

PROPULSÃO ELÉTRICA DE NAVIOS

Renata Nunes Alves

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

Prof. Antônio Carlos Ferreira, Ph.D.

Profª. Maria Dias Bellar, Ph.D.

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Prof. Júlio César Silva Neves, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

OUTUBRO DE 2007

ALVES, RENATA NUNES

Propulsão Elétrica de Navios

[Rio de Janeiro] 2007

XXI, 180p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc.,
Engenharia Elétrica, 2007)

Dissertação – Universidade Federal do Rio
de Janeiro, COPPE

1. Eletrônica de Potência
 2. Propulsão Elétrica
 3. Acionamento de Motor de Indução
- I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais
José Mauro e Marilda,
e a meu namorado
Fábio Papa Salles,
que foi minha inspiração para a
realização deste trabalho.

AGRADECIMENTOS

Ao CPN – CENTRO DE PROJETOS DE NAVIOS, Organização Militar da MARINHA DO BRASIL, pela oportunidade de desenvolver este trabalho.

À COPPE/UFRJ por ser um órgão de pesquisa competente, sempre trabalhando em prol de seus alunos, tendo em seu rol de professores e funcionários pessoas extremamente sérias e envolvidas com a pesquisa no Brasil.

Ao meu orientador, Professor Edson Hirokazu Watanabe, pela sólida orientação durante as disciplinas pré - requisitos e em todas as etapas deste trabalho.

Ao Comandante CC (EN) César Leal Ferreira, pelas orientações técnicas e colaboração para a conclusão deste trabalho.

Ao Comandante CF (EN) Júlio César Silva Neves, pela disponibilidade e auxílio para a realização deste trabalho.

Aos demais colaboradores que, com sugestões, orientações, críticas, incentivo, paciência, e carinho, me ajudaram a vencer esta importante etapa da vida pessoal e profissional.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

PROPULSÃO ELÉTRICA DE NAVIOS

Renata Nunes Alves

Outubro / 2007

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta um estudo sobre os avanços na área de Eletrônica de Potência que estão proporcionando um acentuado desenvolvimento de acionamentos eletrônicos de motores elétricos não convencionais (Motor de Indução Multifásico), empregados na Propulsão Elétrica de navios. Serão apresentados, pela primeira vez em âmbito nacional, os novos conceitos e as modernas tecnologias que estão viabilizando a aplicação da Propulsão Elétrica em navios militares. Também serão apresentados os modelos matemáticos matriciais do Motor de Indução Trifásico, Pentafásico e de 15 fases, e a implementação do acionamento destes motores utilizando a técnica de Controle Vetorial Orientado pelo Campo (FOC). Resultados de simulações com o Programa MATLAB são apresentados e demonstram a validade do estudo elaborado.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ELECTRICAL PROPULSION OF VESSELS

Renata Nunes Alves

October / 2007

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

This work presents a study about the advances in Power Electronics area that are undergoing rapid and significant development of variable speed drives for not conventional electrical machines (Multiphase Induction Motor), that has been widely used in electric ship propulsion. It will be shown, for the first time on national scope, the new concepts and the modern technologies that will provide the means to apply electrical propulsion in military vessels. It will be also shown the mathematical circuit modeling for three, five and fifteen phases induction machine, and the implementation of Field Oriented Control (FOC) Strategy to make adjustable speed control. Results of simulations using MATLAB Program are presented and demonstrate the validity of this study.

ÍNDICE

Capítulo 1: Introdução	1
1.1) Introdução	1
1.2) Motivação do estudo	2
1.3) Objetivo.....	3
1.4) Delimitação do Trabalho.....	3
1.5) Estrutura da Dissertação.....	4
Capítulo 2: O Cenário Atual.....	6
2.1) Um Breve Histórico sobre a Propulsão Elétrica	6
2.2) Comparação entre a Propulsão Elétrica e a Propulsão Mecânica	11
2.3) Aspectos Relevantes na Escolha do Arranjo de Propulsão Elétrica	13
2.4) Classificação das Marinhas	15
2.4.1) A Propulsão Elétrica na Marinha Americana.....	19
2.4.2) Os Avanços da Propulsão Elétrica na Marinha Real Inglesa	21
2.5) As Principais Vantagens da Propulsão Elétrica	24
2.5.1) Redução do Consumo de Combustível	24
2.5.2) Redução da Tripulação	25
2.5.3) Flexibilidade do Projeto	25
2.5.4) Aumento da Capacidade de Sobrevivência do Navio	26
2.5.5) Aumento da Vida Útil do Navio.....	26
2.5.6) Redução dos Custos de Manutenção	27
2.5.7) Redução da Emissão de Poluentes	28
2.5.8) Redução da Assinatura Acústica	29
2.6) Conclusões	30
Capítulo 3: A Eletrônica de Potência	31
3.1) Os Avanços no Estado da Arte da Eletrônica de Potência.....	31
3.2) Os Conversores Utilizados no Setor Naval.....	37
3.2.1) O Cicloconversor.....	37
3.2.2) O Inversor Fonte de Corrente (CSI).....	40
3.2.3) O Conversor Fonte de Tensão (VSC).....	42
3.3) Comparação entre os Conversores Utilizados no Setor Naval.....	44
3.4) Conclusões	46

Capítulo 4: O Motor de Indução.....	47
4.1) Introdução	47
4.2) Princípio de Funcionamento	48
4.3) O Circuito Equivalente.....	50
4.3.1) O Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico.....	51
4.3.2) Parâmetros do Circuito Equivalente do Motor de Indução	52
4.4) O Torque do Motor de Indução Trifásico	53
4.5) O Motor de Indução Multifásico (HPO).....	54
4.5.1) O Motor de Indução Pentafásico (5 fases)	57
4.5.2) O Motor de Indução Avançado (AIM - 15 fases)	58
4.6) Principais Características dos Motores de Indução Multifásicos (HPO).....	62
4.7) Conclusões	63
Capítulo 5: Modelagem Matemática do Motor de Indução.....	64
5.1) Introdução	64
5.2) Convenções, Hipóteses e Notações.....	65
5.3) Modelo Analítico Matricial Completo do Motor de Indução Trifásico.....	69
5.3.1) Representação Trifásica baseada em Referenciais Múltiplos	71
5.3.2) Representação Completa Trifásica baseada em um único Referencial	74
5.3.3) Equações de Fluxo Concatenado.....	75
5.3.4) Transposição para Referencial Único.....	78
5.3.5) Equações de Conjugado Elétrico e de Velocidade	79
5.4) Generalização das Equações de Estado do Motor de Indução Trifásico	83
5.5) Modelo Matemático do Motor de Indução Pentafásico	85
5.6) Modelo Matemático do Motor de Indução de 15 Fases.....	86
5.7) Transformações de Referenciais para Análise do Motor de Indução	89
5.8) Conclusões	92
Capítulo 6: Estratégias de Controle	93
6.1) Introdução	93
6.2) Controle Vetorial Orientado pelo Campo (FOC).....	93
6.3) Requisitos do Sistema de Controle	96
6.4) Conclusões	97
Capítulo 7: Simulações com o Programa MATLAB.....	98
7.1) Motor de Indução Trifásico.....	100

7.2) Motor de Indução Trifásico com Perda de uma Fase.....	105
7.3) Motor de Indução Trifásico com Controle Vetorial.....	113
7.4) Motor de Indução Pentafásico.....	119
7.5) Motor de Indução Pentafásico com Perda de uma Fase.....	121
7.6) Motor de Indução Pentafásico com Controle Vetorial.....	125
7.7) Motor de Indução com 15 Fases	129
7.8) Motor de Indução com 15 Fases com Perda de uma Fase	133
7.9) Motor de Indução com 15 Fases com Controle Vetorial	139
7.10) Conclusões	145
Capítulo 8: Conclusões.....	147
8.1) Introdução	147
8.2) Conclusões	148
8.3) Proposta para Trabalhos Futuros.....	151
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	 153
 APÊNDICES	 160
APÊNDICE A: Arquivo ChenInic.m (Motor Trifásico).	160
APÊNDICE B: Arquivo ChenMIStates.m (Motor Trifásico).	161
APÊNDICE C: Arquivo Inicializa.m (Motor Trifásico).	162
APÊNDICE D: Arquivo MIStates.m (Motor Trifásico).	163
APÊNDICE E: Arquivo Inicializa.m (Motor Pentafásico).	164
APÊNDICE F: Arquivo Inicializa.m (Motor Pentafásico com Perda de Fase).....	165
APÊNDICE G: Arquivo Inicializa.m (Motor Pentafásico com Controle Vetorial).	167
APÊNDICE H: Arquivo Inicializa.m (Motor Multifásico – 15 fases).	169
APÊNDICE I: Arquivo MIStates.m (Motor Multifásico – 15 fases).	174
APÊNDICE J: Arquivo Inicializa.m (Motor Multifásico com Controle Vetorial).	174
APÊNDICE H: Arquivo MIStates.m (Motor Multifásico com Controle Vetorial).	179

ÍNDICE DAS FIGURAS

FIG. 1: USS “JUPITER” [8].	6
FIG. 2: USS “LANGLEY” [8].	7
FIG. 3: USS “NEW MEXICO” [8].	7
FIG. 4: MOTOR DE INDUÇÃO AVANÇADO (AIM).	9
FIG. 5: MOTOR DE INDUÇÃO AVANÇADO (AIM) COMPARADO A UMA PESSOA.	9
FIG. 6: MOTOR SÍNCRONO COM MATERIAL SUPERCONDUTOR EM ALTA TEMPERATURA.	10
FIG. 7: MOTOR HTSAC (5 MW – 230 RPM).	10
FIG. 8: PROTÓTIPO DO MOTOR HOMOPOLAR COM MATERIAL SUPERCONDUTOR EM CC.	11
FIG. 9: SISTEMA DE ACIONAMENTO ELÉTRICO INTEGRADO [18].	12
FIG. 10: DIAGRAMA EM BLOCOS DE UM SISTEMA DE PROPULSÃO ELÉTRICA.	13
FIG. 11: ÁREAS DE ATUAÇÃO DA MARINHA REAL BRITÂNICA EM 2006.	16
FIG. 12: TECNOLOGIAS PARA A PROPULSÃO ELÉTRICA EM TESTES NO ESTD.[14].	17
FIG. 13: COMPARAÇÃO: POTÊNCIA INSTALADA X NÚMERO DE NAVIOS CONSTRUÍDOS.	18
FIG. 14: EVOLUÇÃO DO VALOR DA POTÊNCIA INSTALADA A BORDO EM NAVIOS CIVIS.	18
FIG. 15: EVOLUÇÃO DO CONCEITO DA FORÇA NAVAL ELÉTRICA.	20
FIG. 16: CONTRATORPEDEIRO “TYPE 42”.	21
FIG. 17: CONTRATORPEDEIRO “TYPE 45” DA CLASSE “DARING”.	22
FIG. 18: CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA ELÉTRICO DO CONTRATORPEDEIRO “TYPE 45”.	23
FIG. 19: CONSUMO DE COMBUSTÍVEL.	24
FIG. 20 – DISTRIBUIÇÃO DOS EQUIPAMENTOS NA PRAÇA DE MÁQUINAS.	25
FIG. 21: EMISSÕES DE GASES NA ATMOSFERA.	29
FIG. 22: FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO X POTÊNCIA CHAVEADA.	32
FIG. 23: FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO (Hz) X POTÊNCIA CHAVEADA (W).	33
FIG. 24: ACIONAMENTO ELÉTRICO COM CONVERSOR DE FREQUÊNCIA.	35
FIG. 25: PRINCIPAIS TIPOS DE CONVERSORES UTILIZADOS NO SETOR NAVAL.	37
FIG. 26: TOPOLOGIA DO CICLOCONVERSOR DE SEIS PULSOS PARA SISTEMA TRIFÁSICO.	38
FIG. 27: CICLOCONVERSOR DO NAVIO “HEALY”.	39
FIG. 28: CICLOCONVERSOR REFRIGERADO A ÁGUA COM 5,6 MW.	39
FIG. 29: NAVIO QUEBRA-GELO DA GUARDA COSTEIRA AMERICANA ”HEALY”.	40
FIG. 30: O INVERSOR FONTE DE CORRENTE (CSI) ALIMENTADO POR RETIFICADOR.	40
FIG. 31: NAVIO TRANSATLÂNTICO “QUEEN ELIZABETH II”.	41
FIG. 32: INVERSOR FONTE DE TENSÃO (VSC) ALIMENTADO PELO RETIFICADOR.	43

FIG. 33: SISTEMA CONVERSOR (VSC-PWM).	44
FIG. 34: NAVIO “CABALLO DEL MAR”	44
FIG. 35: CIRCUITO EQUIVALENTE MONOFÁSICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.	51
FIG. 36: CURVA CARACTERÍSTICA DO TORQUE DO MOTOR DE INDUÇÃO.	54
FIG. 37: O CONVERSOR POSSIBILITA O ACIONAMENTO DE MOTORES MULTIFÁSICOS.	56
FIG. 38: DISTRIBUIÇÃO DAS FASES NO MOTOR DE INDUÇÃO PENTAFÁSICO.	57
FIG. 39: O MOTOR DE INDUÇÃO AVANÇADO (MULTIFÁSICO COM 15 FASES).	58
FIG. 40: SISTEMA MULTIFÁSICO COM 15 FASES NÃO ATERRADAS.	61
FIG. 41: REPRESENTAÇÃO DOS SISTEMAS DE COORDENADAS TRIFÁSICO E ORTOGONAL. 67	
FIG. 42: REPRESENTAÇÃO DOS ENROLAMENTOS TRIFÁSICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO. ...	69
FIG. 43: CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR TRIFÁSICO (2 PÓLOS E ROTOR GAIOLA). ...	75
FIG. 44: ENLACE DE FLUXO DO ROTOR (Λ_R) ALINHADO COM O EIXO DIRETO.	94
FIG. 45: REPRESENTAÇÃO SIMPLIFICADA DO CONTROLE ORIENTADO PELO CAMPO.	95
FIG. 46: DIAGRAMA EM BLOCOS DO MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO.	101
FIG. 47: DIAGRAMA EM BLOCOS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.	101
FIG. 48: TENSÃO SENOIDAL DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA.	103
FIG. 49: CORRENTE NO ESTATOR.	103
FIG. 50: AMPLIAÇÃO DA CORRENTE DE PARTIDA.	103
FIG. 51: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE NO MOMENTO DE APLICAÇÃO DA CARGA.	103
FIG. 52: TORQUE ELETROMAGNÉTICO E TORQUE DA CARGA.	104
FIG. 53: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DO ROTOR.	104
FIG. 54: ENLACE DO FLUXO DO ESTATOR.	104
FIG. 55: AMPLIAÇÃO NO ENLACE DO FLUXO DO ESTATOR NA PARTIDA.	104
FIG. 56: CIRCUITO CONSIDERADO PARA ANÁLISE DA PERDA DA FASE A.	106
FIG. 57: CIRCUITO ADOTADO PARA SIMULAR A PERDA DA FASE A.	108
FIG. 58: DIAGRAMA EM BLOCOS DO MOTOR TRIFÁSICO COM PERDA DA FASE A.	109
FIG. 59: BLOCO PARA A SIMULAÇÃO DA PERDA DA FASE A.	109
FIG. 60: TENSÃO TERMINAL DO MOTOR COM A FASE A ABERTA.	111
FIG. 61: COMPORTAMENTO DA CORRENTE NO ESTATOR COM A FASE A ABERTA.	111
FIG. 62: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE DE PARTIDA.	111
FIG. 63: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE NO MOMENTO DE APLICAÇÃO DA CARGA.	111
FIG. 64: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE NO MOMENTO DA PERDA DA FASE A.	112
FIG. 65: ZOOM NA CORRENTE COM DEFEITO DA FASE A.	112

