_s = k_{ts} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{\pi}{6}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{5\pi}{6}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{3\pi}{2}) \\ 0 & \sin(\frac{\pi}{6}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{5\pi}{6}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{3\pi}{2}) \\ 1 & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{\pi}{6}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{5\pi}{6}) \\ 0 & \sin(\frac{5\pi}{6}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{\pi}{6}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{3\pi}{2}) \\ 1 & \cos(\frac{\pi}{2}) & \cos(0) & \cos(\frac{\pi}{2}) & \cos(0) & \cos(\frac{\pi}{2}) \\ 0 & \sin(\frac{\pi}{2}) & \sin(0) & \sin(\frac{\pi}{2}) & \sin(0) & \sin(\frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

As in this study, the number of phases of the rotor and of stator may be different, the rotor transformation matrix \mathbf{T}_r is given by

$$\mathbf{T}_r = k_{tr} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha_f) & \cos(2\alpha_f) & \cdots & \cos((m_r - 1)\alpha_f) \\ 0 & \sin(\alpha_f) & \sin(2\alpha_f) & \cdots & \sin((m_r - 1)\alpha_f) \\ 1 & \cos(3\alpha_f) & \cos(6\alpha_f) & \cdots & \cos(3(m_r - 1)\alpha_f) \\ 0 & \sin(3\alpha_f) & \sin(6\alpha_f) & \cdots & \sin(3(m_r - 1)\alpha_f) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cos(h_m \alpha_f) & \cos(2h_m \alpha_f) & \cdots & \cos(h_m(m_r - 1)\alpha_f) \\ 0 & \sin(h_m \alpha_f) & \sin(2h_m \alpha_f) & \cdots & \sin(h_m(m_r - 1)\alpha_f) \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

where the harmonic index h_m represents the highest rotor field harmonic. If m_r is odd then $h_m = m_r - 2$ or else, if m_r is even, then $h_m = m_r - 1$. For the latter case, the last line should be removed from \mathbf{T}_r , because the matrix dimension is in any case equal to $m_r \times m_r$.

In this paper, the power variant transformation is employed, where $k_{ts} = 1/3$ is used for the stator with six phases and $k_{tr} = 2/m_r$ for the rotor with m_r phases, respectively. For the power invariant transformation these factors would result in $k_{ts} = 1/\sqrt{3}$ and $k_{tr} = \sqrt{2/m_r}$, according to [2], [16], [17], [20].

Applying the transformation matrices \mathbf{T}_s and \mathbf{T}_r to Eq. (1) results diagonal matrices for resistances (\mathbf{R}_r), self-inductances (\mathbf{L}_s) and mutual inductances (\mathbf{L}_{rr}). This fact yields to machine states independent to each other [4]. Only the mutual inductance matrix of stator-rotor $\mathbf{L}_{sr}(\theta_r)$ introduces a cross coupling between the α and β coordinates of the fundamental component.

Then the machine states can be mapped onto three different complex planes, according to their harmonic contribution: $\alpha\beta_1$, $\alpha\beta_3$ and $\alpha\beta_5$, for the fundamental component, 3^{rd} and 5^{th} harmonics, respectively, as shown in [4], [9], [21]. However, for a DSIM without connection between neutral wires, the 3^{rd} harmonic current is zero. Representing only the fundamental and 5^{th} harmonic, the respective equations are as follow:

- Fundamental component ($\alpha\beta_1$)

$$\begin{cases} \bar{v}_{s,\alpha\beta}^{h1} = r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{h1} + \frac{d\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{h1}}{dt} \\ \bar{v}_{r,mn}^{h1} = r_r \bar{i}_{r,mn}^{h1} + \frac{d\bar{\psi}_{r,mn}^{h1}}{dt} \\ \bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{h1} = (L_{ts} + 3L_{ms}) \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{h1} + \frac{m_r}{2} L_p e^{j\theta_r} \bar{i}_{r,mn}^{h1} \\ \bar{\psi}_{r,mn}^{h1} = (L_{tr} + L_{mr}) \bar{i}_{r,mn}^{h1} + 3L_p e^{-j\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{h1} \end{cases} \quad (13)$$

- 5^{th} harmonic ($\alpha\beta_5$)

$$\begin{cases} \bar{v}_{s,\alpha\beta}^{h5} = r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{h5} + \frac{d\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{h5}}{dt} \\ \bar{\psi}_{s,\alpha\beta}^{h5} = L_{ts} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{h5} \end{cases} \quad (14)$$

where L_{ms} and L_{mr} are the magnetizing inductances of stator and rotor, L_p is the peak value of mutual inductance function between the stator and rotor.

As the magnetizing inductance of the 5^{th} harmonic is zero, the rotor circuit will never be excited, such that its contribution to the torque generation is zero. The stator circuit is modeled by only a resistance and leakage inductance, which leads a high unwanted current harmonics [8].

The torque expression is given by

$$T_e = -\frac{3}{4} p m_r L_p \Im m (e^{j\theta_r} \bar{i}_{s,\alpha\beta}^{h1*} \bar{i}_{r,mn}^{h1}) \quad (15)$$

D. Vector equations in the synchronous reference frame

Transforming the stationary model for synchronous model reference, as it is given in [16], one obtains

$$\begin{aligned}\bar{x}_{s,dq}^h &= e^{-jh\theta_s} \bar{x}_{s,\alpha\beta}^h \\ \bar{x}_{r,dq}^h &= \sqrt{\frac{m_r}{6}} e^{-jh(\theta_s - \theta_r)} \bar{x}_{r,\alpha\beta}^h\end{aligned}\quad (16)$$

where θ_s is the electrical angle between synchronous and stationary reference frames and h is the harmonic order.

Applying the aforementioned transformation to the Eqs. (13) and (14) turns to

- Fundamental component (dq_1)

$$\begin{cases} \bar{v}_{s,dq}^{h1} = r_s \bar{i}_{s,dq}^{h1} + \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}^{h1}}{dt} + j\omega_s \bar{\psi}_{s,dq}^{h1} \\ \bar{v}_{r,dq}^{h1} = r_r \bar{i}_{r,dq}^{h1} + \frac{d\bar{\psi}_{r,dq}^{h1}}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq}^{h1} \\ \bar{\psi}_{s,dq}^{h1} = (L_{ls} + 3L_{ms}) \bar{i}_{s,dq}^{h1} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p \bar{i}_{r,dq}^{h1} \\ \bar{\psi}_{r,dq}^{h1} = (L_{lr} + L_{mr}) \bar{i}_{r,dq}^{h1} + \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p \bar{i}_{s,dq}^{h1} \end{cases}\quad (17)$$

- 5th harmonic (dq_5)

$$\begin{cases} \bar{v}_{s,dq}^{h5} = r_s \bar{i}_{s,dq}^{h5} + \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}^{h5}}{dt} + j5\omega_s \bar{\psi}_{s,dq}^{h5} \\ \bar{\psi}_{s,dq}^{h5} = L_{ls} \bar{i}_{s,dq}^{h5} \end{cases}\quad (18)$$

Applying the transformation (16) to torque equation (15) results

$$T_e = -\frac{3}{4} p \sqrt{6m_r} L_p \Im(\bar{i}_{s,dq}^{h1*} \bar{i}_{r,dq}^{h1})\quad (19)$$

E. Equivalent circuit

The behavior of a DSIM at steady state operation can be expressed in a equivalent circuit. For a squirrel cage rotor, the rotor voltages are zero and the circuits in the synchronous reference frame is shown in Fig. 3.

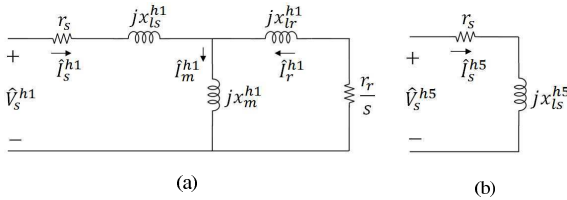


Figure 3: Equivalent circuits in synchronous reference frame: (a) Fundamental Component (dq_1); (b) 5th harmonic (dq_5).

The magnetizing and leakage reactance of the stator and rotor are given by

$$\begin{cases} x_m^{h1} = \omega_s L_m^{h1} \\ x_{ls}^{h1} = \omega_s L_{ls}^{h1} \end{cases} \begin{cases} x_{lr}^{h1} = \omega_s L_{lr}^{h1} \\ x_{ls}^{h5} = 5\omega_s L_{ls}^{h5} \end{cases}\quad (20)$$

where

$$\begin{cases} L_{ls}^{h1} = L_{ls} + 3L_{ms} - L_m^{h1} \\ L_{lr}^{h1} = L_{lr} + L_{mr} - L_m^{h1} \\ L_m^{h1} = \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_p \end{cases}\quad (21)$$

Note that the magnetizing and leakage inductances of the equivalent circuits (L_{ls}^{h5} , L_{ls}^{h1} , L_{lr}^{h1} and L_m^{h1}) are different from the model in the natural reference frame (L_{ls} , L_{lr} , L_{ms} , L_{mr} and L_p)

$$\begin{cases} L_{ls} = \frac{x_{ls}^{h5}}{5\omega_s} \\ L_p = \frac{\sqrt{6m_r}}{2} L_m^{h1} \\ L_{ms} = \frac{L_{ls}^{h1} + L_m^{h1} - L_{ls}}{3} \end{cases}\quad (22)$$

Defining $\sigma_s = L_{ls}/L_{ms}$, $\sigma_r = L_{lr}/L_{mr}$ and $\sigma_s = \sigma_r$, it can be stated that

$$\begin{cases} L_{mr} = \frac{L_{lr}^{h1} + L_m^{h1}}{\sigma_r + 1} \\ L_{lr} = \sigma_r L_{mr} \end{cases}\quad (23)$$

III. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

Simulations and experimental tests were performed to validate the model in the natural and synchronous reference frame. A DSIM with a rating of 10kVA, 400V/50Hz, 4 poles, 12 bars is investigated, which is driven by two inverters with 10 kHz switching frequency. The experimental workbench consists also of a permanent magnet motor (PMM) which is used as the load and powered by a third inverter. The complete system is controlled by a real time system (dSPACE), as shown in Fig. 4.