FIG. 66: TORQUE ELETROMAGNÉTICO E TORQUE DA CARGA.	112
FIG. 67: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DO ROTOR.	112
FIG. 68: DIAGRAMA DE BLOCOS DO MOTOR TRIFÁSICO COM CONTROLE VETORIAL.	114
FIG. 69: BLOCO DE CONTROLE VETORIAL ORIENTADO PELO CAMPO (FOC).	115
FIG. 70: BLOCO DA TRANSFORMAÇÃO DE REFERENCIAIS (DQ0 PARA ABC).	115
FIG. 71: TENSÃO TERMINAL DO MOTOR.	116
FIG. 72: CORRENTE NO ESTATOR.	116
FIG. 73: CORRENTE DE PARTIDA.	117
FIG. 74: CORRENTE NO MOMENTO DE APLICAÇÃO DE CARGA.	117
FIG. 75: TORQUES: ELETROMAGNÉTICO, DA CARGA E DE CONTROLE (REFERÊNCIA).	117
FIG. 76: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DO ROTOR.	117
FIG. 77: ENLACE DO FLUXO DO ESTATOR.	118
FIG. 78: DIAGRAMA DE BLOCOS DO MOTOR DE INDUÇÃO PENTAFÁSICO.	119
FIG. 79: TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO PENTAFÁSICA SENOIDAL EQUILIBRADA.	120
FIG. 80: CORRENTE NO ESTATOR.	120
FIG. 81: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE DE PARTIDA DO MOTOR.	120
FIG. 82: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE DO MOTOR COM A APLICAÇÃO DA CARGA.	120
FIG. 83: TORQUE ELETROMAGNÉTICO E TORQUE DA CARGA.	121
FIG. 84: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DO ROTOR.	121
FIG. 85: DIAGRAMA EM BLOCOS DO MOTOR PENTAFÁSICO COM A PERDA DA FASE A.	122
FIG. 86: TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO PENTAFÁSICA SENOIDAL EQUILIBRADA.	123
FIG. 87: CORRENTE NO ESTATOR.	123
FIG. 88: AMPLIAÇÃO DA CORRENTE DE PARTIDA DO MOTOR.	123
FIG. 89: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE NO MOMENTO DE APLICAÇÃO DA CARGA.	123
FIG. 90: AMPLIAÇÃO DA CORRENTE NO MOMENTO DA PERDA DA FASE A.	124
FIG. 91: ZOOM NAS CORRENTES APÓS A PERDA DA FASE A.	124
FIG. 92: TORQUE ELETROMAGNÉTICO E TORQUE DA CARGA.	124
FIG. 93: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DO ROTOR.	124
FIG. 94: DIAGRAMA EM BLOCOS DO MOTOR PENTAFÁSICO COM CONTROLE VETORIAL.	125
FIG. 95: BLOCO DO MODELO DO MOTOR PENTAFÁSICO (5 FASES).	126
FIG. 96: BLOCO DO CONTROLE VETORIAL ORIENTADO PELO CAMPO (FOC).	126
FIG. 97: BLOCO DA TRANSFORMAÇÃO DE REFERENCIAIS (DQ0 PARA ABC).	126
FIG. 98: TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO PENTAFÁSICA SENOIDAL EQUILIBRADA.	127

FIG. 99: CORRENTE NO ESTATOR.....	127
FIG. 100: AMPLIAÇÃO DA CORRENTE DE PARTIDA DO MOTOR.....	128
FIG. 101: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE NO MOMENTO DE APLICAÇÃO DA CARGA.	128
FIG. 102: TORQUE ELETROMAGNÉTICO, TORQUE DA CARGA E CONTROLE DE TORQUE. 128	
FIG. 103: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DO ROTOR.....	128
FIG. 104: ENLACE DO FLUXO DO ESTATOR.....	129
FIG. 105: DIAGRAMA DE BLOCOS DO MOTOR DE INDUÇÃO COM 15 FASES.	130
FIG. 106: BLOCO DO MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO DE 15 FASES (LAMBDA S).....	131
FIG. 107: BLOCO DO MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO DE 15 FASES (LAMBDA R).	131
FIG. 108: TENSÃO NA FONTE COM 15 FASES.....	132
FIG. 109: CORRENTE NO ESTATOR.....	132
FIG. 110: AMPLIAÇÃO DA CORRENTE DE PARTIDA DO MOTOR.....	132
FIG. 111: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE NO MOMENTO DE APLICAÇÃO DA CARGA.	132
FIG. 112: TORQUE ELETROMAGNÉTICO E TORQUE DA CARGA.	133
FIG. 113: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DO ROTOR.....	133
FIG. 114: DIAGRAMA DE BLOCOS DO MOTOR DE 15 FASES COM PERDA DA FASE A.	134
FIG. 115: BLOCO DO MODELO MATRICIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO COM 15 FASES.	134
FIG. 116: BLOCO DA DETECÇÃO DA PASSAGEM DA CORRENTE POR ZERO.	135
FIG. 117: BLOCO DA PERDA DA FASE A	135
FIG. 118: TENSÃO NA FONTE COM 15 FASES.....	136
FIG. 119: CORRENTE NO ESTATOR.....	136
FIG. 120: AMPLIAÇÃO DA CORRENTE DE PARTIDA DO MOTOR.....	137
FIG. 121: AMPLIAÇÃO NA CORRENTE NO MOMENTO DE APLICAÇÃO DA CARGA.	137
FIG. 122: PERDA DA FASE A.....	137
FIG. 123: ZOOM NO MOMENTO DA PERDA DA FASE A.....	137
FIG. 124: ZOOM NO MOMENTO DA PERDA DA FASE A.....	138
FIG. 125: TORQUES: ELETROMAGNÉTICO E TORQUE DA CARGA.....	138
FIG. 126: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DO ROTOR.....	138
FIG. 127:DIAGRAMA DE BLOCOS DO MOTOR DE 15 FASES COM CONTROLE VETORIAL. 140	
FIG. 128: BLOCO MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO DE 15 FASES.....	140
FIG. 129: BLOCO DO CONTROLE VETORIAL ORIENTADO PELO CAMPO (FOC).	141
FIG. 130: BLOCO DA TRANSFORMAÇÃO DE REFERENCIAIS (DQ0 PARA ABC).	141
FIG. 131: TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO NA FONTE.	142

FIG. 132: CORRENTE NO ESTATOR.....	142
FIG. 133: CORRENTE DE PARTIDA DO MOTOR.	143
FIG. 134: AMPLIAÇÃO DA CORRENTE NA PARTIDA DO MOTOR.	143
FIG. 135: CORRENTE NO MOMENTO DE APLICAÇÃO DA CARGA.	143
FIG. 136: AMPLIAÇÃO DA CORRENTE NO MOMENTO DE APLICAÇÃO DA CARGA.	143
FIG. 137: TORQUES: ELETROMAGNÉTICO, DA CARGA, E DE CONTROLE (REFERÊNCIA).	144
FIG. 138: COMPORTAMENTO DA VELOCIDADE DO ROTOR (RAD/S).....	144
FIG. 139: ENLACE DO FLUXO DO ESTATOR.....	144
FIG. 140: AMPLIAÇÃO NO ENLACE DO FLUXO DO ESTATOR NA PARTIDA DO MOTOR....	144

ÍNDICE DAS TABELAS

TABELA 1: COMPARAÇÃO ENTRE OS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES.	32
TABELA 2. CARACTERÍSTICAS DOS CONVERSORES EMPREGADOS NO SETOR NAVAL[26].	44
TABELA 3: TIPO DE MOTOR X TENSÃO DE SUPERFÍCIE DO ENTREFERRO (AGSS).....	60
TABELA 4: CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MOTOR DE INDUÇÃO AVANÇADO (AIM)[11].	61
TABELA 5: REFERENCIAIS PARA O MODELO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	67
TABELA 6: PARÂMETROS DAS SIMULAÇÕES DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.	102
TABELA 7: ANÁLISE DOS RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES.	149
TABELA 8: COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS.	149

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição
USN	United States Navy – Marinha Americana
RN	Royal Navy – Marinha Inglesa.
CC	Corrente Contínua.
CA	Corrente Alternada.
MW	Mega Watts – 10^6 Watts.
AIM	Advanced Induction Motor - Motor de Indução Avançado.
HPO	High Phase Order - Motor Multifásico.
Type 45	Classe dos novos Contratorpedeiros da Marinha Real Inglesa.
MATLAB	Programa desenvolvido pela “Math Works Corp”.
SIMULINK	Pacote gráfico do Programa MATLAB.
FOC	Fiel Oriented Control – Controle Vetorial Orientado pelo Campo.
USS	United States Ship – Navio da Marinha Americana.
HTSAC	High Temperature Superconducting AC Synchronous Motors - Motores Síncronos com materiais supercondutores em alta temperatura.
AMSC	American Superconductor Corporation.
SDCHM	The Superconducting DC Homopolar Motor - Motor homopolar com material supercondutor em corrente contínua.
DSP	Dispositivo de Acionamento Principal.
ESTD	Electric Ship Technology Demonstrator - Base Terrestre para testes de Planta Propulsora Elétrica para Navios Militares.
IFEP	Integrated Full Electric Propulsion - Planta de Propulsão Elétrica Integrada.
NRAC	Naval Research Advisory Committee - Comitê Consultor de Pesquisa Naval.

HMS	Her Majesty's Ship.
Type 42	Classe dos antigos Contratorpedeiros da Marinha Real Inglesa.
CO ²	Dióxido Carbônico.
NO _x	Óxido de Nitrogênio.
SO _x	Óxido de Enxofre.
SCR	Retificador Controlado a Silício, também chamado de tiristor.
MARPOL	Poluição Marítima (Marine Pollution - MARPOL).
kA	103 Amperes.
kV	103 Volts.
MOSFET	Transistores de potência de efeito de campo metal-óxido-semicondutor.
IGBT	Transistores bipolares de porta isolada.
TRIACS	Tiristores bidirecionais de porta controlada.
GTO	Tiristores de desligamento por porta.
IGCT	Tiristores comutados com porta integrada.
gate	Gatilho ou terminal de controle.
Cycloconverter	Cicloconversor.
CSI	Current-Source Inversor - Inversor Fonte de Corrente.
VSC	Voltage-Source Inverter - Inversor Fonte de Tensão.
LCI	Line Commuted Inversor –Inversor Comutado pela Carga.
PWM	Pulse-Width Modulated - Modulação por Largura de Pulso.
$f_{excitação}$	Frequência de excitação.
n_s	Velocidade síncrona em rpm.
P	Número de pólos.
s	Escorregamento.
n	Representa a velocidade real do rotor em rpm.

f_{rotor}	Frequência do rotor.
R_1	Resistência do enrolamento do estator por fase.
X_1	Reatância de dispersão do enrolamento do estator por fase.
R_{fe}	Resistência correspondente às perdas do núcleo magnético por fase.
X_m	Reatância de magnetização por fase.
R'_2	Resistência do rotor refletida ao estator por fase.
X'_2	Reatância de dispersão do rotor refletida ao estator por fase.
\dot{I}_1	Corrente de fase do estator.
\dot{I}'_2	Corrente de fase do rotor refletida ao estator.
\dot{I}_m	Corrente de magnetização por fase.
\dot{E}_1	Força eletromotriz induzida refletida ao estator.
\dot{V}_1	Tensão monofásica aplicada ao enrolamento do estator.
PUC-RS	Pontifícia Universidade do Rio Grande do Sul.
UFPB	Universidade Federal da Paraíba.
AGSS	Tensão de Superfície do Entreferro (“Airgap Shear Stress”).
σ_r	Tensão de Superfície do Entreferro – (AGSS)[kNm ⁻²].
τ	Torque.
r_r	Raio do rotor.
l_r	Comprimento do rotor.
ω_r	Velocidade angular do rotor.
θ	Ângulo de defasagem angular entre os enrolamentos da fase “a” do estator e “a” do rotor.
β	Ângulo de defasagem entre o enrolamento das fases “a” e “b” do estator (120° elétricos).

sa	Fase A do estator.
sb	Fase B do estator.
sc	Fase C do estator.
ra	Fase A do rotor.
rb	Fase B do rotor.
rc	Fase C do rotor.
(abc)	Referencial Matricial Completo Trifásico (Natural).
($\alpha\beta 0$)	Referencial Ortogonal Estacionário (fixo no estator).
(dq0).	Referencial Ortogonal Girante na Velocidade Angular Mecânica Síncrona.
m	Indutância mútua entre fases dos enrolamentos do estator e do rotor.
L_1	Indutância própria por fase de uma bobina do estator.
L_2	Indutância própria por fase de uma bobina do rotor.
L_{ss}	Indutâncias próprias de estator.
L_{rr}	Indutâncias próprias de rotor.
L_{sr}	Indutância mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor.
p	Derivada (d/dt).
G_{sr}	Matriz de indutância rotacional (estator e rotor).
G_{rr}	Matriz de indutância rotacional (rotor).
G_{ss}	Matriz de indutância rotacional (estator).
1	Grandeza elétrica referida ao estator.
2	Grandeza elétrica referida ao rotor.
R1	Resistência do enrolamento do estator.
R2	Resistência do enrolamento do rotor.
λ	Enlace de fluxo associado ao circuito total de indução de tensão de um circuito magnético ($\lambda = N \cdot \psi$).
N	Número de espiras.

ψ	Fluxo magnético de uma única espira.
L_H	Indutância de magnetização.
l_1	Indutâncias próprias de estator.
l_2	Indutâncias próprias de rotor.
$l_{\sigma 1}$	Indutâncias de dispersão de estator.
$l_{\sigma 2}$	Indutâncias de dispersão de rotor.
ω_{mec}	Velocidade angular mecânica do rotor.
ω_1	Velocidade síncrona.
ω_k	Velocidade no referencial genérico k.
ω_2	$\omega_k - \omega_{mec}$.
ω_r	Velocidade angular mecânica do rotor.
tan	Tangente.
n	Número de fases.
P	Potência elétrica total fornecida ao motor.
V	Perda ôhmica nos enrolamentos.
W	Energia magnética necessária à manutenção do campo.
$m_d 2\pi\omega_{mec}$	Potência mecânica desenvolvida pelo motor.
NP	Número de pares de pólos do motor de indução.
m_d	Conjugado eletromagnético.
J	Momento de inércia.
K_D	Coefficiente de atrito viscoso.
m_l	Conjugado de carga.
σ	Coefficiente de dispersão global.
A	Matriz A do modelo do motor em forma de Equação de Estado.
B	Matriz B do modelo do motor em forma de Equação de Estado.
K	Matriz dos fatores de velocidade.

A11	Submatriz da matriz A.
A12	Submatriz diagonal da matriz A.
A21	Submatriz diagonal da matriz A.
A22	Submatriz da matriz A.
FOC	Controle por Orientação de Campo – “Field Oriented Control”.
λ_r	Enlace de fluxo do rotor.
T_{carga}	Torque da carga.
T_{elemag}	Torque eletromagnético.
\mathcal{X}	É o vetor de estados, isto é, o estado físico.
u	É o vetor de entradas.
Y	É o vetor de saídas.