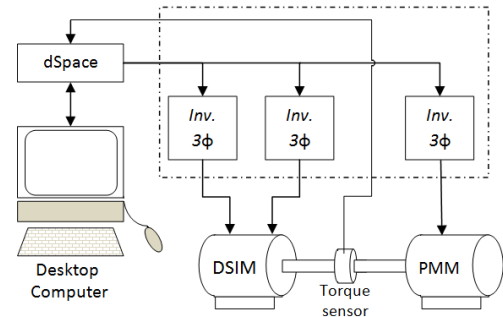


Figure 4: Workbench test.

A. Obtaining the machine parameters

The parameters of the fundamental equivalent circuit can be obtained by a standard no-load and blocked rotor test. The parameters of the 5th harmonic equivalent circuit can be obtained at any rotor speed, since there is no coupling

Table III: Parameters in synchronous reference frame

Parameters	Value	Unit
r_s	0.4	Ω
r_r	0.85	Ω
L_{ls}^{h1}	5.3	mH
L_{lr}^{h1}	5.3	mH
L_{ls}^{h5}	1.05	mH
L_{lr}^{h1}	158.1	mH

Table IV: Parameters in the natural reference frame

Parameters	Value	Unit
r_s	0.4	Ω
r_r	0.85	Ω
L_{ls}	1.05	mH
L_{lr}	3.1	mH
L_{ms}	54.1	mH
L_{mr}	160.3	mH
L_p	74.5	mH

between stator and rotor and the leakage inductance does not depend on the rotor slip.

The parameters of the DSIM in the synchronous reference frame are summarized in Table III. The parameters of the DSIM in natural reference frame are associated to parameters determined in the synchronous reference frame from equations (22) and (23) and they are shown in Table IV.

B. Evaluation of the Model

In order to evaluate the model in the natural reference frame, simulations and experimental tests were carried out. As shown in Fig. 5 the mechanical speed of the model is similar to the measurements, but the envelope of the stator phase currents in the experimental test is a little bit smoother than the one of the simulation results.

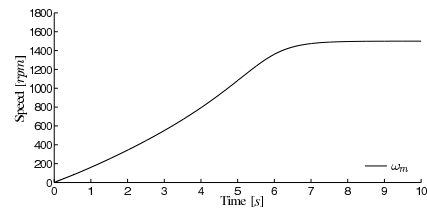
In Fig. 6 the results of a load step of 60 N.m. are shown. As it can be seen, the initial and final values of the measured stator phase currents are equal to the simulated results. The main difference is that during the experimental tests it is not possible to apply a load step as fast as the one applied in the simulation.

IV. CONCLUSION

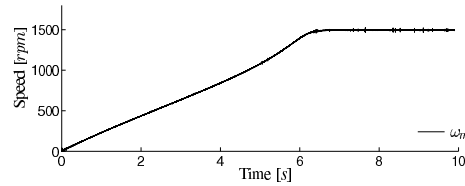
This paper has presented a modeling approach of a squirrel cage DSIM. The rotor circuit is modeled as a concentrated windings without electrical couplings between them. This fact makes it easy to obtain the parameters of the DSIM in the natural reference frame, which are calculated from the synchronous model parameters that were obtained of the standard no-load and blocked rotor tests results. The modeling has worked well and the simulation results in the natural reference frame are consistent with those obtained by experimental startup and load step tests.

ACKNOWLEDGEMENT

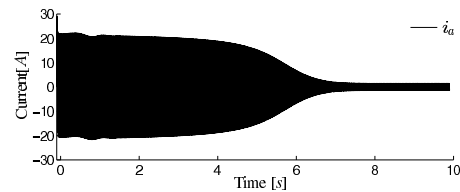
The authors would like to thank Capes, CNPq and FAPESP for the financial support.



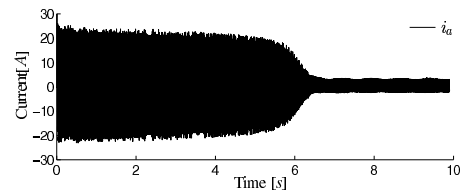
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 5: Start-up test: (a-c) Simulation; (b-d) Experimental; (a-b) Speed; (c-d) Phase Current.

REFERENCES

- [1] G. Hupe and R. Kennel, "Increase of power and reduction of noise and current ripple of inverter fed induction machines," *Proc. EPE 89, AACHEN*, 1989.
- [2] R. Bojoi, F. Farine, F. Profumo, and A. Tenconi, "Dual-three phase induction machine drives control - a survey," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 126, no. 4, pp. 420-429, 2006.
- [3] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, and H. A. Toliyat, "Multiphase

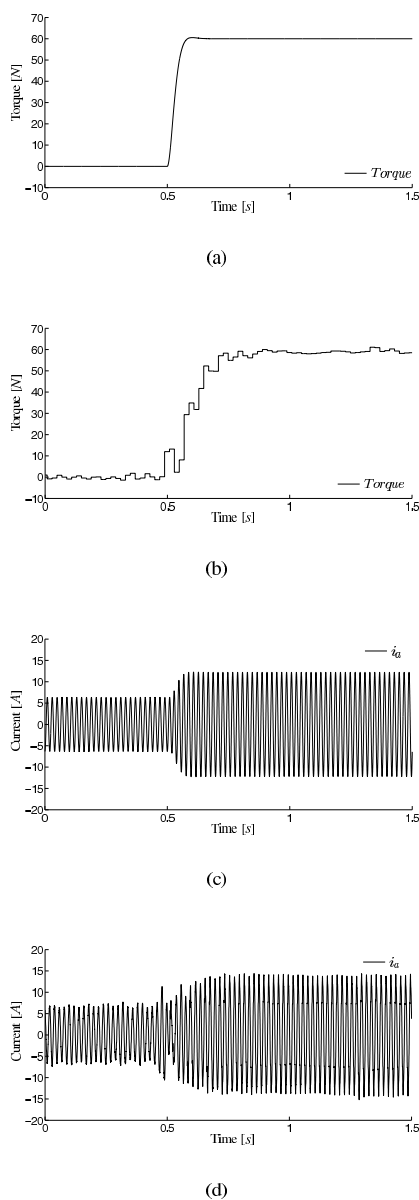


Figure 6: Load step test: (a-c) Simulation; (b-d) Experimental; (a-b) Torque; (c-d) Phase Current.

induction motor drives - a technology status review," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007.

[4] J. Huang, M. Kang, J. Yang, H. Jiang, and D. Liu, "Multiphase machine theory and its applications," *ICEMS Inter. Conf. on Electrical Machines and System*, 2008.
 [5] V. Weigerber, "Double pulse inverter feeds 6-phase asynchronous

motor for harmonic loss reduction," *ENE Brighton, Fifth European Conf. on Power Electronics and Applications*, vol. 5, pp. 39–44, 1993.
 [6] R. H. Nelson and P. C. Krause, "Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 3, pp. 841–848, 1974.
 [7] J. M. Apsley, "Derating of multiphase induction machines due to supply imbalance," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 46, no. 2, pp. 789–805, Mar-Apr 2010.
 [8] W. Tiejun, G. Chenglin, C. Yongbing, and J. Xiaoyi, "Research on harmonics of multiphase induction motors," *IEMDC 07 IEEE Inter. Electric Machines and Drives Conference*, vol. 2, pp. 1524–1528, 2007.
 [9] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, Sep-Oct 1995.
 [10] A. G. Yepes, J. A. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. López, B. Bogado, M. Jones, and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings - part 1: Sinusoidal excitation methods," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 1056–1066, Dec 2012.
 [11] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 1 (motor analysis)," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 6, no. 4, pp. 679–683, Dec 1991.
 [12] X. Luo, Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antably, and T. A. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 311–318, Mar-Apr 1995.
 [13] G. Bossio, C. Angelo, J. Solsona, G. García, and M. I. Valla, "A 2-d model of the induction machine: An extension of the modified winding function approach," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 144–150, Mar 2004.
 [14] J. M. Gojko, D. D. Momir, and O. B. Aleksandar, "Skew and linear rise of mmf across slot modeling - winding function approach," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 315–320, Sep 1999.
 [15] L. A. Pereira, C. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, and J. F. Haffner, "General model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air gap field," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 21, no. 4, pp. 891–899, Dec 2006.
 [16] A. Muñoz and T. A. Lipo, "Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 6, pp. 1332–1340, Nov-Dec 1999.
 [17] S. A. Nasar, "Electromechanical energy conversion in nm-winding double cylindrical structure-s in presence of space harmonics," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-87, no. 4, pp. 1099–1106, Apr 1968.
 [18] E. A. Klingshim, "High phase order induction motors-part i - description and theoretical considerations," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 1, pp. 47–53, Jan 1983.
 [19] M. A. Abbas, R. Christen, and T. M. Jahns, "Six-phase voltage source inverter driven induction motor," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1251–1259, Sept/Oct 1984.
 [20] R. Bojoi, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "Digital field oriented control for dual three-phase induction motor drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 752–760, May-Jun 2003.
 [21] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 2 (motor design and performance)," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 6, no. 4, pp. 684–692, Dec 1991.

Off-Line Trained ANN by Genetic Algorithm Applied to a DFIG Under Voltage Dip

Paulo S. Dainez, Rodrigo A. de Marchi and Edson Bim
Faculty of Electrical and Computer Engineering
University of Campinas (UNICAMP), Campinas, Brazil
Email: {psdainez, ramarchi, bim}@dsce.fee.unicamp.br

Rogério V. Jacomini
Federal Institute of São Paulo (IFSP)
Hortolândia, Brazil
Email: jacomini@ifsp.edu.br

Abstract—In this paper is presented an off-line trained artificial neural network controller with multilayer perceptron topology. It is trained by a genetic algorithm and applied to the direct power control of a doubly-fed induction generator under stator voltage dip. This controller dispenses the use of any other in the control system, and to our knowledge it is not found in the technical publications that report controllers for power control. Digital simulation and experimental tests, performed for a 2.25 kW doubly-fed induction generator, have shown the good performance of proposed controller.

I. INTRODUCTION

The Doubly-Fed Induction Generator (DFIG) is a suitable solution to generate electrical energy from primary sources of mechanical energy which have variable speed operation [1], because it is possible to control the energy flux by rotor voltages and, for this reason, the induction generator operates with sub-, super- or synchronous speed. As the control is made in rotor circuit, only a fractional part of rated stator power (about 30%) is operated [2]. The power control is an important subject when stator voltage dip occurs, because the generator has to provide reactive power to restore it, while the active power is set at zero. Studies have shown that the DFIG operation is very sensitive to grid disturbances, especially to the voltage dips, which cause a dc component and oscillations on the stator flux and produce electromotive forces that cause disturbances on the rotor currents [3]–[5].

To resolve these problems, the use of crowbars makes the DFIG become a squirrel-cage induction generator and, therefore, prevents the control of the generator's power via rotor voltages, essential property in the case of voltage dips. Although, the dynamic reactive power compensation solution presents the disadvantage of increasing the system costs. Thereby, many different voltage-control algorithms have been proposed to limit the rotor currents and support grid reactive power, when voltage dips occur, e.g., PI algorithms [6]– [7].

As the recovery of voltage requires the decoupled control of stator reactive and stator active powers, the direct power control (DPC) is the most adequate. First proposed in [8], this strategy directly controls the reactive and active powers at stator terminals from hysteresis controller that establishes power references that meet a certain goal using measurements

of the stator side power, while the control is made on rotor side.

Neural networks or fuzzy systems are also being applied to the control of DFIG due to the results exhibited some advantages, when is compared with PI controller. Lower picks in the controlled variable during the transitory and the faster response are examples of these advantages [9]. A new ANN control strategy for the DFIG in order to improve the performance of the conversion of wave energy into electrical energy during voltage dips is presented in [10]. The proposed ANN control supervises and it adequately adapts the signals of the active crowbar, the air valve and the back to back converter according to the pressure drop on the turbine and the voltage dip in the grid. A control system that consists of a neuro-fuzzy inference system and a first order Takagi-Sugeno fuzzy logic controller that determines the d-axis and q-axis rotor voltages, for example, it is proposed in [11], although the operation with voltage dip is not predicted.

In [12] is shown an optimization strategy that uses genetic algorithm (GA) to design a controller to improve the dynamic behavior of a generating electricity system, from the wind energy, during and after stator voltage failure. Digital simulation results are presented as well as a comparison between these results with the traditional adjusting PI controllers. The following advantages are highlighted by authors: reduction of over-voltage and current oscillations in the rotor circuit, as well as the over-current in the grid-side converter and the over-voltage in the dc-link during the transient period. A direct power control strategy for a DFIG by using an artificial neural network controller with the multilayer perceptron structure is presented in [13], requiring a simpler experimental implementation, a lower computational effort and it has good performance for a finite region of different operating points, including the variable speed operation, but without stator voltage dip.

Despite the training of the ANN presenting optimized solutions, such as the back propagation algorithm of first and second order, there is a need to obtain a set of data that represents the input and output system to be mapped by ANN. Thus, in situations where it is difficult or impossible to obtain the set of data that represents the controlled system, an

optimization process based on GA can be applied to evolve the ANN controller [14].

In this article a controller design based on ANN is proposed to implement the direct power control of a DFIG operating under stator voltage dip. The ANN controller presents a multilayer perceptron (MLP) topology and it is trained through a GA. The aim of the controller is to calculate the rotor voltages to ensure the prompt reestablishment of DFIG voltage, when the generator suffers the voltage dip occurrence, and to perform stator power control. Digital simulation and experimental tests for a 2.25 kW DFIG were presented to validate the proposed controller.

II. DPC MODEL FOR THE DFIG OPERATING UNDER VOLTAGE SAG

A. DFIG Model

Adopting the stator flux orientation, the basic equations of the DFIG expressed in terms of space vector and their analysis should be verified in [13], [15]. The space vector of the stator and rotor equations are as follows:

- Stator equations

$$\bar{\psi}_s = \psi_{ds} = \psi_s = L_s \bar{i}_{dq,s} + L_m \bar{i}_{dq,r} \quad (1)$$

$$\bar{v}_{dq,s} - r_s \bar{i}_{dq,s} = \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_1 \psi_s \quad (2)$$

Generally, for clarity of understanding of the DFIG model or even when the machine is of high power, one adopts $r_s \cong 0$. Although the equation (2) is written with this term, it is not considered in this section.

$$\bar{i}_{dq,s} = \frac{\bar{\psi}_s}{\sigma L_s} - \frac{k_r \bar{\psi}_{dq,r}}{\sigma L_s} \quad (3)$$

- Rotor equations

$$\bar{\psi}_{dq,r} = L_r \bar{i}_{dq,r} + L_m \bar{i}_{dq,s} \quad (4)$$

$$\bar{v}_{dq,r} = r_r \bar{i}_{dq,r} + \frac{d\bar{\psi}_{dq,r}}{dt} + j\omega_2 \bar{\psi}_{dq,r} \quad (5)$$

$$\bar{i}_{dq,r} = \frac{\bar{\psi}_{dq,r}}{\sigma L_r} - \frac{k_r \bar{\psi}_s}{\sigma L_s} \quad (6)$$

where $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$, $k_r = L_m/L_r$ and $k = 3k_r/(2\sigma L_s)$.

By combining the power expressions

$$P_s = \frac{3}{2} \text{Re}(\bar{v}_{dq,s} \cdot \bar{i}_{dq,s}^*) \quad (7)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \text{Im}(\bar{v}_{dq,s} \cdot \bar{i}_{dq,s}^*) \quad (8)$$

with the equations (2) and (3), results

$$\bar{\psi}_{dq,r} = \left(\frac{\psi_s}{k_r} - \frac{Q_s}{k\omega_1 \psi_s} \right) + j \left(-\frac{P_s}{k\omega_1 \psi_s} \right) \quad (9)$$

From equation (9), it is observed that the stator active power is directly proportional to the quadrature rotor flux and the reactive power, to the direct rotor flux.

Adopting the infinite bus hypothesis, ω_1 and ψ_s are constants, and, after some algebraic manipulations of (9), the relations between the variation of the stator powers (ΔP_s and ΔQ_s), and the variations of quadrature and direct-axis rotor flux are as follows:

$$\Delta \psi_{qr} = -\frac{\Delta P_s}{k\omega_1 \psi_s} \quad \text{and} \quad \Delta \psi_{dr} = -\frac{\Delta Q_s}{k\omega_1 \psi_s} \quad (10)$$

B. Direct Power Control

The operation principle of Direct Power Control technique is to control directly the active and reactive stator power of the DFIG by applying appropriate voltages at the its rotor terminals. The direct and quadrature-axis rotor voltage components are the control variables, and the active and reactive stator power are the controlled variables. The rotor voltage components are determined by the error between the reference and calculated values of the active and reactive stator power.

Aiming at constant switching frequency, a constant sampling time period T_s is adopted. Then, by combining (5), (6), (9) and (10) one obtains the equations of the control variables:

$$v_{dr} = a[\omega_2 P_s - \frac{\Delta Q_s}{T_s}] + b - c Q_s \quad (11)$$

$$v_{qr} = -a[\omega_2 Q_s + \frac{\Delta P_s}{T_s}] + d \omega_2 - c P_s \quad (12)$$

where $a = 1/(k\omega_1 \psi_s)$, $b = (r_r/L_m)\psi_s$, $c = r_r/(\sigma k L_r \omega_1 \psi_s)$ and $d = \psi_s/k_r$.

Thus, the coefficients a , b , c and d depend on the stator flux value which in turn depends on the stator voltage – see (2), assuming that $r_s = 0$. If the DFIG operates without voltage dip and if the infinite bus hypothesis is valid, these coefficients are considered constants. In this case, the controller's inputs relevant are Q_s^* , ΔQ_s , P_s^* , ΔP_s and ω_r .

C. Stator Voltage Dip

Voltage dips are caused by abrupt increases in loads such as high power motors starting and electric heaters turning on. When the DFIG operates under voltage dip, the change of stator voltage also modifies the stator flux and, therefore, the coefficients present in (11) and (12) are not longer constants. For this reason, besides the controller's input of the normal operation (DFIG operating without dip), one must insert the actual ($V_{s,k}$) and previous ($V_{s,k-1}$) stator voltage.

Furthermore, if the DFIG is operating under voltage dip, it should be able to generate reactive power to provide voltage support proportional to the voltage dip, respecting the limit of its stator current. For ensuring the reactive support proportional to the voltage dip, the respective power references are imposed as follows [16]:

$$P_s = 0 \quad (13)$$

$$Q_s^* = -3i_s V_{sb} \left(1 - \frac{V_{sb}}{V_{sn}}\right) \quad (14)$$

$$\text{if } |Q_s^*| \geq S_{s,max} \text{ then } Q_s^* = -S_{s,max}$$

with

$$S_{s,max} = 3I_s V_s \quad (15)$$

and V_{sb} is the voltage at infinity bus.

It is important to observe that $Q_s^* = 0$ for operation without voltage dip and its value is limited by DFIG power rate when voltage dip occurs. Details of criteria for the final design of the proposed controller is described in subsection III-B.

III. MLP CONTROLLER

Neural networks are flexible mathematical devices to implement nonlinear controllers [17]. As the MLP with a single hidden layer is sufficient to approximate any continuous function inside a unit hypercube, it is convenient to normalize the training data [18]. The potential of preserving high levels of performance at distinct operating points [19] and the existence of statistical procedures applicable to maximize the generalization capability [20], [21] are the main motivation for using neural networks controllers.

A. Proposed MLP Controller

The function of the MLP controller is to generate the rotor voltages v_{dr} and v_{qr} , from seven inputs: Q_s^* , ΔQ_s , P_s^* , ΔP_s , ω_r , $V_{s,k}$ and $V_{s,k-1}$. For this, after several attempts, ten neurons in the hidden layer (Figure 1) proved to be suitable. The weights of the synaptic connections between the input and the hidden layer are represented by matrix \mathbf{W}_1 , and those between the hidden and the output layer by matrix \mathbf{W}_2 .