Capítulo 1: Introdução

1.1) Introdução

O navio militar de superfície do Século XXI deverá ser projetado de forma a conciliar diversos requisitos como: grande flexibilidade operativa e robustez. Aliado a estes fatores o aspecto econômico envolvendo os custos de projeto, construção, manutenção e operativos, ao longo da vida útil do meio, são extremamente importantes e decisivos, pois devem ser os menores possíveis.

Um dos aspectos mais significativos no projeto de um novo navio militar é o método de propulsão que será empregado. A propulsão convencional mecânica está perdendo mercado em virtude da história de sucessos, ao longo dos últimos 30 anos, da aplicação da Propulsão Elétrica.

A propulsão realizada pelo acionamento elétrico já é padrão para navios comerciais de cruzeiro e, nas Marinhas dos Estados Unidos e do Reino Unido, já há consenso que ela terá também papel decisivo para propiciar que os objetivos da futura Frota Naval Elétrica sejam alcançados [1]- [2].

O sucesso obtido recentemente nas tentativas de aumentar a densidade de potência e reduzir o volume e o peso dos motores elétricos permitirá, em curto prazo, que navios de pequeno porte, em especial navios militares, possam se beneficiar das vantagens associadas à Propulsão Elétrica [3]. Os benefícios alcançados com esta forma de acionamento farão com que os mares sejam definitivamente conquistados pela energia elétrica [4].

Passada a fase de desenvolvimento e diluição de riscos, a Propulsão Elétrica estará pronta para embarcar nos navios militares do novo milênio. Sua utilização reduzirá ou eliminará completamente as engrenagens redutoras, permitirá grande flexibilidade na disposição dos equipamentos a bordo, fará com que o motor primário opere freqüentemente na faixa de ótimo desempenho, reduzirá o consumo de combustível, a manutenção e a emissão de poluentes.

1.2) Motivação do estudo

A utilização da Propulsão Elétrica vem se difundindo fortemente nos diversos setores da indústria marítima, e está se estabelecendo como uma das melhores e mais atrativas opções para promover a redução dos custos operacionais, tão desejada neste ambiente altamente competitivo.

Inicialmente adotada em projetos de quebra-gelos e navios especializados, a Propulsão Elétrica tem conquistado novos mercados. Ela já é padrão nos mais modernos navios comerciais de cruzeiro, como o “Transatlântico Queen Mary II.” [1].

Por outro lado, diversas Marinhas do mundo também se voltam para a Propulsão Elétrica na busca de alternativas de projeto que tornem seus navios mais preparados para as atividades militares, adaptando-se à nova realidade, quase unânime em nível global, de restrição orçamentária na área de defesa. A Marinha Americana (USN) e a Inglesa (RN) saíram na frente e investem elevados recursos na pesquisa e construção de novos navios de superfície com propulsão efetuada pelo acionamento elétrico [2]-[5].

A energia elétrica possui como característica de maior importância a versatilidade de poder ser convertida para corrente contínua (CC) ou alternada (CA), inclusive com diferentes níveis de tensão e de frequência. Esta capacidade de conversão, propiciada pela Eletrônica de Potência, é fundamental para o crescimento das já numerosas aplicações da eletricidade em sistemas e equipamentos a bordo de navios.

Outro fato que colabora para a intensiva necessidade da eletricidade disponível a bordo é a crescente demanda por energia elétrica, que nos dias atuais, dependendo da finalidade do meio naval, pode alcançar valores da ordem de 100 MW [6].

No futuro, graças aos avanços na área de Eletrônica de Potência, os sistemas elétricos dos navios serão totalmente diferentes daqueles existentes nos dias atuais.

Pode-se concluir que, devido aos contínuos sucessos obtidos, os sistemas elétricos terão cada vez mais, um papel de destaque nos futuros sistemas navais dos novos meios de superfície que irão compor a Força Naval Elétrica [7].

1.3) Objetivo

O objetivo central da dissertação é a modelagem matricial completa do Motor de Indução Avançado (AIM), que é um motor multifásico (HPO) especialmente projetado para o sistema de Propulsão Elétrica do Contratorpedeiro “Type 45” da Marinha Real Britânica. Este motor foi construído tendo como base um projeto inédito e de elevada complexidade tecnológica, pois foram levados em consideração os severos requisitos militares de choque, vibração, ruído, interferência eletromagnética, assinatura acústica e principalmente a elevada confiabilidade, característica esta extremamente desejável para os navios militares. O AIM possui 15 fases e é acionado através de um equipamento conversor especialmente fabricado para garantir a performance desejada do motor.

Serão realizadas simulações no Programa MATLAB/SIMULINK e a análise dos resultados encontrados, de forma a comprovar a confiabilidade que o motor de indução com 15 fases possui, pois o mesmo é capaz de continuar funcionando mesmo com a perda de fase.

1.4) Delimitação do Trabalho

Este trabalho procura, inicialmente, caracterizar o cenário atual da indústria naval e listar os principais desenvolvimentos nos últimos anos que levaram à ampliação do emprego da Propulsão Elétrica e sua evolução até os dias atuais.

Os avanços na área de Eletrônica de Potência proporcionaram um acentuado desenvolvimento de acionamentos eletrônicos de motores elétricos não convencionais empregados na Propulsão Elétrica de navios.

A utilização de acionamentos de velocidade variável tem crescido consideravelmente em função das necessidades de conservação e qualidade de energia, existindo nos dias de hoje, uma acentuada e constante preocupação em melhorar o desempenho do acionamento dos motores de um modo geral.

Inicialmente este trabalho apresenta os novos conceitos e as modernas tecnologias que viabilizaram a aplicação da Propulsão Elétrica, em navios militares estrangeiros. Os capítulos iniciais desta dissertação foram introduzidos para fornecer o conhecimento inicial básico sobre a Propulsão Elétrica em Navios, especialmente os militares, pois este assunto está sendo abordado pela primeira vez em âmbito nacional.

É importante também ressaltar que, o primeiro navio a adotar esta nova tecnologia o Contratorpedeiro “Type 45”, da Marinha Real Britânica, ainda está em fase final de construção e comissionamento e que, portanto, a obtenção de informações sobre o sistema a ser estudado ainda é bastante difícil, pois envolve aspectos de desenvolvimentos tecnológicos que ainda não foram totalmente validados na prática, ou seja, com o navio militar operando nas suas diversas condições operativas.

1.5) Estrutura da Dissertação

A dissertação encontra-se dividida em capítulos que foram organizados de forma a facilitar o entendimento do tema proposto. Os capítulos iniciais (1, 2, 3 e 4) não contêm contribuições técnicas próprias, e sim uma compilação ordenada de conhecimentos já existentes, porém dispersos e que são importantes para quem for trabalhar com a Propulsão Elétrica de Navios. As principais contribuições técnicas desta dissertação encontram-se nos capítulos finais (5, 6, 7 e 8).

A seguir é apresentado sucintamente o tema de cada capítulo.

Capítulo 1 - Capítulo introdutório que contém o escopo da dissertação (Introdução, Motivação, Objetivo e Delimitação do Trabalho).

Capítulo 2 - Capítulo que descreve o cenário atual, contendo um breve histórico, uma comparação preliminar entre a Propulsão Elétrica e a Mecânica e as principais vantagens da utilização da propulsão elétrica a bordo de navios de militares. Será feita uma abordagem inicial sobre os desenvolvimentos da Propulsão Elétrica na Marinha Americana e na Inglesa.

Capítulo 3 - Capítulo sobre a Eletrônica de Potência, contendo uma breve descrição dos avanços alcançados com o emprego dos modernos dispositivos semicondutores e os conversores utilizados no setor naval.

Capítulo 4 - Capítulo onde são apresentados os princípios básicos de funcionamento do motor de indução trifásico. Também serão apresentados o conceito do motor multifásico (HPO) e as características principais do Motor de Indução Avançado (AIM).

Capítulo 5 - Capítulo que apresenta os modelos matemáticos matriciais do motor de indução trifásico e dos motores multifásicos de 5 e de 15 fases.

Capítulo 6 - Capítulo que apresenta os princípios básicos da estratégia de Controle Vetorial Orientado pelo Campo (FOC), para o acionamento de motores de indução.

Capítulo 7 - Capítulo que apresenta os resultados das simulações efetuadas e as respectivas análises de forma a comprovar a validade do modelo matemático matricial completo desenvolvido e aspectos dinâmicos alcançados com o controle vetorial.

Capítulo 8 – Conclusões

Capítulo 2: O Cenário Atual

2.1) Um Breve Histórico sobre a Propulsão Elétrica

A propulsão de navios e submarinos utilizando motores elétricos não é uma inovação tecnológica recente. A primeira aplicação de propulsão elétrica no setor naval ocorreu no século XIX, com a construção e operação de uma pequena lancha movida a baterias para o transporte de passageiros na Rússia [4].

A utilização da propulsão elétrica também não é um conceito novo para a Marinha Americana (USN). Em 1913, a bordo do navio carvoeiro USS “Jupiter” (Fig. 1), foi implementada uma instalação experimental com 4.1 MW de potência instalada por eixo [8].

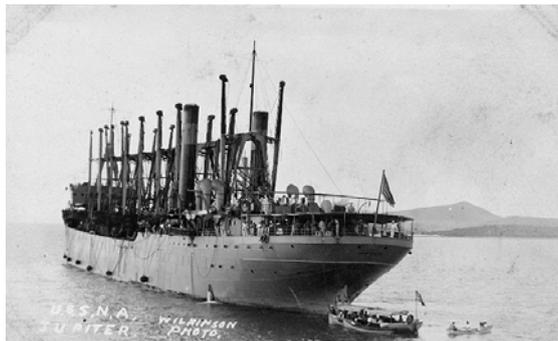


Fig. 1: USS “Jupiter” [8].

O sistema de propulsão do USS “Jupiter” consistia de um turbo gerador em corrente alternada (CA) que alimentava dois motores de indução com rotor bobinado. O experimento obteve sucesso e o navio foi convertido em 1922, no primeiro navio-aeródromo da Marinha Americana, chamado USS “Langley” (Fig. 2). O navio apresentou uma elevada robustez e permaneceu em plena capacidade operativa até 1942, quando foi afundado em combate [8].

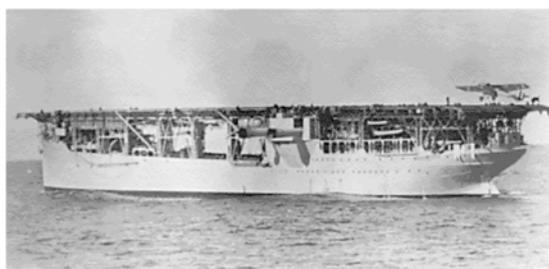


Fig. 2: USS “Langley” [8].

O sucesso obtido na utilização da propulsão elétrica e a percepção dos seus benefícios estimularam o grande esforço empregado para a construção de 50 navios com este tipo de propulsão, durante o período entre a Primeira e a Segunda Guerra Mundiais. Entre estes navios estava o USS “New Mexico” (

Fig. 3) com 30 MW de potência instalada, o segundo e o terceiro navios-aeródromo da Marinha Americana, USS “Lexington” e USS “Saratoga”, com potência instalada de 135 MW [9].



Fig. 3: USS “New Mexico” [8].

Durante a Segunda Guerra Mundial, mais de 160 navios de escolta dotados de propulsão elétrica foram construídos para a Marinha Americana, utilizando turbo ou diesel geradores na faixa de 4,5 a 9,0 MW. Aproximadamente 500 navios de pequeno porte foram também equipados com sistemas de propulsão elétrica em corrente contínua com potência instalada na faixa de 225 kW a 15 MW [8]. É interessante destacar que a falta de capacitação técnica para a produção em larga escala de engrenagens foi um dos

motivos que também contribuíram para o significativo aumento do número de navios com propulsão elétrica durante o período bélico.

Entretanto, por volta de 1940, os desenvolvimentos na tecnologia dos sistemas de engrenagens de dupla redução, para aplicações no setor naval e militar, passaram a apresentar preços competitivos nos Estados Unidos. Aliado a este fator, e também a algumas desvantagens da propulsão elétrica existentes naquela época, como maior peso, maior volume e menor eficiência energética, a expansão do uso da propulsão elétrica em larga escala foi drasticamente inibida, em detrimento da propulsão mecânica convencional [8].

A mudança da preferência do tipo de propulsão a ser empregada em larga escala também foi influenciada pelas melhorias tecnológicas obtidas no setor de metalurgia e na manufatura de engrenagens redutoras com peso e volume menores e melhores resultados no desempenho acústico dos equipamentos [8].

Este panorama da situação persistiu até o início do século XXI, quando a capacidade de transmissão mecânica de energia atingiu seu limite tecnológico e de viabilidade econômica [8].

Durante as décadas de 1980 a 1990, os avanços tecnológicos, na área de Eletrônica de Potência, tornaram a transmissão elétrica de energia mais eficiente e compacta, e desta forma, possibilitou o retorno do emprego da propulsão elétrica em diversas classes de navios, como quebra-gelos, oceanográficos, tanque e numerosos transatlânticos [4].

Atualmente, as pesquisas para a definição das melhores alternativas de tecnologia envolvendo propulsão elétrica estão em plena evolução. As pesquisas relativas aos motores de propulsão, para aplicação naval e militar, apresentam os seguintes requisitos essenciais: formato compacto, peso e volume reduzido, elevadas faixas de potência gerada para valores específicos de torque, resistência ao choque, e baixos valores de assinatura acústica e eletromagnética.

A Marinha Americana investe elevados recursos financeiros em quatro frentes de pesquisa em motores para a propulsão:

- Motores de Indução;
- Motores Síncronos de Imãs Permanentes;

- Motores Síncronos com materiais supercondutores em alta temperatura [12] e;
- Motores Homopolares em Corrente Contínua (CC) [10].

O motor de indução multifásico (15 fases) oferece um *design* robusto e elevada densidade de potência elétrica (Fig. 4 e Fig. 5). Este tipo de motor já foi escolhido para ser utilizado pela Marinha Inglesa, em seu navio de escolta (Contratorpedeiro “Type 45”). Conforme as informações de Clive Lewis no documento da referência [60], o Motor de Indução Avançado (AIM) encontra-se em fase final de comissionamento, e com resultados bastante promissores.



Fig. 4: Motor de Indução Avançado (AIM).



Fig. 5: Motor de Indução Avançado (AIM) comparado a uma pessoa.

Os motores síncronos de ímãs permanentes, quando comparados com os motores de indução de mesmo tamanho, possuem maior densidade de potência elétrica e menor nível de ruído acústico. Este tipo de motor já foi escolhido para ser empregado nos novos navios combatentes multi-missão de superfície da Marinha Americana [10].

Os motores síncronos com materiais supercondutores em alta temperatura (HTSAC) apresentam significantes reduções no volume e peso, quando comparados com os motores elétricos convencionais, devido às suas bobinas supercondutoras com elevados níveis de densidade de corrente elétrica (Fig. 6 e Fig. 7). Este tipo de motor apresenta a densidade de potência elétrica cerca de cinco vezes maior do que aquela encontrada em motores convencionais de mesmas dimensões físicas. Outra característica deste motor é o reduzido nível de ruído e a elevada eficiência (devido à redução das perdas elétricas no rotor), particularmente em situações com velocidade reduzida e demandas parciais de cargas. Conforme as informações de Bobby A. Bassham, no documento da referência [10], as pesquisas com este tipo de motor estão sendo desenvolvidas pela empresa “American Superconductor Corporation” - (AMSC).