The assumed activation function for the hidden layer neurons is the arc tangent and for the output layer neurons is the identity function. Hence, the output of the MLP is given by

$$\mathbf{S}_{rn} = [\text{atan}(\mathbf{X}\mathbf{W}_1^t)]\mathbf{W}_2^t \quad (16)$$

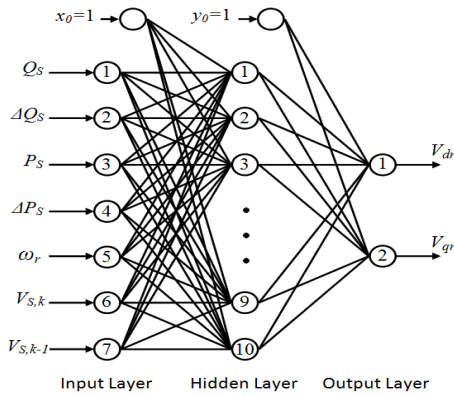


Figure 1: Proposed MLP controller.

where \mathbf{S}_{rn} is the row vector with neural network outputs (V_{rd} , V_{rq}), \mathbf{X} is the row vector with all the input data (P_s , Q_s , P_s^* , Q_s^* , ω_r , $V_{s,k}$ and $V_{s,k-1}$) and \mathbf{W}_1^t , \mathbf{W}_2^t are the transpose of matrices \mathbf{W}_1 and \mathbf{W}_2 .

B. MLP Controller Training by GA

The evolutionary computation has been used as a technique of solving nonlinear optimization problems and the GA is one of them.

The GA evolves the MLP controller from a random population of controllers that is generated in the space \mathbf{R}^{102} , which contains 102 real weights of the MLP matrices \mathbf{W}_1 and \mathbf{W}_2 , whose dimensions are 10x8 and 2x11, respectively.

The Fitness function is defined as the inverse of the medium square error of the active and reactive stator power, according equation

$$\text{Fitness} = \frac{1}{\frac{1}{T} \sum_{n=1}^T \left(\frac{k_p \Delta P_n^2 + k_q \Delta Q_n^2}{2} \right)} \quad (17)$$

where ΔP_k and ΔQ_k are the errors of the active and reactive power at n sampling index, k_p and k_q are the gains applied to the active and reactive power, respectively.

As the active and reactive power of the DFIG are coupled, a penalization in the active power error is inserted, when a transition on the reactive power reference happens, and reciprocally, when the change occurs in the active power. If is adopted $k_p = 1$ and $k_q = 1$, there is a significant coupling between the active and reactive power during the changes of power references.

Then, for reducing this coupling during the transition of demanded power, different values for these gains were adopted: the greater one in respect other, the greater its influence. In our case, when the reactive power changes, $k_p = 3$ has presented the best performance for an interval of 10 ms, and the same occurs when the active power has been changed, i.e. $k_q = 3$.

The block diagram in Figure 2 illustrates how the process of evolution is applied to the MLP controller. From the Fitness function, a new generation of controllers will be generated by applying the crossover and mutation operators: the controller with highest fitness will have more probability to generate descendants, which in turn will also be select by highest fitness. This process is repeated until one predeterminate value of the fitness or until a maximum number of interaction is reached.

For the process of evolution to be successful, it is necessary that the control had been excited by a wide range of working conditions.

The waveform of the inputs of the system during the MLP control evolution are presented in Figs 3(a) (active and reactive powers) and 3(b) (stator voltages). These waveforms are repeated at the sub-synchronous, synchronous and super-synchronous speeds.

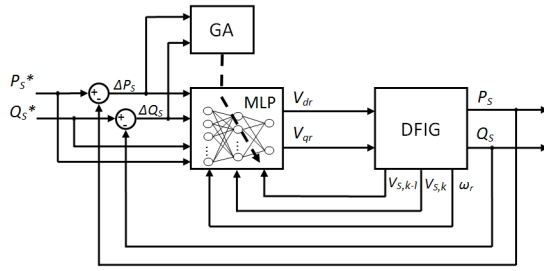
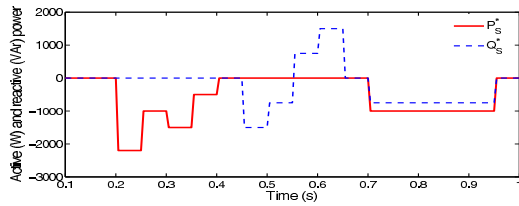
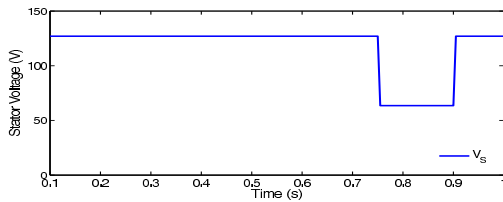


Figure 2: GA for Evolving an MLP controller.



(a)



(b)

Figure 3: Stimulation profiles for evolutive process; (a) Stator active and reactive power; (b) Stator voltage.

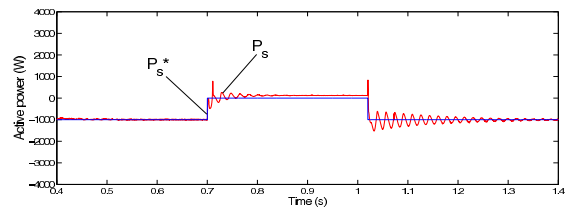
The process of evolution has been implemented by using the basic equations (1), (2), (4) and (5) without any simplification. All parameters of induction machine are defined in Table I.

Table I: Nominal values of the 2.25kWDFIG

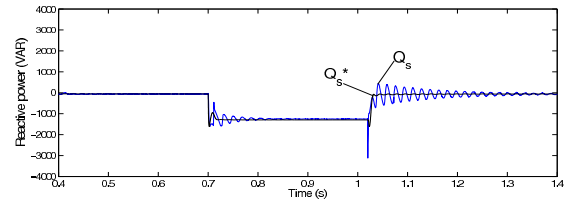
Parameters	Value
Power, Voltage	2.25 kW, 220 V
Frequency, Poles	60 Hz, 4
r_s, r_r	1.2, 1.24 [Ω]
L_s, L_r, L_m	98.14, 98.14, 91.96 [mH]

IV. SIMULATION RESULTS

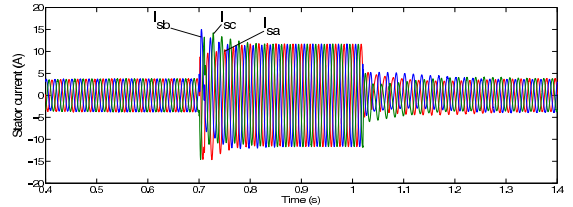
The strategy to set the power references during the stator voltage sag has been described at the section II-C and the simulation results are shown in Fig 4.



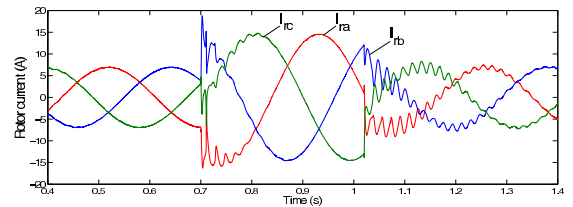
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 4: Simulation results: (a) P_s^* and P_s , (b) Q_s^* and Q_s , (c) stator and (d) rotor currents.

Observe that during voltage dip ($\approx 60\%$), i.e., the stator voltage is 40% of the nominal value of stator voltage, the P_s^* goes to zero and Q_s^* goes to $\approx -1kVAR$, according to Equation (14). The stator powers follow their references, however with a little oscillation, as well as, the stator and

rotor current responding promptly these changes, by good controller action.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

To illustrate the good performance of the proposed controller and the simulations results, experimental tests were performed. The nominal values of generator are presented in Table I.

The MLP controller determines the control signals v_{dr} and v_{qr} from P_s^* and Q_s^* references, ΔP_s and ΔQ_s error, ω_r , the actual ($V_s(k)$) and previous ($V_s(k-1)$) stator voltage, as it is illustrated in Figure (5). Details of implementation are as follow:

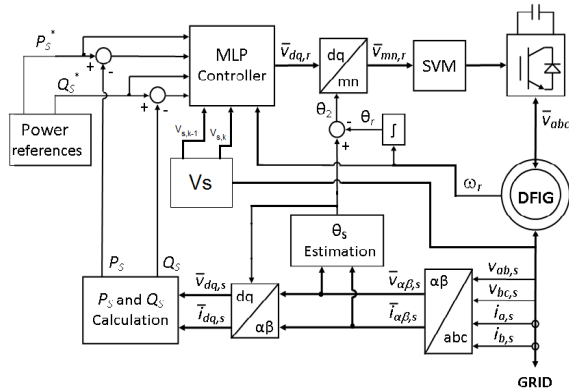


Figure 5: Overall block diagram of the implemented system

- *Orthogonal transformations: $abc \rightarrow \alpha\beta$ and $\alpha\beta \rightarrow dq$*

$$\bar{v}_{\alpha\beta,s} = \frac{1}{3}[2v_{abs} + v_{bcs}] + j\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bcs} \quad (18)$$

$$\bar{i}_{\alpha\beta,s}(t) = i_{as} + j\frac{1}{\sqrt{3}}[i_{as} + 2i_{bs}] \quad (19)$$

$$\bar{v}_{dq,s} = \bar{v}_{\alpha\beta,s}e^{j\theta_s} \quad (20)$$

$$\bar{i}_{dq,s} = \bar{i}_{\alpha\beta,s}e^{j\theta_s} \quad (21)$$

- *P_s and Q_s calculations from Equations (7) and (8)*
- *Stator flux and $\theta_s = \arctan(\psi_{\beta s}/\psi_{\alpha s})$ estimations*

$$\bar{\psi}_{\alpha\beta,s} = \int (\bar{v}_{\alpha\beta,s} - r_s \bar{i}_{\alpha\beta,s}) dt \quad (22)$$

- *$\bar{v}_{mn,r} = v_{mr} + jv_{nr} = \bar{v}_{dq,r}e^{j(\theta_s - \theta_r)}$ calculation*
- *Space vector modulation (SVM)*

To generated the pulse width modulation (PWM) switching patterns, it is used the SVM which is maintained in the linear zone of operation by the following functions:

$$|\bar{V}_{mn,r}(k)| = \sqrt{v_{mr}^{*2} + v_{nr}^{*2}} \quad (23)$$

$$\text{if } |\bar{V}_{mn,r}| \geq V_{max,r} \text{ then } |\bar{V}_{mn,r}| = V_{max,r}$$

where $V_{max,r}$ is the maximum rotor voltage that the converter supports.

The test bench is composed of a digital signal process (DSP) TMS320F2812, interface circuits, an incremental encoder of 1500 pulses, a power converter, a personal computer and an oscilloscope.

The DFIG rotor and stator terminals are connected to the power converter and to the infinite bus, respectively. A squirrel cage induction motor was mechanically coupled to the DFIG to provide mechanical energy.

For stator voltage dip tests, an inductor is placed in series with the stator windings and a 2.2 kW squirrel cage induction motor in parallel, by an electric switch. This arrangement causes approximately 60% voltage dip at DFIG stator terminals. The DSP programming has two interruptions:

1. *Interruption of 200 μs* - This time interval corresponds to the inverter switching period, i.e., $T=1/5$ kHz. In this interruption the following tasks are performed:
 - Calculation of the rotor position and speed from encoder pulses
 - MLP algorithm implementation
 - Generation of the command signals of the SVM
2. *Interruption of 50 μs* - Four updates of stator variables are permitted in this interruption:
 - Voltages and current measurement of the stator line
 - Transformation of these variables to the stationary coordinate system
 - Estimation of the angular position of the stator flux
 - Calculation of P_s and Q_s

A. Results for Stator Voltage Dip

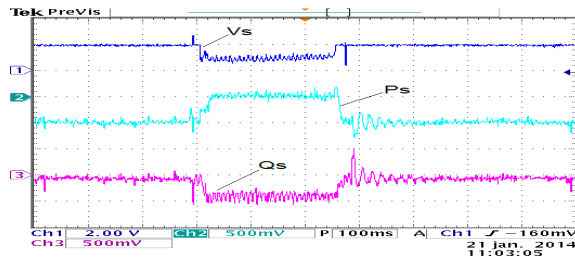
The strategy to establish the stator voltage dip in experimental test has been described at the beginning of this section. The results are showed in Fig. 6.

Observe in Fig 6(a) that during the voltage dip of $\approx 60\%$, i.e, the stator voltage is about 40% of its nominal value, the active power reference P_s^* is settled in zero and the reactive power reference Q_s^* is free to assume values according Equation (14).

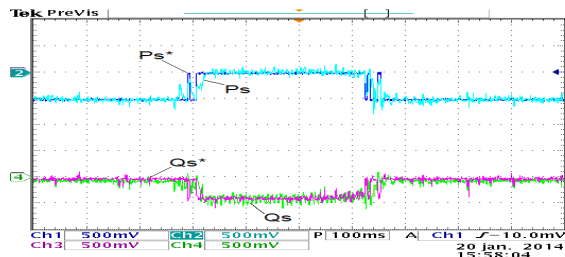
As can be seen, the stator powers follow their references (Fig 6(b)) as well as the stator and rotor current (Figs 6(c) and 6(d)), respectively, responding promptly these changes, due a good controller action under $\approx 60\%$ voltage dip.

VI. CONCLUSION

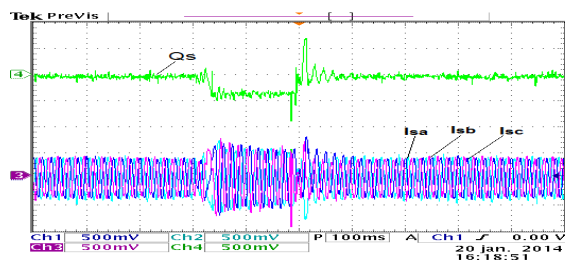
In this paper it is shown that an off-line trained MLP controller by genetic algorithm applied to the direct power control of a DFIG operating under voltage dip presents a good performance. The GA evolves the MLP without the need to project a controller to be mapped, although the training process with GA requires a high computational cost, it is done off-line, simplifying its on-line application and requiring a low computational effort. The results have confirmed the



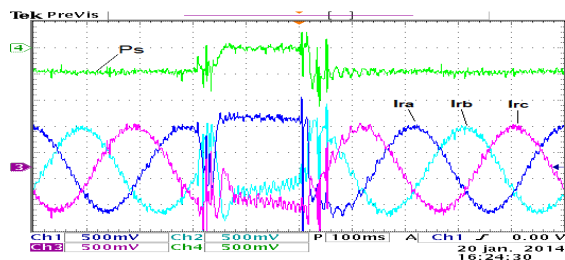
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 6: Experimental results: (a) V_s , P_s and Q_s (b) P_s^* , P_s and Q_s^* , Q_s , (c) stator and (d) rotor currents

inherent capability of a MLP to control coupled and nonlinear system. The experimental results are consistent with those obtained by computational simulation, and also have shown the effectiveness of the controller of supplying reactive power when the DFIG works under voltage dip conditions, as well as it limits the stator e rotor currents, according to low voltage ride through, and it is an improvement compared to reference [13]. It is emphasized that all these results were obtained with only one MLP controller, differently from those that are normally found in the publications.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank Capes, CNPq and FAPESP for the financial support.

REFERENCES

- [1] R. Datta and V. T. Ranganathan, "Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine - a comparison with alternative schemes," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 17, pp. 414–421, 2002.
- [2] F. Blaabjerg and F. Iov, "Wind power - a power soucer now enabled by power electronics," in *Braslian Power Electronics Conference*, 2007.
- [3] J. Lopez, P. Sanchis, X. Roboam, and L. Marroyo, "Dynamic behavior of the doubly fed induction generator during three-phase voltage dips," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 3, pp. 709–717, sept. 2007.
- [4] G. Marques and D. Sousa, "Understanding the doubly fed induction generator during voltage dips," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 2, pp. 421–431, june 2012.
- [5] —, "Stator flux active damping methods for field-oriented doubly fed induction generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 3, pp. 799–806, sept. 2012.
- [6] A. Petersson, L. Hamefors, and T. Thiringer, "Evaluation of current control methods for wind turbines using doubly-fed induction machines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, pp. 2270–2281, 2005.
- [7] F. K. de A. Lima, E. H. Watanabe, P. Rodriguez, and A. Luna, "Controle de gerador de inducao duplamente alimentado diante de afundamentos de tensao," *Eletrônica de Potência*, vol. 3, no. 14, pp. 189–199, Agos. 2009.
- [8] R. Datta and V. Ranganathan, "Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, pp. 1058–1066, 2001.
- [9] O. Soares, H. Gonçalves, A. Martins, and A. Carvalho, "Nonlinear control of the doubly-fed induction generator in wind power systems," *Elsevier Science LTDA*, 2010.
- [10] M. Amundarain, M. Alberdi, A. Garrido, I. Garrido, and M. de la Sen, "Neural control for wave power plant during voltage dips," *Electric Power Systems Research*, vol. 92, pp. 96–105, 2012.
- [11] R. Vani Jacomini and E. Bim, "Implementation of the direct power control of a doubly fed induction generator by using a takagi-sugeno neuro-fuzzy inference system," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Nov 2013, pp. 852–857.
- [12] J. Vieira, M. Nunes, U. Bezerra, and A. Nascimento, "Designing optimal controllers for doubly fed induction generators using a genetic algorithm," *IET Generation Transmission and Distribution*, vol. 3, no. 5, pp. 472–484, may 2009.
- [13] R. Andreoli de Marchi, P. Dainez, F. Von Zuben, and E. Bim, "A multilayer perceptron controller applied to the direct power control of a doubly fed induction generator," *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 2, pp. 498–506, April 2014.
- [14] Z. MICHALEWICZ and M. SCHOENAUER, "Evolutionary algorithms for constrained parameter optimization problems," *Evolutionary Computation*, vol. 4, no. 1, pp. 1–32, 1996.
- [15] E. Bim, "Mquinas Eltricas e Acionamento". Elsevier Publications, 2012.

- [16] P. Rodriguez, A. Luna, R. Teodorescu, F. Iov, and F. Blaabjerg, "Fault ride-through capability implementation in wind turbine converters using a decoupled double synchronous reference frame pll," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, Sept 2007, pp. 1–10.
- [17] W. T. Miller, R. S. Sutton, and P. J. Werbos, "*Neural Networks for Control*". Bradford Book, 1995.
- [18] K. Hornik, M. Stinchcombe, and H. White, "Multilayer feedforward networks are universal approximators," *Neural Networks*, vol. 2, no. 5, pp. 359–366, Febr. 1989.
- [19] L. A. C. Meleiro, F. J. V. Zuben, and R. M. Filho, "Constructive learning neural network applied to identification and control of a fuel-ethanol fermentation process," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 22, pp. 201–215, 2009.
- [20] T. M. Mitchell, "*Machine Learning*". McGraw-Hill, 1997.
- [21] S. Haykin, "*Neural Networks and Learning Machines*". Wiley, 2008.

Adaptive Current Controller to Reduce Harmonics in the Double-star Induction Motor Drive

Paulo S. Dainez⁽¹⁾⁽²⁾ and Edson Bim⁽²⁾, *Member, IEEE*

⁽¹⁾ Electrical Department, Federal Institute of São Paulo (IFSP), São Paulo, SP, Brazil

⁽²⁾ Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Campinas (UNICAMP), Campinas, SP, Brazil
Email: dainez@ifsp.edu.br and bim@dsce.fee.unicamp.br

Abstract—The current harmonics in the $dq^{(5)}$ plane of the double-star induction motor do not contribute to electromechanical energy conversion, but they can decrease the electric drive efficiency. In turn, due to its characteristics of fast learning process, simple application and low computational cost, the B-Spline Neural Network is an attractive choice for non linear process control with repetitive disturbances, as is the case of current harmonics of the $dq^{(5)}$ plane. Aiming to reduce these current harmonics, a B-Spline Neural Network controller is proposed, and experimental tests are performed to compare it with a Dual PI controller.