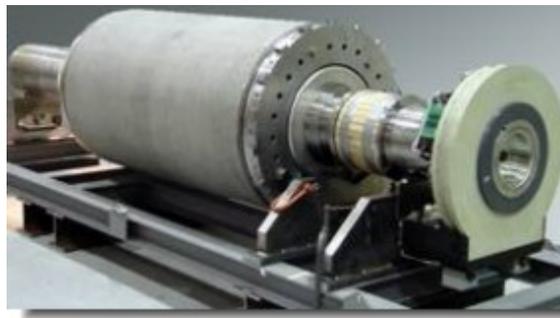


Fig. 6: Motor Síncrono com material supercondutor em alta temperatura.



Fig. 7: Motor HTSAC (5 MW – 230 rpm).

Os motores homopolares com materiais supercondutores em corrente contínua (CC) (SDCHM) também utilizam bobinas confeccionadas com materiais supercondutores em seu rotor e apresentam peso e volume reduzidos e estratégias de controle menos complexas (Fig. 8) [13]. Conforme as informações de Bobby A. Bassham, no documento da referência [10], as pesquisas com este tipo de motor estão sendo desenvolvidas pela empresa “General Atomics Corporation”.

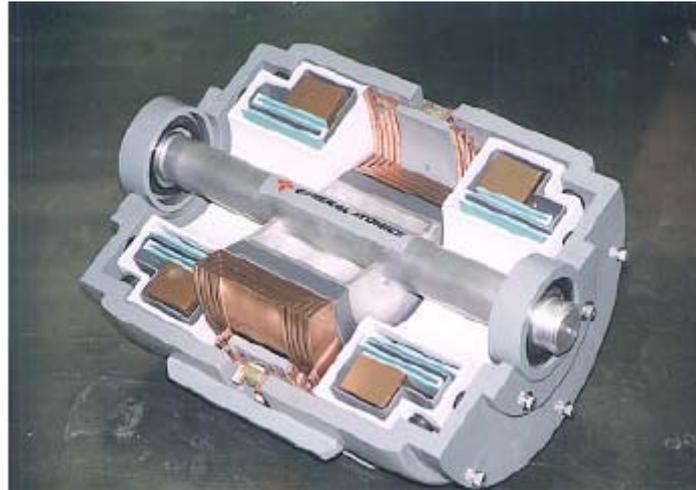


Fig. 8: Protótipo do Motor Homopolar com Material Supercondutor em CC.

2.2) Comparação entre a Propulsão Elétrica e a Propulsão Mecânica

Segundo as informações de Whitman E. C., no documento da referência [9], o conceito de Propulsão Elétrica Integrada, utilizando o acionamento elétrico, é a tecnologia mais promissora nos desenvolvimentos da engenharia naval atual, desde o advento dos reatores nucleares e das turbinas a gás há 50 anos atrás.

Entende-se por Propulsão Elétrica um sistema constituído por um gerador elétrico, acionado por um dispositivo de acionamento principal, que fornece energia para um motor elétrico que aciona o hélice do navio. A principal característica deste sistema é o controle da velocidade do navio pelo controle da rotação do motor elétrico.

No Sistema de Propulsão Elétrica ao invés de dois sistemas de potência separados, cada um com sua limitação de carga específica, passa-se a dispor de uma capacidade de geração única que pode ser distribuída com maior flexibilidade entre as diversas áreas e sistemas de bordo de acordo com as alterações de demanda.

Portanto, o conceito de Propulsão Elétrica visa basicamente à integração entre o sistema de potência da propulsão do navio com os sistemas auxiliares (Fig. 9). E com a eletrificação dos sistemas auxiliares, abre-se a possibilidade de utilização de estruturas modulares com maior flexibilidade para expansões futuras [14].

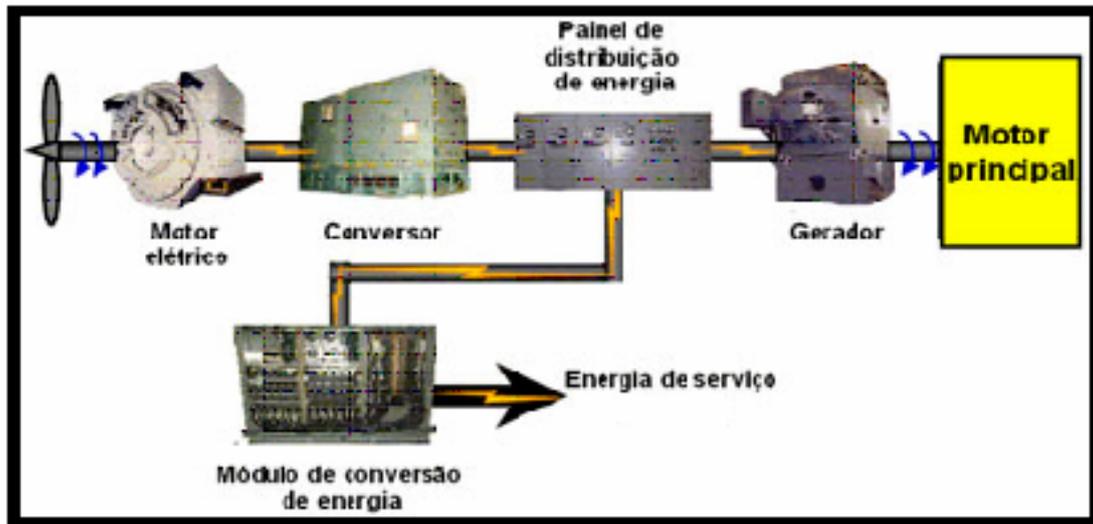


Fig. 9: Sistema de Acionamento Elétrico Integrado [18].

Nos navios dotados de Propulsão Mecânica tradicional, a rotação do motor diesel é quem define a rotação do hélice, portanto, o motor em algumas condições de operação não opera na faixa do rendimento ótimo, gerando desta forma um inevitável desperdício de combustível.

No sistema de propulsão mecânico convencional o dispositivo de acionamento principal a ser empregado, que pode ser uma turbina a vapor, um motor diesel, ou uma turbina a gás, é acoplado diretamente ao eixo propulsor do navio através da engrenagem redutora.

Neste tipo de configuração do sistema de propulsão é necessário um diesel-gerador auxiliar, instalado em local separado do sistema de propulsão, que fornecerá a potência elétrica para o atendimento da carga hotel, do sistema de combate e demais auxiliares de bordo [14].

A Propulsão Elétrica pode ser descrita de forma mais precisa como a transmissão elétrica de potência entre o dispositivo de acionamento principal e a carga representada

pelos propulsores do navio (Fig. 10). Este sistema de propulsão consiste essencialmente na transmissão elétrica para a mudança entre a relativamente alta velocidade e baixo torque do dispositivo de acionamento principal para a baixa velocidade e elevado torque requerido para girar os propulsores [14].

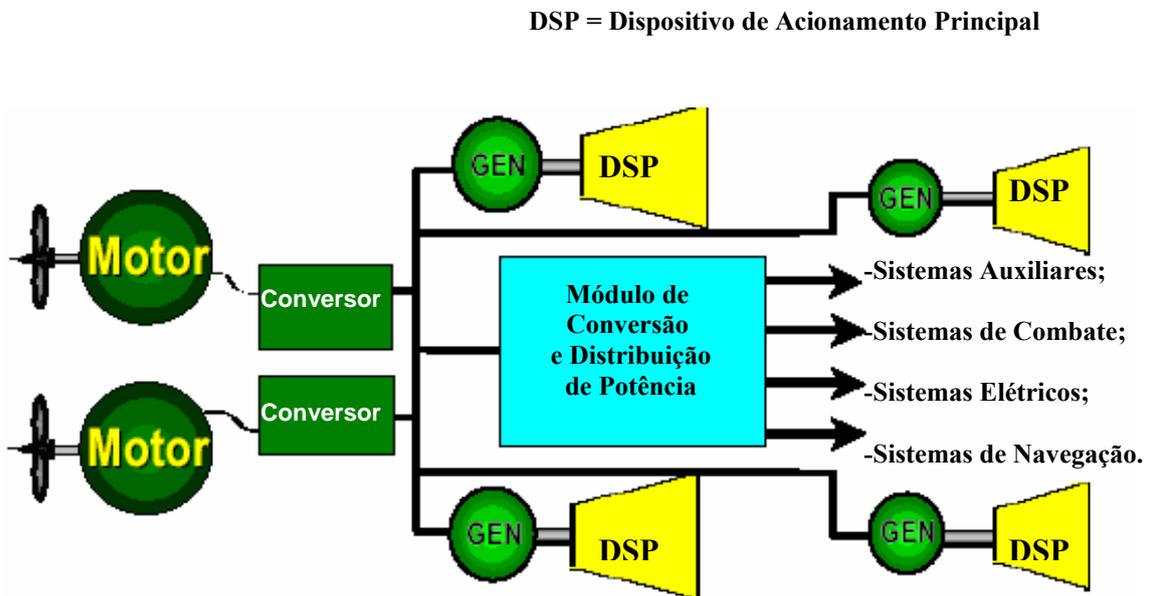


Fig. 10: Diagrama em blocos de um Sistema de Propulsão Elétrica.

No sistema de Propulsão Elétrico a eficiência da transmissão não é tão sensível à variação da velocidade do eixo propulsor, como ocorre com a transmissão mecânica convencional. Portanto, nos períodos em que o navio opera com velocidade mais baixa a eficiência da transmissão elétrica é maior do que a da transmissão mecânica. E considerando que, o navio militar opera aproximadamente 85% do tempo em atividades com baixas velocidades de navegação, tem-se aí o grande diferencial positivo para justificar o emprego da Propulsão Elétrica.

2.3) Aspectos Relevantes na Escolha do Arranjo de Propulsão Elétrica

Todos os sistemas de propulsão elétrica possuem quatro componentes em comum: o equipamento de acionamento principal, o gerador, o motor elétrico e o seu conversor.

Apesar de possuir os mesmos componentes básicos, a metodologia de operação do sistema e o arranjo dos equipamentos podem ser totalmente distintos [15].

Existem quatro aspectos de maior relevância na escolha do arranjo da propulsão elétrica a ser empregado [16]:

- O tipo de potência elétrica disponível entre o gerador e o motor elétrico (CA ou CC);
- O método de controle da velocidade (variação da tensão CC e/ou a variação da frequência e da tensão para aplicações em CA);
- O tipo do equipamento de acionamento principal, e;
- O método de controle do propulsor.

O tamanho e os requisitos operacionais do navio são os fatores que irão definir o tipo de equipamento de acionamento principal que será empregado na propulsão do navio (turbina a gás, a vapor ou motor diesel). Nos arranjos atuais o acionador principal gira em uma velocidade fixa e as variações na frequência ocorrem na saída do conversor.

Os aspectos relevantes na escolha do tipo de acionamento principal são: o tamanho, o peso incluindo os calços, a economia de combustível alcançada e os custos operativos (manutenção, estoque de peças sobressalentes, treinamento de pessoal, e o custo de indisponibilidade do meio durante o reparo) [15].

A escolha da arquitetura da distribuição da energia ao longo do navio também merece cuidadosos estudos e análises. A distribuição em corrente alternada, desde a unidade geradora até a carga consumidora é a mais utilizada atualmente nos meios navais [16]-[17].

A outra possibilidade consiste na distribuição em corrente contínua por zonas, através de um barramento que direciona a energia para diferentes partes do navio onde a regulação da tensão é efetuada até o nível desejado.

Dentro das zonas de distribuição em corrente contínua, caso seja necessário, a potência elétrica pode ser convertida em alternada e utilizada por consumidores locais que estiverem posicionados dentro desta região. A distribuição por zonas em corrente contínua consegue obter uma simples monitoração e controle eletrônico do nível da

corrente elétrica, desde a quase instantânea detecção da falta, fato este, que irá possibilitar uma rápida substituição entre as fontes geradoras disponíveis em operação.

Outro aspecto importante na escolha do arranjo da distribuição elétrica de bordo é a filosofia que será empregada na situação do navio atracado ao cais e recebendo alimentação elétrica proveniente das subestações geradoras de terra. Uma alternativa usual, para esta situação consiste no navio dispor de uma ou mais unidades geradoras com potência nominal menor para serem utilizadas quando o navio estivesse atracado, onde a carga de bordo passa a ter valores bem reduzidos (aproximadamente 30 % da carga total) [15]-[17].

2.4) Classificação das Marinhas

Segundo Eduardo Ítalo Pesce, no documento da referência [19], na década de 70 do século passado, as Marinhas mundiais foram classificadas em quatro tipos:

1. Marinhas Globais (“Global Navies”) capazes de operar praticamente em todos os mares do mundo (Estados Unidos – “US Navy”);
2. Marinhas Oceânicas (“Ocean-going Navies”) capazes de montar uma operação de porte significativo, em águas distantes de seu território (Rússia, Grã-Bretanha, e França);
3. Marinhas de Mar Contíguo (“Contiguous Sea Navies”) capazes de operar a alguma distância de seu litoral, possuindo, porém poucas unidades com capacidade oceânica (a maioria das Marinhas de porte médio, inclusive a do Brasil); e
4. Marinhas Costeiras (“Coastal Navies”) são aquelas que possuem apenas unidades de porte modesto, com capacidade de emprego costeiro e litorâneo.

A Marinha Real Britânica atual, embora muito menor do que foi no passado, é ainda uma força naval oceânica com capacidade de projeção de poder em áreas marítimas distantes do Reino Unido [19].

Deve-se destacar que, quando comparada com a Marinha Americana, a Marinha Real Britânica apresenta uma presença naval em operações multinacionais ou em defesa de interesses nacionais, de significativo destaque, considerando a quantidade limitada de meios hoje disponíveis (Fig. 11) [19].



Fig. 11: Áreas de atuação da Marinha Real Britânica em 2006.

A atual tendência de emprego da propulsão elétrica para os novos meios a serem construídos foi verificada nas duas mais importantes Marinhas do cenário militar mundial: a Americana e a Inglesa [2]-[19].

O Reino Unido juntamente com Estados Unidos e a França estão financiando o alto custo de desenvolvimento e diluindo os riscos em um projeto conjunto, denominado ESTD (“Electric Ship Technology Demonstrator”) [14]. O ESTD é uma base terrestre para testes de uma planta propulsora elétrica projetada para movimentar um navio militar (Fig. 12).