Keywords – Double-star induction motor; Current harmonics; Adaptive control; B-spline neural network.

I. INTRODUCTION

The space vector decomposition (SVD) theory proposed in [1] simplifies the model of the double-star induction motor (DSIM) and the design of the control system becomes easier, since it yields two orthogonal planes, when operating without connection between the neutral wires: one is the $dq^{(1)}$ plane related to the electromechanical energy conversion, and another that only maps the harmonics, called $dq^{(5)}$, that does not contribute to produce torque, although they can generate electrical currents of high value and, therefore, decreasing the electric drive efficiency. The order h of each one of the harmonic components of the $dq^{(5)}$ plane is given by $h = 6k \pm 1$, where k is an odd number.

Different strategies of the vector control for DSIM found in [2–5] have shown that at least two PI controllers are required to control the fundamental component of the stator current in the $dq^{(1)}$ plane, and the other two to eliminate the harmonics found in the $dq^{(5)}$ plane, independently of the model to be expressed in stationary or synchronous reference frame.

A DSIM model considering the unbalance between the two three-phase sets is developed in [6], in which the effect of the variation in amplitude and phase of the supply voltage is also analyzed.

Focusing on different types of unbalances of the stator windings or inverter operation, a comprehensive analysis of the DSIM operation is represented in [7], where it has been shown that these unbalances could generate unwanted high currents in the $dq^{(5)}$ plane. In addition, to avoid these currents, the authors have proposed and evaluated experimental tests with good performance of a Dual PI controller which is designed

with two PIs working in synchronous reference, and two others in anti-synchronous reference.

The B-spline Neural Network (BSNN) has been successfully employed for on-line training in adaptive control of the repetitive processes, such as parameter estimators of the reluctance motors [8], trajectory control of a mobile robot [9]. It has also been applied to obtain sinusoidal current when a permanent magnet single phase motor drives a non linear load [10].

As the current harmonics of the $dq^{(5)}$ plane of a DSIM are due to the non idealities, they are difficult of being modeled, but on the other hand they are repetitive. In addition, their existence only cause losses.

In this article, therefore, taking these characteristics in account, a controller based on BSNN is designed and implemented to reduce the harmonics.

II. MATHEMATICAL MODEL

The model of unsaturate DSIM adopted in this work is developed from the hypothesis that there is no connection between neutral wires of two three-phase sets. The resultant model is composed of two decoupled planes [11]: the plane $dq^{(1)}$ that maps the harmonics whose order is given by $h = 12k \pm 1$, for $k \in \mathbb{N}$, i.e., its first harmonic is the fundamental order, and the plane $dq^{(5)}$ that maps the harmonics whose order is given by $h = 6k \pm 1$ in which k is an odd number – note that the first harmonic is the 5th. Denoting the planes by the small letter p , the general model expressed in the synchronous reference frame of each one of the two planes is as follows:

• $dq^{(p)}$ plane

$$\begin{aligned} \bar{v}_s^{(p)} &= r_s \bar{i}_s^{(p)} + \frac{d\bar{\psi}_s^{(p)}}{dt} + jp\omega_s \bar{\psi}_s^{(p)} \\ 0 &= r_r \bar{i}_r^{(p)} + \frac{d\bar{\psi}_r^{(p)}}{dt} + jp(\omega_s - \omega_r) \bar{\psi}_r^{(p)} \\ \bar{\psi}_s^{(p)} &= (L_{ls}^{(p)} + L_m^{(p)}) \bar{i}_s^{(p)} + L_m^{(p)} \bar{i}_r^{(p)} \\ \bar{\psi}_r^{(p)} &= (L_{lr}^{(p)} + L_m^{(p)}) \bar{i}_r^{(p)} + L_m^{(p)} \bar{i}_s^{(p)} \\ T_e &= -3P\Im m(L_m^{(1)} \bar{i}_s^{(1)*} \bar{i}_r^{(1)} + L_m^{(5)} \bar{i}_s^{(5)*} \bar{i}_r^{(5)}) \end{aligned} \quad (1)$$

where $\vec{v}_s^{(p)}$, $\vec{i}_s^{(p)}$, and $\vec{\psi}_s^{(p)}$ are the stator space vector of voltage, current and flux; $\vec{i}_r^{(p)}$ and $\vec{\psi}_r^{(p)}$ are the rotor space vector of current and flux; r_s and r_r are the stator and rotor resistance; $L_{ls}^{(p)}$ and $L_{lr}^{(p)}$ are the stator and rotor leakage inductance; $L_m^{(p)}$ is the magnetizing inductance and P is the pole pair number.

If the number of equivalent rotor phases is 5, then the magnetizing inductance of plane $dq^{(5)}$ is zero [11], i.e., $L_m^{(5)} = 0$, and, therefore, the rotor circuit will never be excited ($\vec{\psi}_r^{(5)} = 0$), and the model of this plane only considers the resistance and leakage inductance of the stator. Therefore, the equations of $dq^{(5)}$ plane are given by:

$$\begin{aligned} \vec{v}_s^{(5)} &= r_s \vec{i}_s^{(5)} + \frac{d\vec{\psi}_s^{(5)}}{dt} + j5\omega_s \vec{\psi}_s^{(5)} \\ \vec{\psi}_s^{(5)} &= L_{ls}^{(5)} \vec{i}_s^{(5)} \end{aligned} \quad (2)$$

The behavior of the motor at steady state operation can be expressed in a equivalent electric circuit in the synchronous reference frame as shown in Fig. 1.

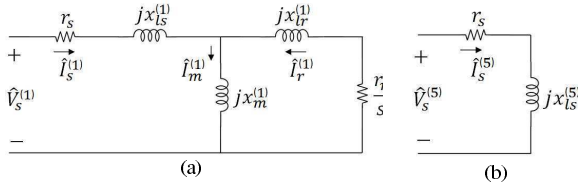


Figure 1: Equivalent electric circuits: (a) $dq^{(1)}$ plane; (b) $dq^{(5)}$ plane.

Since leakage inductance value $L_{ls}^{(5)}$ is low, the correspondent reactance is also low. Therefore, if there is any non-ideality in the motor or drive, high values of stator current are generated and, as this current does not contribute to the generation of the torque, its effect decreases the system efficiency [1], [7], [12].

III. VECTOR CONTROL OF DSIM

The indirect rotor field orientation speed control of a DSIM is similar to the conventional three-phase induction motor, as shown in Fig. 2, in which the shaded area highlights the stator current control of the first harmonic of the $dq^{(1)}$ and the 5th harmonic of the $dq^{(5)}$ plane.

However, differently of three-phase induction motor, the DSIM control has a higher degree of freedom, precisely because it is a six-phase machine and, consequently, the control of the stator currents requires a pair of controllers for $dq^{(1)}$ plane, and another for $dq^{(5)}$ plane, as it is detailed in shadow area of the Fig. 3.

A. Dual PI Current Controller - $dq^{(5)}$ Plane

The stator current components of the $dq^{(5)}$ plane can be positive $\vec{i}_{s,dq}^{(5p)}$, negative $\vec{i}_{s,dq}^{(5n)}$ and pulsating ($\vec{i}_{s,dq}^{(5p)} + \vec{i}_{s,dq}^{(5n)}$) sequences, depending on the type of unbalance in the system, as shown in [7]. In this article, for reducing the effect of these

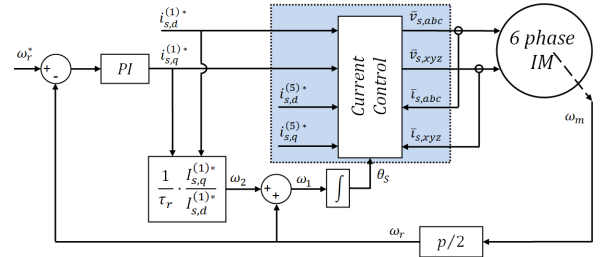


Figure 2: Indirect rotor field orientation speed control diagram.

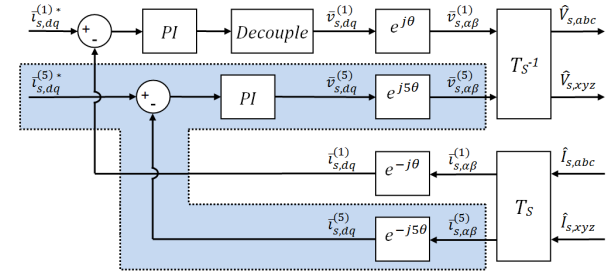


Figure 3: DSIM Stator current controller.

unbalances, a pair of PI controllers in synchronous reference, as highlighted in the shaded area of Fig. 3, and another in anti-synchronous reference are necessary, as shown in Fig. 4: the first pair reduces the positive sequence, and the second is only able to reduce the negative sequence.

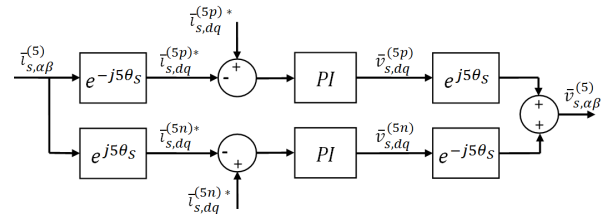


Figure 4: Dual PI current controller of currents in the $dq^{(5)}$ plane (synchronous and asynchronous).

B. Proposed P-BSNN Current Controller - $dq^{(5)}$ Plane

The Associative Memory Network (AMN) is a class of Artificial Neural Networks (ANNs) which has a fast learning process, being indicated for nonlinear and adaptive control systems that present repetitive disturbances [13].

Among the different types of AMNs, it has been chosen that the controller based on BSNN working online because it exhibits a simple implementation with low computational cost, besides keeping the main advantages of AMNs: local learning, adjustable precision, and no local minimum problems.

In Fig. 5 the proposed controller to reduce the current harmonic components is displayed $i_{s,d}^{(5)}$ and $i_{s,q}^{(5)}$. The control

system, whose control variables are the 5th harmonic stator voltage components of the $dq^{(5)}$ plane, is composed of a BSNN controller in parallel with proportional controller P (P-BSNN controller): the network has the function of eliminating the steady state error, while the proportional gain acts to improve the transient performance. Note that the output voltages $v_{s,d}^{(5)}$ and $v_{s,q}^{(5)}$ are generated by the sum of the two controller outputs, \bar{v}_b and \bar{v}_p , according to (3). Please note that the controller support a reference frame transformations given by complex operator: $e^{-j5\theta_s}$ and $e^{j5\theta_s}$.

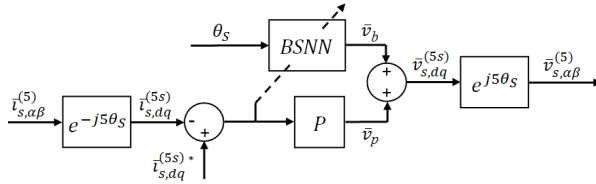


Figure 5: Proposed P-BSNN controller.

$$\begin{aligned} v_{s,d}^{(5)}(k) &= v_{b,d}(k) + v_{p,d}(k) \\ v_{s,q}^{(5)}(k) &= v_{b,q}(k) + v_{p,q}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

The BSNN controller structure is shown in Fig. 6, whose outputs $v_{b,d}$ and $v_{b,q}$ are formed by a linear combination of a set of n basic functions $B_i(x)$, which are calculated by

$$\begin{aligned} v_{b,d}(k) &= \sum_{i=1}^n B_i(\theta_s) w_i^d(k) \\ v_{b,q}(k) &= \sum_{i=1}^n B_i(\theta_s) w_i^q(k) \end{aligned} \quad (4)$$

where w_i^d and w_i^q are the weights linked to the outputs $v_{b,d}$ and $v_{b,q}$, respectively.

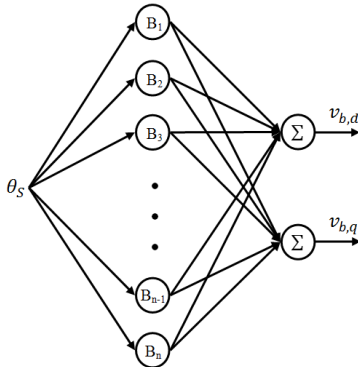


Figure 6: BSNN controller structure.

In turn, Fig. 7 illustrates the details of these basic functions that are distributed uniformly on the input space, and whose orientation angle θ_s is the only input of the network. Each one of these basic functions are shifted from each other of $d/2$, for $d = 4\pi/n$ being the width of the function B_i , as shown in Fig.7.

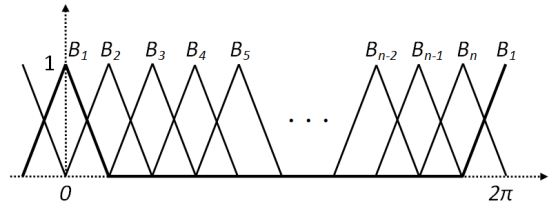


Figure 7: Set of basic functions

For example, the basic function B_1 , highlighted by a thicker dash in Fig. 6, is given by

$$B_1 = \begin{cases} 1 + \frac{\theta_s}{d/2} & \text{if } (-\frac{d}{2} < \theta_s \leq 0) \\ 1 - \frac{\theta_s}{d/2} & \text{if } (0 < \theta_s < \frac{d}{2}) \\ 0 & \text{if } (\theta_s \leq -\frac{d}{2}) \text{ or } (\theta_s \geq \frac{d}{2}) \end{cases} \quad (5)$$

The BSNN training is performed online through the algorithm of Least Mean Square (LMS) [13] that interactively adjusts the w_i^d and w_i^q BSNN weights in order to minimize the error function ε , so that it reproduces a desired function on the output of the network, as follows:

$$\begin{aligned} w_i^d(k+1) &= w_i^d(k) + \eta \varepsilon_i^d(k) B_i(\theta_s(k)) \\ w_i^q(k+1) &= w_i^q(k) + \eta \varepsilon_i^q(k) B_i(\theta_s(k)) \end{aligned} \quad (6)$$

where η is the learning rate, ε_i^d and ε_i^q are the current errors in $dq^{(5)}$ plane, and they are calculated by

$$\begin{aligned} \varepsilon_i^d(k) &= i_{s,d}^{(5)*}(k) - i_{s,d}^{(5)}(k) \\ \varepsilon_i^q(k) &= i_{s,q}^{(5)*}(k) - i_{s,q}^{(5)}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

where the current references, $i_{s,d}^{(5)*}$ and $i_{s,q}^{(5)*}$ have to be set in zero.

Although the BSNN calculation may have the apparent effect of increasing the computational cost in function of the number of base functions, in fact only two base functions have non-zero values per sampling cycle, and, consequently, it is necessary to perform the sum of only two consecutive terms in the sum of Eq. (4). So that only the weights associated with the non-zero functions have to be updated. The flowchart of Fig. 8 summarizes the calculation of the P-BSNN control.

Thus, only the size of the required memory for the weight vectors is impacted with the increase of the number n of base functions.

The calculation of the proportional control output $v_{p,d}$ and $v_{p,q}$, are performed by

$$\begin{aligned} v_{p,d}(k) &= k_p^{(5)} \varepsilon_i^d(k) \\ v_{p,q}(k) &= k_p^{(5)} \varepsilon_i^q(k) \end{aligned} \quad (8)$$

where $k_p^{(5)}$ is the proportional gain.

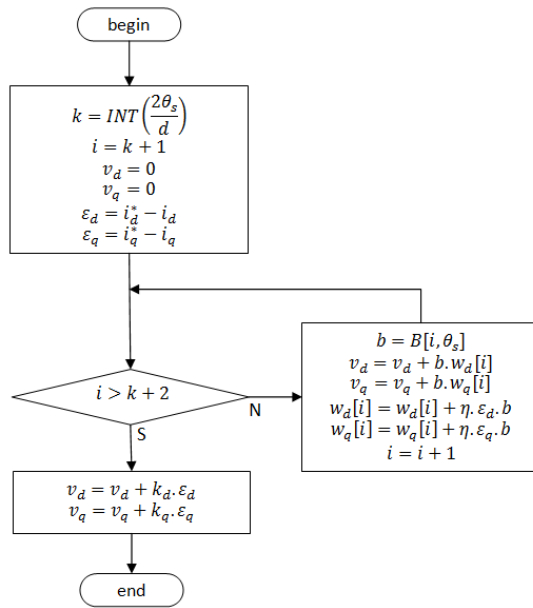


Figure 8: Flowchart of the P-BSNN controller

In each cycle, as the control tends to adjust to the shape of the output voltages of the network in order to reduce the current harmonics, the speed of this adjustment depends on the learning rate.

Since the error of current harmonics tend to be zero, the output of the proportional controller also tends to be zero. While the BSNN controller takes a few cycles to adapt to new operating requirements, the proportional controller works to improve the dynamic performance response of these currents.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The experimental workbench is composed by a squirrel cage DSIM whose shaft is directly connected to a three-phase induction generator shaft, as shown in Fig. 9. The parameters of the DSIM are shown in Table I.

Table I: DSIM parameters

$5kVA$	$220V/60Hz$
$L_m^{(1)} = 86.2mH$	$r_s = 1.31\Omega$
$L_{ls}^{(1)} = 10.9mH$	$r_r = 1.0\Omega$
$L_{lr}^{(1)} = 10.9mH$	$P = 4$
$L_m^{(5)} = 0mH$	$J = 0.095Kg \cdot m^2$
$L_{ls}^{(5)} = 10.9mH$	

The workbench also has two inverters for the DSIM and a third for the three-phase induction generator, and an acquisition and real-time control system (dSPACE1104).

The Dual PI controller gains were experimentally adjusted by trial and error process. Note that proportional gains are the

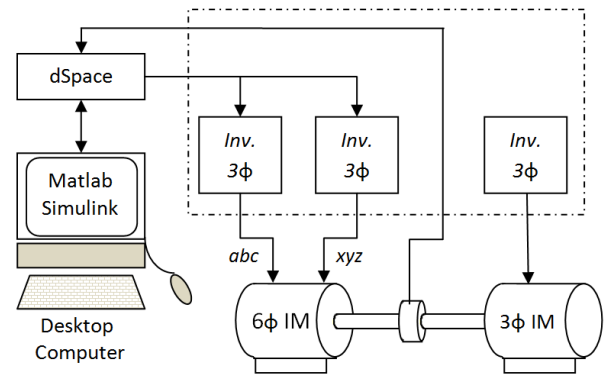


Figure 9: workbench test.

same for both controllers. The controller parameters are given in Table II.

Table II: Controller parameters

Dual PI	P-BSNN
$K_p^{(5)} = 12.5$	$K_p^{(5)} = 12.5$
$K_i^{(5)} = 250$	$n = 30$
	$\eta = 0.0001$

With the purpose of comparing the experimental performance of the proposed P-BSNN controller with the Dual PI controller reported in [7], tests with uncontrolled DSIM were carried. As reported in section II, if $L_m^{(5)} = 0$ then the load does not influence the currents of the $dq^{(5)}$ plane, so that the experimental tests were performed with DSIM operating under no-load and 450 rpm conditions.

By using the technique of inserting resistors in series with stator phases to cause four different unbalances are investigated [7]:

Natural - Natural unbalance

abc - Unbalance caused by insertion in series of a 1.5Ω resistor in each phase of the *abc three-phase set*

a - Insertion of 1.5Ω resistor in serie with only the *a* phase of the *abc three-phase set*

ax - Insertion of a 1.5Ω resistor in series with the *a* and *x* phases of *abc* and *xyz three-phase sets*, respectively.