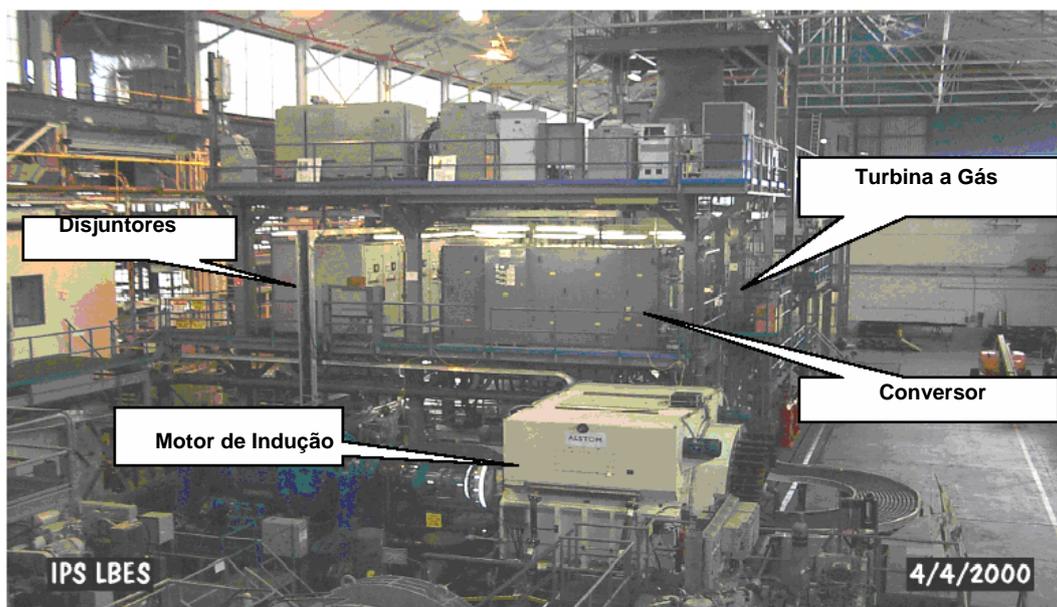


Fig. 12: Tecnologias para a Propulsão Elétrica em testes no ESTD.[14].

O trabalho está sendo elaborado com enfoque principal no custo de vida útil, de forma a evitar a abordagem usualmente empregada que consiste em minimizar os custos de obtenção iniciais à custa de altas despesas de manutenção e modernização ao longo do período operativo do navio. O conhecimento técnico obtido com a modelagem e a simulação dos equipamentos e sistemas permitirá a entrada em funcionamento em prazos menores e com melhor controle das potencialidades e dos riscos envolvidos [14].

O objetivo do programa é demonstrar através da realização de uma bateria de testes, no protótipo desenvolvido, que as avançadas tecnologias de Sistemas de Propulsão Elétrica irão atender as características operativas dos futuros navios militares, e desta forma, auxiliar na configuração definitiva dos sistemas e na validação dos modelos computacionais que poderão servir no futuro para o projeto e a construção destes novos meios [20].

O sucesso obtido com este projeto acentuou o interesse de diversas outras Marinhas em conhecer os benefícios do “Integrated Full Electric Propulsion” (IFEP), ou seja, das tecnologias que propiciam a Propulsão Elétrica Integrada. [19].

O gráfico a seguir (Fig. 13) extraído do documento da referência [6] demonstra que apesar da redução no número de navios militares construídos na última década,

ocorreu um significativo aumento na potência elétrica instalada a bordo para a propulsão destes meios navais.

É interessante observar que este aumento da demanda por energia elétrica em navios militares também ocorreu nos navios civis (comerciais, transatlânticos e de pesquisas), conforme evidenciado na Fig. 14, demonstrando ser esta uma forte tendência que está se consolidando dentro do setor naval [21].

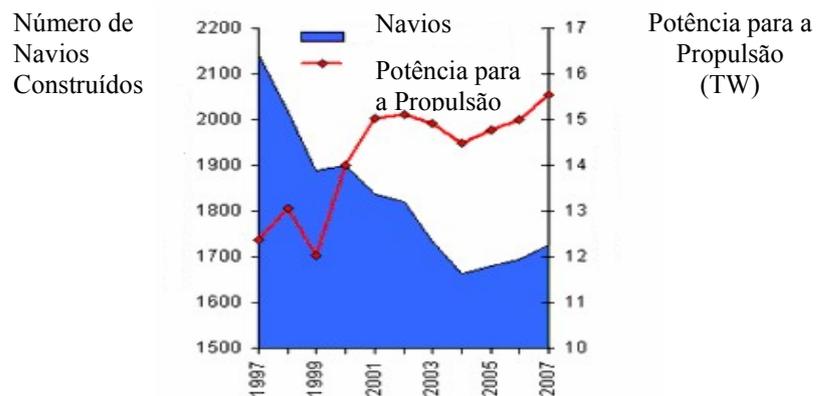


Fig. 13: Comparação: Potência Instalada X Número de Navios Construídos.

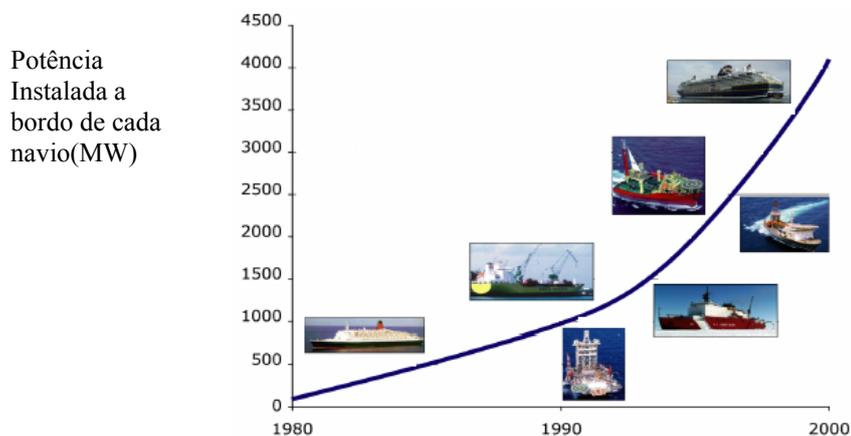


Fig. 14: Evolução do Valor da Potência Instalada a bordo em Navios Civis.

Nos projetos navais atuais a planta propulsora principal é independente da planta de geração de energia elétrica, que é chamada de auxiliar. Para que os meios atuais sejam capazes de atender a elevada potência elétrica necessária para a plena capacidade operativa do navio seria necessário efetuar um redimensionamento de toda a planta de

geração o que seria o equivalente à instalação de outra planta principal dobrando a capacidade geradora do navio.

Portanto, a solução definitiva para acabar com a separação entre a planta de propulsão e a de geração (auxiliares) é a adoção da Propulsão Elétrica.

Outro fator que também colabora para justificar a opção pela Propulsão Elétrica Integrada consiste na recente mudança estratégica em andamento nas Marinhas do mundo, da filosofia de defesa de *‘águas azuis’* (“blue water”) para a de *‘águas turvas’* (“brown water”). A diferença existente entre ambas as filosofias é que na de *‘águas azuis’* é dada ênfase à proteção de linhas marítimas em um foco litorâneo (toda a extensão do litoral e a grandes distâncias do continente) enquanto no de *‘águas turvas’* o foco está na projeção de poder na costa (distâncias próximas ao continente) e no interior do continente (rios navegáveis) [1].

A concepção de defesa de *‘águas turvas’* requer perfil de velocidades com valores predominantemente mais baixos (apesar de ainda ser necessário prover os meios navais com altas velocidades máximas). Com o emprego da Propulsão Mecânica Convencional estas duas demandas em função das condições operativas levam a uma geração de potência ociosa durante a maior parte do tempo, pois o projeto do sistema de propulsão tem sua eficiência máxima projetada para um valor específico de velocidade. Em uma planta integrada (propulsão e geração/auxiliares), obtida com a Propulsão Elétrica, há uma otimização na utilização da capacidade instalada, pois a geração de energia adicional poderia vir a ser utilizada para alimentar a carga hotel (auxiliares) e eventualmente suprir o próprio sistema de armas do navio [1]

2.4.1) A Propulsão Elétrica na Marinha Americana

Desde o século passado até os dias atuais, a Marinha Americana tem como prioridade garantir que sua Força Naval mantenha a sua elevada superioridade, através do reconhecimento e da implementação das tecnologias de ponta dos setores naval e militar. Esta superioridade tecnológica é o elemento chave para a segurança nacional do país e para o planejamento e execução das estratégias militares dos estados americanos.

Em 2001, o Comitê Consultor de Pesquisa Naval (NRAC) elaborou para a Marinha Americana um Relatório Executivo sobre as recentes tendências e desenvolvimentos para a substituição da tradicional propulsão mecânica convencional para a propulsão baseada no acionamento elétrico [2].

O estudo foi elaborado tomando-se como premissa a intenção da Marinha Americana de dispor de uma frota de navios com acionamento elétrico, que formariam a futura Força Naval Elétrica (Fig. 15) [2].

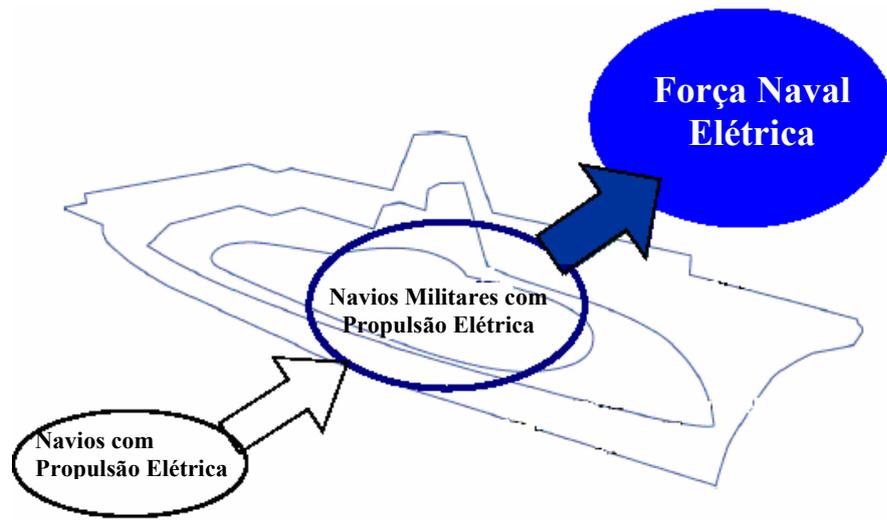


Fig. 15: Evolução do conceito da Força Naval Elétrica.

Estes promissores conceitos a serem empregados no âmbito militar revelam o impacto que as novas tecnologias, envolvendo a propulsão elétrica de navios de superfície, serão capazes de realizar, transformando a composição, a filosofia e a estrutura da Força Naval Americana.

A nova geração de navios militares da Marinha Americana (Navio Multi-Propósito de Assalto Anfíbio, Navio Combatente Multi-Missão de Superfície, Navio Aeródromo do Futuro, e o novo Submarino de Ataque) irá formar a “Força Naval Elétrica” e serão todos dotados de propulsão elétrica [2].

Na realidade, a tecnologia da Propulsão Elétrica não está sendo considerada simplesmente como o resultado da evolução natural de tecnologias já em uso, e sim como uma das maiores revoluções na área de engenharia naval desde o desenvolvimento da propulsão nuclear [2]. As conseqüências de sua implementação são

refletidas no projeto, fabricação, apoio e operação, com a adoção de novas filosofias, de forma a permitir a exploração de todas as potencialidades deste tipo de propulsão [21].

2.4.2) Os Avanços da Propulsão Elétrica na Marinha Real Inglesa

Entre 2007 e 2014 deverão entrar em serviço na Marinha Real Inglesa seis Contratorpedeiros da Classe “Daring”, ou “Type 45”, (Fig. 17) (“HMS Daring”, “HMS Dauntless”, “HMS Diamond”, “HMS Dragon”, “HMS Defender” e “HMS Duncan”) que irão substituir os atuais Contratorpedeiros “Type 42” (Fig. 16) que se encontram ainda em serviço [19]-[22].



Fig. 16: Contratorpedeiro “Type 42”.



Fig. 17: Contratorpedeiro “Type 45” da Classe “Daring”.

Os Contratorpedeiros “Type 45” estão sendo construídos de forma modular e empregando avançadas técnicas de projeto para o detalhamento dos sistemas. A inovação tecnológica de maior impacto deste novo meio naval consiste na adoção do Sistema de Propulsão Elétrica Integrada (IFEP), que possibilitará a produção simultânea de energia elétrica para propelar o navio e para alimentar as máquinas auxiliares e a carga hotel de bordo [22]-[23].

A Fig. 18 mostra toda a configuração do sistema elétrico do Contratorpedeiro “Type 45”. O Sistema de Propulsão Elétrica Integrada (IFEP) é composto de duas turbinas a gás que trabalham como dispositivos de acionamento principal de dois geradores elétricos, que fornecem a energia elétrica para dois equipamentos conversores fazerem o acionamento elétrico de dois Motores de Indução Avançado (AIM), que por sua vez, acionarão os hélices que movimentam o navio. A duplicidade de equipamentos é uma característica extremamente desejável em plantas de navios militares, pois a elevada confiabilidade é requisito imprescindível nos meios navais.

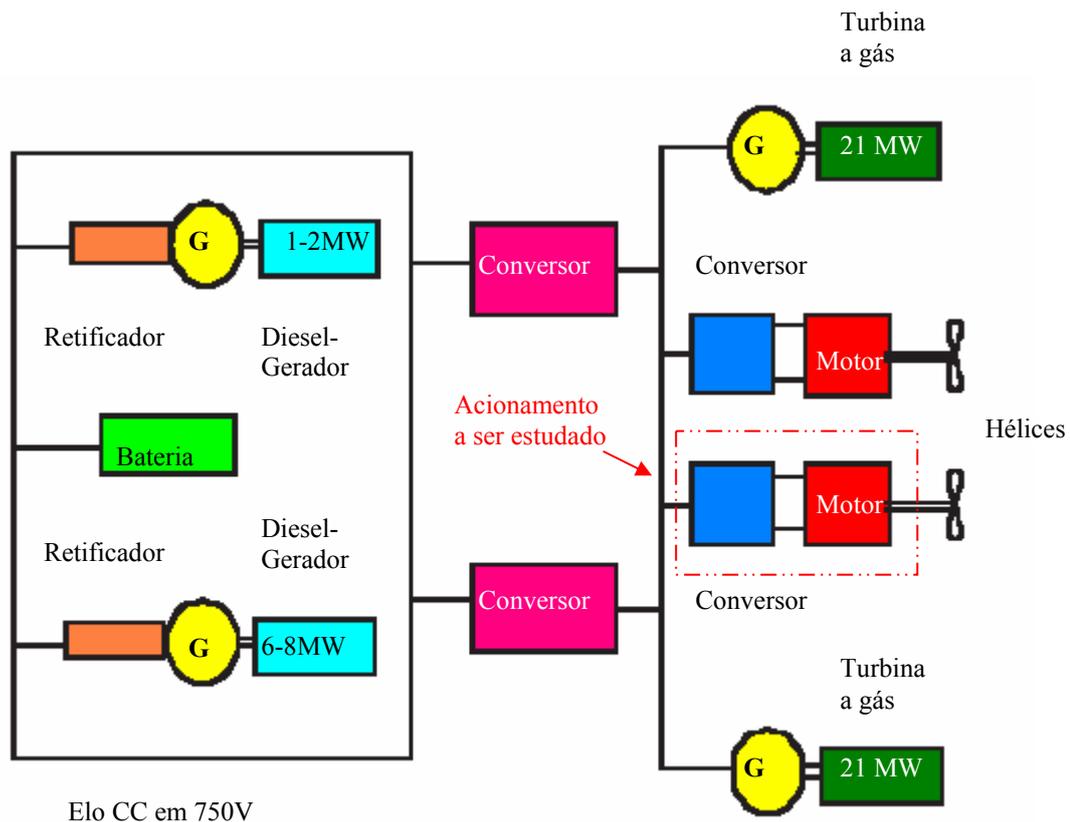


Fig. 18: Configuração do Sistema Elétrico do Contratorpedeiro "Type 45".