The test results are shown in Figs. 10, 11, 12 and 13, and summarized in Table III.

The amplitude of the *natural unbalance*, shown in Fig 10, is very small, and the rms value of $I_{s,dq}^{(5)}$ current is approximately 3% of the rms value of $I_{s,dq}^{(1)}$, whose value is approximately 3,0A. This unbalance can be caused by dead-time or other types of unbalance in the inverters of the DSIM, as well as by the DSIM windings. Particularly, in this case, i.e., natural unbalance, the P-BSNN control has a slightly better performance than the Dual PI control.

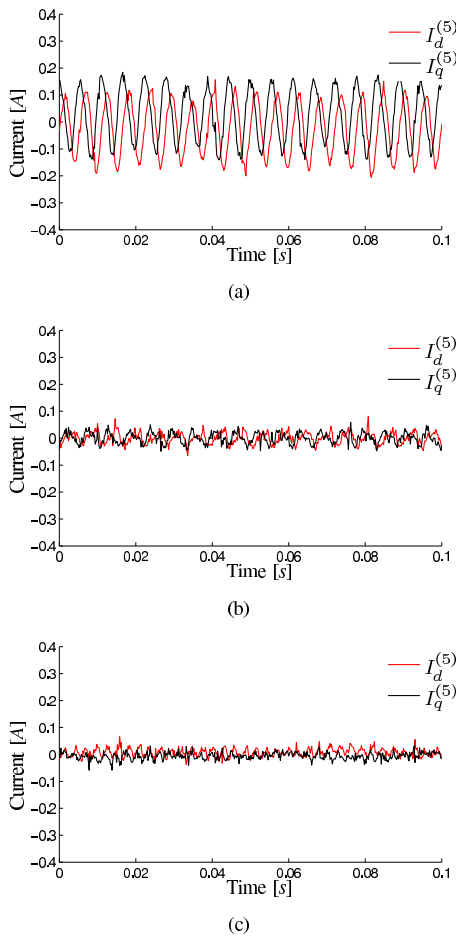


Figure 10: Natural: (a) Control Off, (b) Dual PI e (c) P-BSNN.

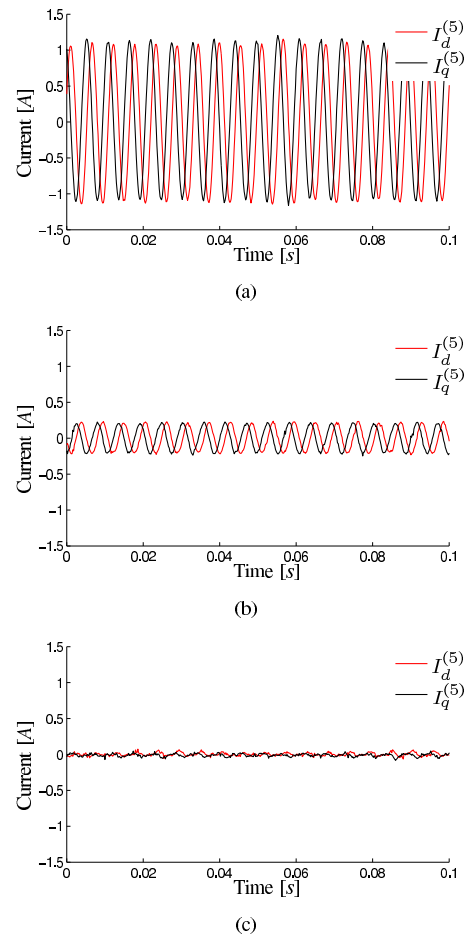


Figure 11: *abc* phases: (a) Control Off, (b) Dual PI e (c) P-BSNN.

However, for the unbalance *abc* shown in Fig. 11, there is only negative sequence current, presenting the most severe challenge for the controllers: the unbalance level is approximately 25%. Nevertheless, the P-BSNN performance is far better than Dual PI controller.

The *a* and *ax* phase unbalances have different combinations of positive and negative sequence currents, and the respective results are shown in Figs. 12 and 13. The unbalance level are 11% and 9%, respectively, showing again, the superiority of P-BSNN controller.

In short, as can be seen in Table III, the Dual PI controller reduces the current error in approximately 1/5, when compared to the no control case. In turn, the P-BSNN controller always has achieved a very low final result for the current error, regardless of the type of unbalance, showing, therefore, its adaptation capability.

Table III: RMS current in $dq^{(5)}$ plane [A]

Control	Natural	<i>abc</i>	<i>a</i>	<i>ax</i>
Off	0.1	0.781	0.3341	0.2805
Dual PI	0.0198	0.1484	0.0641	0.0517
P-BSNN	0.0152	0.0199	0.0163	0.0138

V. CONCLUSION

The proposed P-BSNN controller presents an easy implementation and low computational cost. When compared with the Dual PI controller it has presented a superior adaptation capability for all types of tested unbalanced conditions with a single controller, as the result of Table III has shown.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank Capes, CNPq and FAPESP for its financial support.

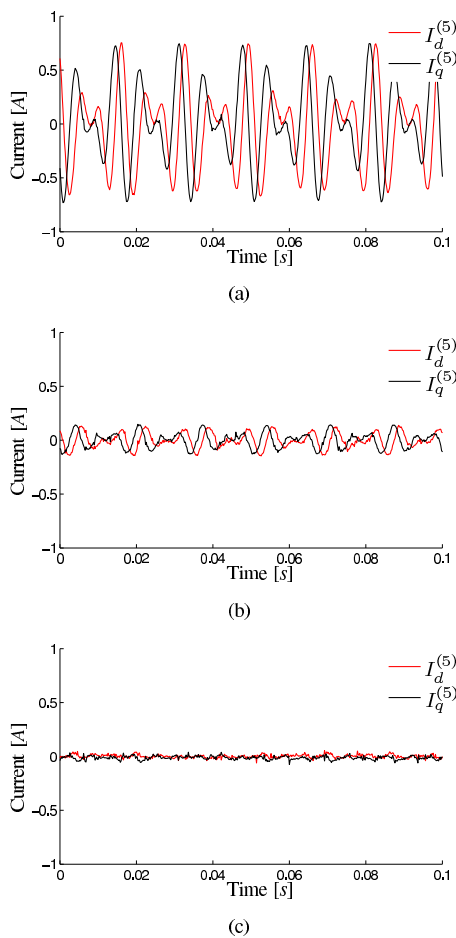


Figure 12: *a* phase: (a) Control Off, (b) Dual PI e (c) P-BSNN.

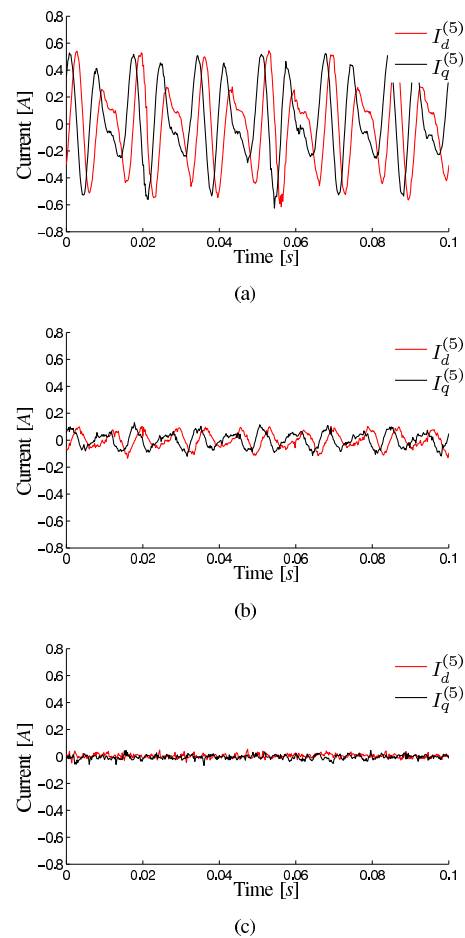


Figure 13: *ax* phases: (a) Control Off, (b) Dual PI e (c) P-BSNN.

REFERENCES

[1] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector pwm controle of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, Sept-Oct 1995.

[2] R. Bojoi, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "Digital field oriented control for dual three-phase induction motor drives," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 752–760, May-Jun 2003.

[3] R. Bojoi, F. Profumo, and A. Tenconi, "Digital synchronous frame current regulation for dual-three phase induction motor drives," *Conf. Rec. IEEE PESC*, 2003.

[4] R. Bojoi, E. Levi, F. Farina, A. Tenconi, and F. Profumo, "Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 1, pp. 129–139, Jan. 2006.

[5] M. B. Slimene, M. L. Khelifi, M. B. Fredj, and H. Rehaoulia, "Indirect field-oriented control for dual stator induction motor drive," *International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices 2013*, 2013.

[6] R. Bojoi, F. Farina, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "Analysis of asymmetrical operation of dual three-phase induction machines," *IEMDC IEEE International Electric Machines and Drives Conference 2003*, vol. 1, pp. 429–435, 2003.

[7] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W. Hew, and N. A. Rahim, "Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 407–417, Jan 2014.

[8] Z. Lin, D. S. Reay, B. W. Williams, and X. He, "Online modeling for switched reluctance motors using b-spline neural networks," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3317–3322, Dec 2007.

[9] Y. Chen, K. L. Moore, and V. Bahl, "Learning feedforward control using a dilated b-spline network: Frequency domain analysis and design," *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 15, no. 2, pp. 355–366, Mar 2004.

[10] Z. Lin, J. Wang, and D. Howe, "A learning feed-forward current controller for linear reciprocating vapor compressors," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3383–3390, Aug 2011.

[11] P. S. Dainez, D. Glose, R. M. Kennel, and E. Bim, "Modeling and parameter identification of a double-star induction machines," *IEMDC 2015 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 1, pp. 749–755, May 2015.

[12] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzou, "On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for vsi fed ac machines," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 506–515, Mar-Apr 2004.

[13] M. Brown and C. Harris, *Neurofuzzy Adaptive Modelling and Control*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1994.