Todos estes equipamentos trabalham em corrente alternada (CA) em 4,16 kV. A integração deste barramento com o elo em corrente contínua (CC) em 750 V, ocorre por intermédio de dois retificadores/conversores de energia. O elo em corrente contínua possui dois motores diesel-geradores de potências nominais mais baixas (1-8MW), que acionam os geradores para produzir energia elétrica que a seguir é retificada para o consumo nos sistemas de bordo. Quando atracado no porto estes diesel-geradores atendem plenamente as demandas reduzidas de bordo. As baterias são projetadas para atender as cargas vitais de bordo, nos períodos em que o sistema de alimentação principal do navio está avariado.

O escopo desta dissertação é o acionamento de um único Motor de Indução Avançado (AIM). Não serão tratados neste estudo os aspectos relativos à operação conjunta dos dois motores elétricos de propulsão através do acionamento pelos seus respectivos equipamentos conversores, nem a interconexão do equipamento conversor à rede de distribuição trifásica em corrente alternada (CA).

2.5) As Principais Vantagens da Propulsão Elétrica

2.5.1) Redução do Consumo de Combustível

Em navios com propulsão mecânica tradicional, a velocidade do motor é que define a rotação do hélice; conseqüentemente, dependendo do perfil de operação do navio, o motor pode não operar na faixa de rendimento ótimo, associado às altas velocidades. Isto significa desperdício de combustível e excessivo desgaste mecânico [1].

Com o uso da propulsão elétrica, este problema é eliminado, e o motor primário pode operar no ponto de melhor rendimento independente da velocidade de rotação do hélice. Em virtude da extinção da conexão mecânica entre motor primário (que gera potência através da queima de combustível) e o eixo propulsor, não existe mais relação direta entre a velocidade do eixo do motor primário e a rotação do hélice. Segundo o documento da referência [9], a Marinha Americana estimou a eficiência energética em aproximadamente 17% melhor que em relação à propulsão convencional mecânica [15]-[17].

De acordo com a linha de pesquisa apresentada em [18], que comparou três tipos de instalações propulsoras diferentes, para um mesmo navio gaseiro, durante um ano de operação, a Propulsão Elétrica foi a que apresentou os melhores resultados e as maiores vantagens em relação ao consumo de combustível (Fig. 19).

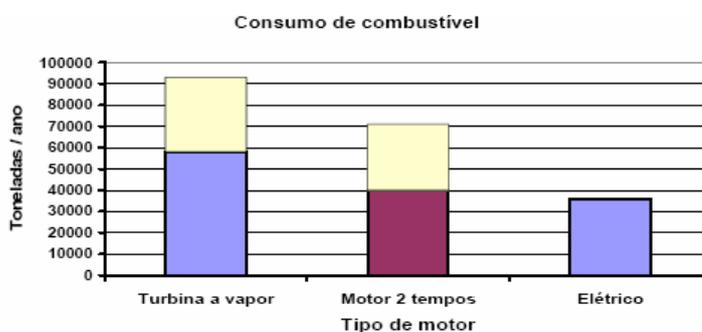


Fig. 19: Consumo de Combustível.

2.5.2) Redução da Tripulação

A tendência para os futuros navios elétricos é de uma ampla difusão de sistemas auxiliares e acessórios alimentados por eletricidade, em substituição aos sistemas mecânicos, hidráulicos e pneumáticos. Sistemas elétricos são mais fáceis de controlar à distância e possuem maior compatibilidade com controles eletrônicos. Esta tendência possibilita o incremento de automação com conseqüente redução de tripulação, proporcionando adicional benefício através da redução de custo operacional [1]-[4]-[9]-[15].

2.5.3) Flexibilidade do Projeto

Os equipamentos da propulsão elétrica são modulares e não precisam ser posicionados próximos uns aos outros (podem inclusive ser instalados em compartimentos diferentes). Dependendo do tamanho das máquinas, elas podem ser instaladas nas partes mais altas do casco, deixando apenas o motor elétrico junto ao fundo do casco conectado ao propulsor [18]-[22]-[23].

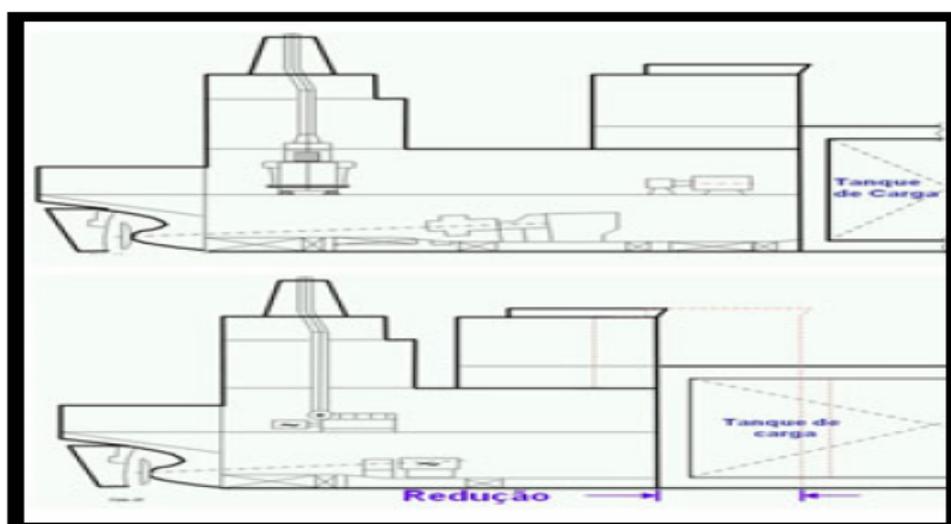


Fig. 20 – Distribuição dos Equipamentos na Praça de Máquinas.

Observa-se na Fig. 20 um ganho no espaço destinado ao transporte de cargas reposicionando a máquina diesel no convés superior, e desta forma, reduz-se o volume ocupado pelos dutos de admissão e exaustão dos motores.

Como resultado desta flexibilização, torna-se desnecessário concentrar equipamentos em praças de máquinas principais; sendo possível espalhar os compartimentos de máquinas pelo navio, em áreas menos críticas, com um aproveitamento otimizado do espaço disponível a bordo [13]-[16]-[17].

No navio com propulsão elétrica não são necessários motores auxiliares. Toda energia demandada pelo navio será gerada pelos motores principais. Esta diminuição na quantidade de motores também provoca redução de custos e economia de espaço.

A modularidade do sistema permite também que em altas velocidades sejam utilizados todos os dispositivos de acionamento principal e, nas velocidades econômicas sejam desligados os que não forem necessários.

2.5.4) Aumento da Capacidade de Sobrevivência do Navio

A modularidade e a flexibilidade proporcionam um sistema de geração de energia e de propulsão redundantes, distribuídos e reconfiguráveis. Conseqüentemente os danos em um compartimento de máquinas, seja provocado por incêndio, alagamento ou simples mau funcionamento, podem facilmente ser detectados e “by-passados”, mantendo-se o funcionamento do sistema inalterado [1]-[10].

A facilidade para o redirecionamento da energia elétrica a bordo, possibilita uma elevada gama de possibilidades de ações para minimizar os efeitos decorrentes de múltiplas falhas simultâneas [13].

2.5.5) Aumento da Vida Útil do Navio

Os navios militares modernos incorporam cada vez mais sensores e armas de alta complexidade tecnológica, que os tornam muito mais potentes do que os navios de

gerações anteriores. Já os investimentos necessários para a aquisição destes meios têm crescido numa progressão ainda maior, tornando difícil justificar este gasto considerando o tempo de vida útil dos navios tradicionais [1]-[4]-[10].

Com o evento da automação dos sistemas de armas, nas décadas de 80 e 90, mais equipamentos elétricos e eletrônicos estão sendo incorporados aos navios, aumentando a demanda por energia elétrica. Isto vem fazendo com que os geradores instalados a bordo sejam de potência mais elevada, a fim de suprir a demanda já instalada e manter uma reserva para crescimento futuro. A futura adoção das armas elétricas, que estão atualmente em pleno desenvolvimento, tende a agravar ao extremo esta situação [2]-[14].

Com a propulsão elétrica, o cenário muda radicalmente. Os geradores de bordo alimentam simultaneamente a propulsão, as auxiliares e os sistemas de armas, através de um sistema de distribuição redundante e reconfigurável. Os motores são dimensionados para atender ao navio em velocidade máxima, com todos os sistemas vitais em operação.

Com isto, em velocidade normal, o navio possui capacidade de geração em excesso, capaz de atender todos os usuários com folga, assimilando sem dificuldades as substituições ou inclusões futuras de novos equipamentos ou sistemas.

Os navios projetados com propulsão elétrica podem ter vida útil maior, da ordem de 50 anos, contra 25 ou 40 anos dos navios com propulsões tradicionais [1]-[3]-[5].

2.5.6) Redução dos Custos de Manutenção

A viabilidade da existência de uma tecnologia comum dentre as diversas plataformas navais (ex: navios de superfície e submarinos), com a adoção da Propulsão Elétrica, possibilitará a coordenação do desenvolvimento e aplicação de modelos comuns, ferramentas de projetos, métodos de fabricação, novos materiais, componentes, sistemas, contribuindo para significativas reduções no risco do projeto e maximizando os custos e a logística [1]-[15]-[17].

Uma vez que com a adoção da Propulsão Elétrica não são necessários motores auxiliares, esta redução na quantidade de equipamentos instalados resulta numa diminuição dos custos de manutenção. Associado a este fato, sabe-se que os equipamentos elétricos apresentam custos e períodos menores de manutenção e devido à elevada automação dos sistemas elétricos, as manutenções preditiva e preventiva são ferramentas eficazes para a redução dos custos totais de manutenção [14].

2.5.7) Redução da Emissão de Poluentes

Atualmente todas as Marinhas do mundo são pressionadas pelos órgãos ambientais para que as mesmas em seus projetos de futuros navios, e também em relação aqueles já em funcionamento, apresentem uma redução na quantidade de poluentes emitidos durante a realização das operações militares [15]-[16]. Todos os tipos de poluentes emitidos (gasosos, líquidos ou sólidos) estão sendo cada vez mais monitorados e as legislações (ex: MARPOL) estão sendo elaboradas com requisitos mais rigorosos.

Em decorrência das pressões internacionais busca-se utilizar cada vez menos combustíveis fósseis. As emissões de gases poluentes oriundas da queima de óleo diesel e gasolina são os maiores responsáveis pelo efeito estufa. Neste contexto, a propulsão elétrica está sendo fortemente indicada, principalmente para navios que operam em países que assinaram o Protocolo de Kyoto [18].

Durante a operação com navios civis e militares, deve-se sempre levar em conta os aspectos ambientais do transporte. Neste sentido, a utilização da propulsão elétrica apresenta vantagens em relação à propulsão mecânica, tais como [17]-[18]:

- Redução das emissões de gases poluentes oriundos da queima do óleo diesel;
- Menor utilização de insumos que podem gerar resíduos poluidores; e
- Menor emissão de ruídos durante as viagens.

De acordo com a linha de pesquisa apresentada em [18], a Fig. 21, apresenta claramente que a Propulsão Elétrica gera menos gases poluentes que os sistemas

convencionais (que operam somente com turbinas a vapor ou motores diesel), pois o motor diesel opera constantemente no ponto ótimo de projeto, o que proporciona uma redução no consumo de combustível e conseqüentemente uma menor liberação de gases poluentes (ex: CO₂ - Dióxido Carbônico, NO_x – Óxido de Nitrogênio e SO_x – Óxido de Enxofre) durante as operações. É interessante destacar que o modelo utilizado na pesquisa considerou também a geração de gases durante a operação portuária e tempos com o navio parado durante as viagens.

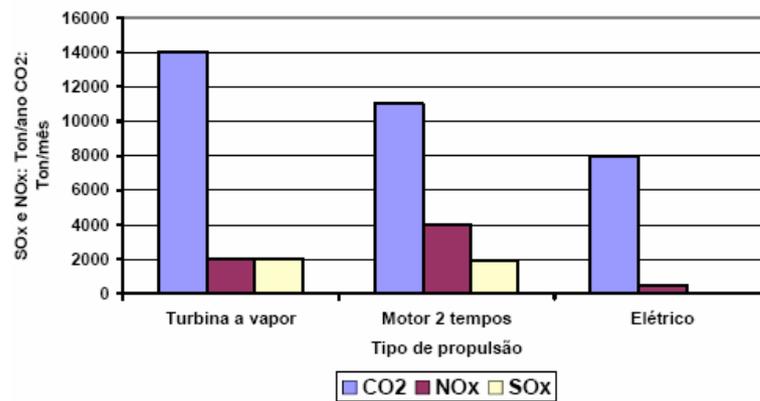


Fig. 21: Emissões de Gases na Atmosfera.

No futuro não somente os poluentes emitidos durante a vida operativa do navio serão controlados, mas também todos aqueles produzidos durante a sua construção até o encerramento do período operativo do meio (desativação do meio naval). É uma nova filosofia, ainda de difícil aplicação prática, mas que está ganhando muita força nos dias atuais, devido à atitudes políticas de interesse mundial [15].

2.5.8) Redução da Assinatura Acústica

Na Propulsão Elétrica não é necessário haver o alinhamento das máquinas acionadoras principais com as linhas de eixo, tornando, portanto desnecessária a utilização de engrenagens redutoras. A eliminação desta engrenagem contribui significativamente para a redução nos níveis de ruído e vibração, garantindo desta forma uma significativa diminuição da assinatura acústica do meio, reduzindo conseqüentemente a possibilidade do navio ser detectado [1]-[3]-[5].

Além disto, os motores elétricos apresentam menor nível de ruído irradiado, devido às suas características construtivas e, portanto, não produzem tanta vibração e ruído quanto os equipamentos mecânicos [1]-[3]-[4]-[5].

E à medida que os sistemas e equipamentos que atualmente são mecânicos forem substituídos pelos elétricos, ocorrerá à diminuição da assinatura acústica total emitida [15].

2.6) Conclusões

Como foi visto neste trabalho, a aplicação da propulsão elétrica em navios tem uma história de sucessos ao longo dos últimos anos.

O sucesso nas tentativas recentes, de aumentar a densidade de potência dos motores elétricos empregados neste tipo de propulsão, permite que navios militares possam se beneficiar das vantagens inerentes ao uso da propulsão elétrica em um futuro próximo.

Algumas vantagens associadas à adoção do acionamento elétrico são listadas a seguir:

- Excelente controle de velocidade e torque em toda faixa de velocidade;
- Facilidade para adoção de controles automáticos e remotos;
- Maior capacidade de reversão rápida de velocidade, propiciando a redução de tempo e distância de parada brusca (30 a 50% de redução na distância de parada, em caso de emergência) [18];
- Não é necessário usar hélice de passo controlável, haja vista que, o custo deste hélice representa cerca de 33% do valor da máquina principal, enquanto que, o hélice de passo fixo representa apenas 8% [18];
- Redução do ruído do motor e da vibração transmitida do eixo ao hélice; e
- Flexibilidade no gerenciamento da distribuição da potência em operações normais e rápida recuperação após a detecção de defeitos (incêndios, alagamentos, ataques a bala, e outros tipos de falhas).

Capítulo 3: A Eletrônica de Potência

3.1) Os Avanços no Estado da Arte da Eletrônica de Potência

O significativo avanço das tecnologias de Eletrônica de Potência foi um dos motivos mais importantes para a rápida e consistente reintrodução da Propulsão Elétrica no cenário naval mundial.

A Eletrônica de Potência trata da aplicação de dispositivos semicondutores de potência, como tiristores e transistores, na conversão e no controle da energia elétrica em níveis de potência compatíveis com a propulsão naval. As aplicações dos dispositivos de estado sólido no campo da potência elétrica crescem exponencialmente até os dias de hoje [24].

O termo eletrônica de potência vem sendo usado desde a década de 60 com a descoberta, pela General Electric, em 1957, do Retificador Controlado a Silício (SCR), usualmente chamado de tiristor [4]. A eletrônica de potência progrediu com rapidez nos últimos anos, com o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência que podem chavear altas correntes (alguns kA) eficientemente em altas tensões (alguns kV). Uma vez que, estes dispositivos oferecem alta confiabilidade, pequeno porte, custo baixo, e eficiente controle automático da potência elétrica, a eletrônica de potência expandiu sua abrangência para as mais diversas aplicações [25].

As chaves semicondutoras de potência são os elementos mais importantes em circuitos de eletrônica de potência. Os principais tipos de dispositivos semicondutores usados como chaves nestes circuitos são: diodos, transistores de potência de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFET), transistores bipolares de porta isolada (IGBT), retificadores controlados de silício (SCR), tiristores bidirecionais de porta controlada (TRIACS), tiristores de desligamento por porta (GTO), e tiristor comutado com porta integrada (IGCT) [25]-[26].

Os dispositivos semicondutores de potência possuem suas próprias limitações e vantagens características. A Tabela 1 evidencia algumas diferenças entre as grandezas: corrente nominal, tensão nominal e frequência de chaveamento, dos principais tipos de

dispositivos semicondutores atualmente em utilização, e mostra também, o ano no qual cada dispositivo passou a estar disponível no mercado [25]. Na Fig. 22 pode-se observar que à medida que a frequência de chaveamento aumenta a capacidade de transmissão de potência elétrica diminui e vice-versa [25]. Já a Fig. 23 mostra uma comparação entre a máxima frequência de chaveamento (Hz) e a capacidade de potência chaveada (W), de alguns componentes utilizados nos dispositivos de Eletrônica de Potência [26].

Tabela 1: Comparação entre os dispositivos semicondutores.

Dispositivo	Disponível em:	I nom (kA)	V nom (kV)	Frequência (kHz)
Tiristor (SCR)	1957	4	8	0,5
GTO	1962	6	6	2
IGBT	1983	3,5	6,5	90
MOSFET	1976	0,25	1	1000

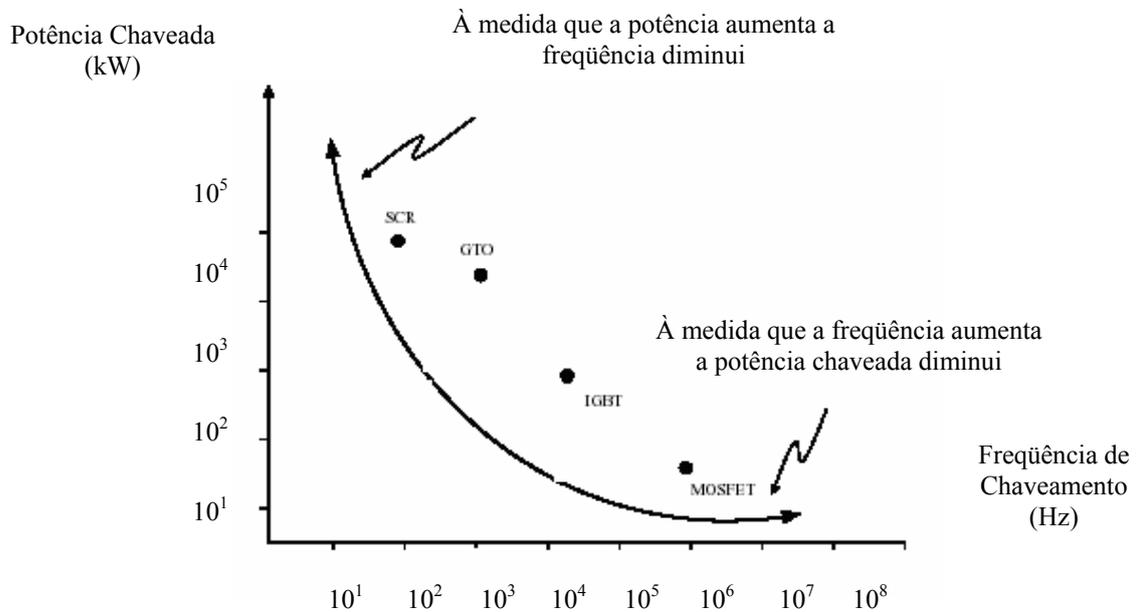


Fig. 22: Frequência de Chaveamento X Potência Chaveada.

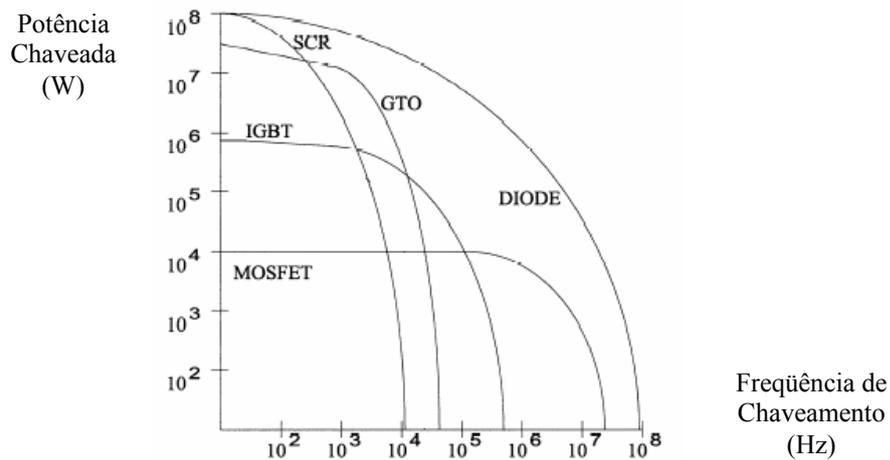


Fig. 23: Frequência de Chaveamento (Hz) X Potência Chaveada (W).

Em relação à controlabilidade os dispositivos semicondutores de potência podem ser classificados da seguinte forma:

- Diodos – possuem condução e bloqueio controlados pelo circuito de potência;
- Tiristores – possuem disparo efetuado por um sinal de controle, e bloqueio controlado pelo circuito de potência; e
- Chaves Controláveis – possuem disparo e bloqueio efetuados por um sinal de controle (ex: MOSFET, IGBT, GTO).

As perdas das chaves semicondutoras irão ditar os requisitos de refrigeração, que frequentemente causam grande impacto no projeto e no arranjo do sistema conversor. As três categorias de perdas podem ser definidas conforme mostrado a seguir [5]:

- Perdas na Condução: são as perdas que ocorrem quando o dispositivo semicondutor está conduzindo. Quando a chave estiver ligada ocorre uma pequena queda de tensão sobre ela, chamada tensão de saturação;
- Perdas de Chaveamento: São as perdas que ocorrem nas chaves devido à impossibilidade das mesmas passarem de um estado para outro, de ligado para desligado e vice-versa, de modo instantâneo. À medida que aumentamos a frequência de chaveamento maior serão as perdas; e
- Perdas de pequeno valor causadas pelas correntes de fuga e as perdas associadas aos circuitos de disparo [5].

A escolha da chave semicondutora a ser empregada no sistema conversor, para efetuar o controle de velocidade do motor, é realizada através da análise dos seguintes fatores: faixa de potência suportada pelo dispositivo, o tipo de comutação empregada, a frequência de chaveamento, o sistema de controle exigido e a eficiência do dispositivo [4].

Os requisitos adicionais para a chave semicondutora em aplicações com alta potência para o setor naval são: tensões de bloqueio elevadas (kV), correntes de condução elevadas (kA), altas frequências de chaveamento (kHz), e reduzidas perdas por chaveamento e condução. Quanto mais alta for a frequência de chaveamento menor será a demanda por filtros e os circuitos poderão ter peso e volumes reduzidos, característica esta extremamente desejável no meio naval militar [4].

Dentre todos os tipos de chaves semicondutoras de potência três delas estão sendo intensamente utilizadas em conversores de altos níveis de potência (faixa de MW) no setor naval: os retificadores controlados de silício (SCR), os tiristores de desligamento por porta (GTO) e os transistores bipolares de porta isolada (IGBT).

Atualmente, os dispositivos semicondutores mais utilizados nos diversos tipos de conversores são os tiristores, que atuam como chaves e cujo disparo pode ser controlado através de um sinal em seu terminal de controle (*gate*). No entanto, não podem ser bloqueados pelo *gate*, pois operam com comutação natural. Atualmente são os dispositivos com a maior capacidade de potência, na faixa de tensão entre 50V até 8kV, e capacidade de condução de corrente elétrica entre 1A até 4kA [4]. Devido a este fato ainda deverão ser utilizados, por um longo período de tempo, em aplicações importantes que empregam valores elevados de potência.

A segunda chave semicondutora mais utilizada nos circuitos de eletrônica de potência, do setor naval, é o tiristor de desligamento por porta (GTO), que pode ser disparado como um tiristor e bloqueado com um pulso negativo de corrente. Ele opera com comutação forçada, pois seu desligamento ocorre com a aplicação de uma corrente negativa no seu terminal de controle (“gate”). Esta característica de desligamento é uma vantagem, pois é possível efetuar um controle do momento de desligamento de forma independente da comutação natural. Entretanto, é necessária a inclusão de circuitos auxiliares e de controle mais complexos, pois a corrente de controle do bloqueio possui valor elevado. Este dispositivo é utilizado em altas potências, e com frequências de

chaveamento que variam de 1 kHz até 2 kHz. A operação do GTO ocorre com limites máximos de tensão de 6 kV e de corrente de 6 kA [5]-[25], e com potência máxima na faixa de 5-10 MW [4].

A mais recente tecnologia empregada nos conversores de alta potência emprega os transistores bipolares de porta isolada (IGBT). O IGBT foi criado de forma híbrida, através da integração da tecnologia bipolar do BJT (capacidade de corrente de coletor) com a tecnologia do MOS (“metal óxido semiconductor”) de potência (controle por tensão aplicada entre o gate e o emissor) [26]-[27].

Atualmente o IGBT é um dos dispositivos disponíveis mais avançados em tecnologia e é muito utilizado em aplicações industriais. Dentre suas principais características, destacam-se [26]-[27]:

- Baixas perdas por condução, quando operam com corrente nominal;
- Operação com tensões (até 6.5kV) e correntes elevadas (até 3.5kA);
- Podem operar em altas frequências de chaveamento;
- Apresentam circuitos de controle mais simples;
- A operação do IGBT, em dispositivos no setor naval, já ocorre na faixa de tensão entre 50 V até 5.000 V [4].

A disponibilidade destes dispositivos eletrônicos, com as características descritas acima, tornou viável o desenvolvimento dos conversores de potência para efetuar o efetivo controle de velocidade, através da variação da frequência, de motores elétricos de elevada potência (MW), em corrente alternada, e com a garantia de introduzir a menor quantidade possível de harmônicos no sistema de alimentação e na carga (motor) (Fig. 24).

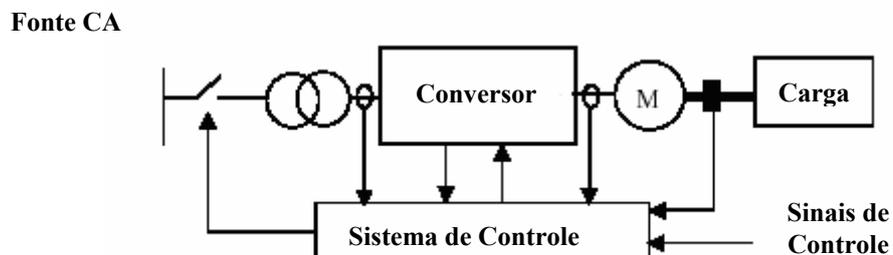


Fig. 24: Acionamento Elétrico com Conversor de Frequência.

As principais funções dos conversores de frequência para alimentação de motores elétricos são: converter a tensão e a corrente elétricas fornecidas pela unidade geradora para os níveis especificados para o determinado motor e efetuar o controle do fluxo de potência da fonte geradora até a carga consumidora (motor elétrico).

Os sistemas conversores para o acionamento e controle de velocidade de motores elétricos para a propulsão naval devem ser projetados com os seguintes requisitos [25]:

- Elevada confiabilidade, pois deve ser capaz de suportar a falha de um componente e ainda continuar a operar mesmo com capacidade reduzida. Caso seja necessário são empregados equipamentos reserva que garantem a elevada redundância exigida no meio militar naval;

- Elevada durabilidade (robustez), de forma a garantir uma alta taxa de disponibilidade e ser dotado de um processo de manutenção e reparo de fácil realização nas adversas condições de bordo;

- Peso e volume reduzidos em função de um projeto otimizado do conversor e de seu sistema auxiliar de resfriamento a água, aproveitando desta forma a facilidade de captação da mesma a bordo;

- Pleno atendimento às normas nacionais e internacionais, civis e militares, em relação aos requisitos de choque, vibração e interferência eletromagnética;

- Características modulares de forma a facilitar a integração de sistemas já existentes com futuros equipamentos e novos sistemas a serem instalados a bordo;

- Elevado nível de automação, através de um eficiente sistema de controle e monitoração que possibilite o diagnóstico remoto do sistema conversor;

- Elevada eficiência do sistema conversor, independente da característica operativa (faixa de velocidades) do motor elétrico por ele acionando;

- Custo inicial para aquisição e de manutenção ao longo da vida útil do navio reduzidos.

3.2) Os Conversores Utilizados no Setor Naval

As configurações básicas de conversores de frequência utilizadas no setor naval são mostradas na Fig. 25 a seguir.

O Cicloconversor (“Cycloconverter”) e o Inversor Fonte de Corrente (CSI) utilizam os tiristores com comutação natural [27]-[28].

O Conversor Fonte de Tensão (VSC) pode utilizar as seguintes chaves com comutação forçada: transistores bipolares de porta isolada (IGBT), tiristores de desligamento por porta (GTO) e tiristores de porta comutada integrada (IGCT) [28]-[29].

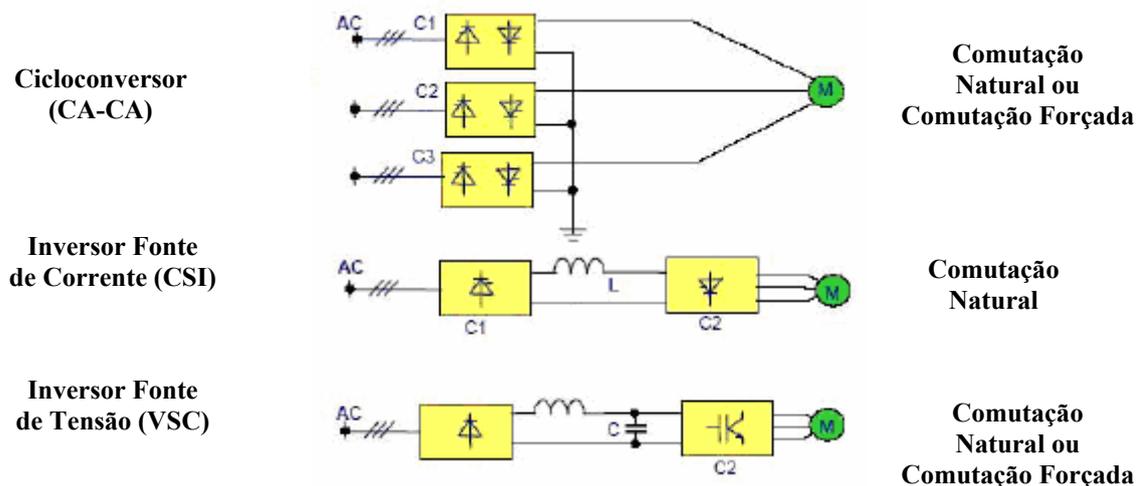


Fig. 25: Principais tipos de Conversores utilizados no Setor Naval.

3.2.1) O Cicloconversor

O cicloconversor para aplicações de acionamento de motores síncronos foi utilizado pela primeira vez na década de 1960. Ele foi o primeiro dispositivo a empregar a tecnologia da Eletrônica de Potência para fazer a conversão de energia para o controle da rotação ou torque dos motores elétricos, de potências elevadas [4].

O cicloconversor converte uma tensão e frequência de entrada fixa em grandezas variáveis de saída, em um único estágio de conversão (conversão direta) sem a necessidade da existência de um link de corrente contínua (CC). Este conversor é capaz de variar a frequência de saída numa faixa de 0 até 0,5 do valor da frequência da entrada. De forma a garantir um melhor controle da forma de onda e uma redução dos harmônicos, a frequência de saída é usualmente limitada a 0,33 vezes o valor da frequência de entrada. Esta pequena faixa de variação de frequência se encaixa perfeitamente nas aplicações com o perfil de elevada potência e baixas velocidades [4].

Este dispositivo que faz a conversão direta da frequência pode ser empregado para o acionamento de motores síncronos e assíncronos.

Até os dias de hoje, nas aplicações navais somente os motores síncronos, com tensão nominal na faixa de 1.500 V até 1.800 V, foram empregados com este tipo de conversor [27].

A maior vantagem encontrada no acionamento com cicloconversor é o seu elevado torque a baixas velocidades (com a ocorrência muito reduzida de torques pulsantes), e também a sua excelente resposta dinâmica. Outras características vantajosas desta configuração conversora são: a possibilidade de ligações de várias pontes conversoras para obter maiores valores de potência elétrica, e a capacidade de operar mesmo com elevadas sobrecargas [28].

As seguintes limitações são encontradas nesta configuração conversora: elevadas dimensões, a frequência de saída é limitada a 30%-40% do valor da frequência da entrada, baixo valor do fator de potência (pois será dependente do valor da velocidade do motor), e um complexo espectro de harmônicos, tanto no lado da fonte como no da carga [4].

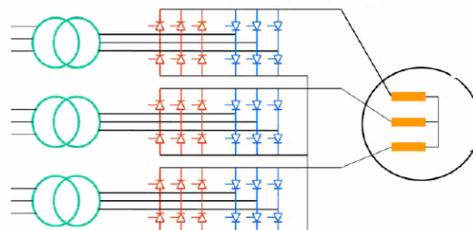


Fig. 26: Topologia do cicloconversor de seis pulsos para sistema trifásico.

O Cicloconversor, que é aplicado geralmente em motores de grande porte e elevada potência, possui uma configuração padrão composta de duas pontes conversoras em antiparalelo por fase, totalizando seis pontes para um sistema trifásico (Fig. 26) [4]-[30].

Como exemplo de navio que utiliza a tecnologia do Cicloconversor, temos o Navio Quebra-Gelo da Guarda Costeira Americana “Healy”, que entrou em operação em 1997 (Fig. 27), com duas unidades conversoras de 5,6 MW cada (Fig. 28), e apresenta um perfil de operação com elevada potência, baixa velocidade, e grande performance hidrodinâmica (Fig. 29) [4]-[29]-[30].

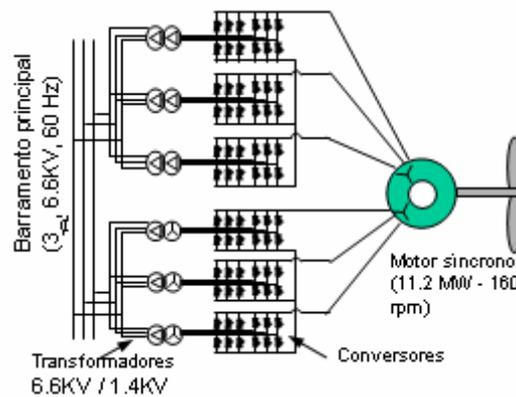


Fig. 27: Cicloconversor do Navio “Healy”.



Fig. 28: Cicloconversor Refrigerado a água com 5,6 MW.



Fig. 29: Navio Quebra-Gelo da Guarda Costeira Americana "Healy".

3.2.2) O Inversor Fonte de Corrente (CSI)

O Inversor Fonte de Corrente (CSI) é um conversor de frequência indireto, pois possui dois estágios: uma retificação (CA-CC) e uma inversão (CC-CA) [4]-[27]. O Inversor Comutado pela Carga (LCI) é um caso particular do Inversor Fonte de Corrente (CSI) onde a chave controlada utilizada é o tiristor.

A seção retificadora (lado da fonte), composta por tiristores com comutação natural, recebe da fonte de alimentação potência elétrica com frequência constante de 60 Hz e produz uma tensão contínua controlada. Devido à atuação do retificador a tiristores, o valor do fator de potência varia de forma totalmente dependente com a velocidade do motor. Na operação com a velocidade nominal do motor, o fator de potência pode ser alto (0,9), mas à medida que a velocidade diminui seu valor decresce até atingir aproximadamente zero. A corrente do lado da fonte contém harmônicos, que geralmente são reduzidos através do emprego de configurações de 12 pulsos [27]-[28].

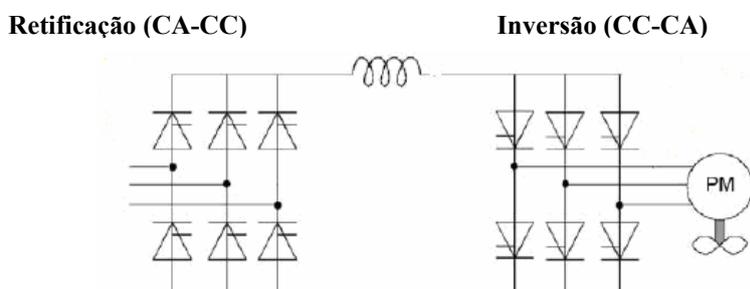


Fig. 30: O Inversor Fonte de Corrente (CSI) alimentado por retificador.

Os estágios de retificação e inversão são separados por um elo contendo um indutor de elevado valor para manter a corrente constante no link e para simular uma fonte de corrente constante (Fig. 30). O elo em corrente contínua desacopla as frequências entre o lado da fonte e o lado do motor, permitindo que a velocidade do motor não seja limitada pelo valor da frequência da fonte de alimentação. Isto possibilita que o motor opere com frequências mais altas do que aquelas fornecidas pela fonte [27]-[29].

Este tipo de conversor é empregado extensivamente na indústria de navios de passageiros (transatlânticos), em faixas de potência de 1 MW até 100 MW. Seu princípio de funcionamento já é bem conhecido, sendo por isso, uma tecnologia bastante confiável e com consolidado domínio de mercado [27]-[28]-[29].

Uma das aplicações da tecnologia do Inversor Fonte de Corrente para a propulsão elétrica é encontrada no Navio Transatlântico “Queen Elizabeth II”, que possui duas unidades conversoras com 11,5 MW cada (Fig. 31). A tensão de alimentação dos conversores é de 10 kV, e cada tiristor opera com 3.600V e 1.278A [1].



Fig. 31: Navio Transatlântico “Queen Elizabeth II”.

As vantagens do emprego do Inversor Fonte de Corrente são descritas a seguir [27]-[28]-[29]:

- A frequência de saída do conversor pode exceder o valor da frequência da fonte de alimentação;
- Pelo fato de utilizar tiristores como dispositivo de chaveamento, possui circuitos de controle mais simples, pois trabalham com o princípio da comutação natural;
- O controle dos tiristores possui a característica de se adaptar rapidamente às variações nas demandas de potência do sistema de propulsão do navio;

- Os elevados níveis de potência e tensão podem ser alcançados através da utilização dos tiristores em série ou pela conexão em série de diversos conversores;

- Os elevados valores de tensão e os reduzidos valores de corrente de operação propiciam a diminuição das perdas de potência no conversor, nos transformadores e nos cabos;

- A tolerância a faltas é outra característica deste conversor, o que lhe garante elevada confiabilidade. Quando o tiristor falha, ele se torna um curto circuito para o dispositivo. Esta característica possibilita que os tiristores defeituosos possam ser isolados, para reparo, e o conversor continua operando normalmente; e

- O emprego deste tipo de conversor propicia uma operação do sistema de propulsão bem silenciosa, ideal para aplicações em navios de passageiros.

3.2.3) O Conversor Fonte de Tensão (VSC)

Os dispositivos de acionamento e controle de velocidade de motores estão em plena e rápida evolução, e suas aplicações a bordo de navios, crescem exponencialmente a cada dia [4].

O rápido e consistente avanço da tecnologia de acionamento de motores com inversores fonte de tensão, especialmente para aplicações navais, ocorreu devido aos seguintes fatores [25]:

- Aumento da faixa de potência capaz de ser chaveada;

- Disponibilidade de chaves controladas (IGBT, MOSFET, GTO e BJT) onde o bloqueio é efetuado por um sinal de controle;

- Melhorias alcançadas na tecnologia de chaveamento e na utilização de micro controladores; e

- Significativa redução nos custos destes conversores [29].

Os Conversores Fonte de Tensão (VSC) com Modulação por Largura de Pulso (PWM) estão dominando o mercado, pois entre as topologias de sistemas conversores é a que apresenta a melhor performance de acionamento para as mais variadas faixas de

velocidade, e atualmente já estão disponíveis inclusive para níveis de média tensão (até 6.6 kV) [27]-[28].

O Sistema Conversor mostrado na Fig. 32, é um conversor de frequência indireto, pois possui dois estágios: um de retificação (CA-CC) e outro de inversão da tensão (CC-CA). Estes estágios são separados por um elo em corrente contínua (CC) que contém um banco de capacitores para garantir o controle constante do nível de tensão contínua e para minimizar o efeito da distorção harmônica [25].

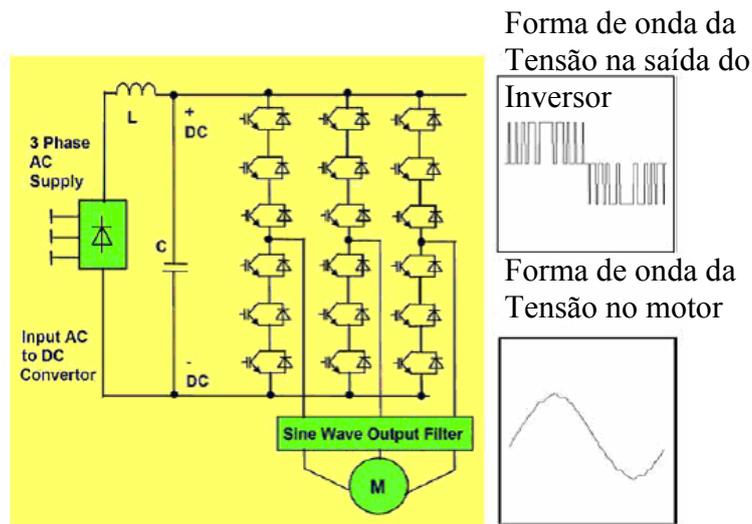


Fig. 32: Inversor Fonte de Tensão (VSC) alimentado pelo Retificador.

Uma vez que a ponte retificadora a diodos é empregada para a geração da tensão contínua, o conversor drena uma corrente proveniente da fonte de alimentação com fator de potência praticamente unitário, que é mantido num nível constante, independentemente das variações de velocidade do motor [28]-[29].

O sistema conversor da Fig. 32 possui um retificador na entrada, que gera uma tensão em corrente contínua fixa para o elo CC que contém um filtro passivo com um indutor em série (L) e um capacitor em paralelo (C). Esta tensão contínua é chaveada rapidamente na saída do inversor. A tensão de linha da saída do inversor tem 3 estados possíveis: $+V_{dc}$, 0, $-V_{dc}$, e o tempo de chaveamento é definido pela Modulação por Largura de Pulso (PWM), de forma a garantir a corrente de saída senoidal para o motor, com um reduzido nível de torque pulsante [30]-[31].

O conversor fonte de tensão tem excelente aplicação em navios de pequeno e médio porte de potência de propulsão. Uma das aplicações desta tecnologia é encontrada no Navio “Caballo del Mar”, que possui duas unidades conversoras de 1.430 kW cada (Fig. 33 e Fig. 34)[32].



Fig. 33: Sistema Conversor (VSC-PWM).

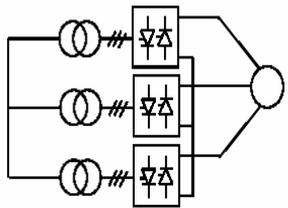
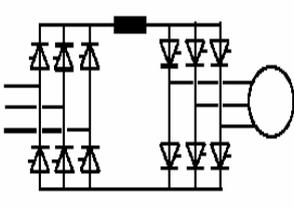
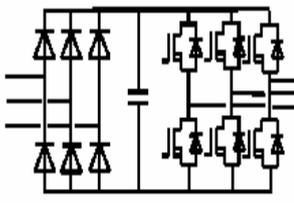


Fig. 34: Navio “Caballo del Mar”.

3.3) Comparação entre os Conversores Utilizados no Setor Naval

Tabela 2. Características dos Conversores empregados no Setor Naval[26].

	Cicloconversor	Inversor Fonte de Corrente (LCI)	Inversor Fonte de Tensão (VSC) com PWM
<i>Tipo de Motor</i>	Síncrono ou de Indução (Customizado)	Síncrono (Customizado)	Síncrono ou de Indução. (Padrão)

<i>Faixa de Potência (MW)</i>	2 a 30 MW.	1 a 100 MW.	0.5 a 25 MW.
<i>Faixa de Variação da Frequência</i>	0 até 30% da Frequência CA.	0 até $f_{m\acute{a}x}$ ($f_{m\acute{a}x} > f_{CA}$).	0 até $f_{m\acute{a}x}$ ($f_{m\acute{a}x} > f_{CA}$).
<i>Torque pulsante</i>	Baixo.	Alto, mas dependente do número de pulsos.	Muito Baixo.
<i>Fator de potência fundamental em velocidades baixas</i>	Baixo. 0 a 0.76 (\approx velocidade)	Baixo. 0 a 0.9 (\approx velocidade)	Alto. ≥ 0.95 (\approx constante)
<i>Configuração do Circuito</i>			
<i>Densidade de potência volumétrica</i>	Boa. (455 kW / m ³)	Moderada. (313 kW / m ³)	Muito Boa. (905 kW / m ³)
<i>Resposta Dinâmica do Torque</i>	(10ms).	(50ms).	(5ms).
<i>Estabilidade</i>	Boa	Moderada	Muito Boa
<i>Regeneração</i>	Inerente.	Inerente.	Necessita de hardware adicional.

3.4) Conclusões

O desenvolvimento de acionamentos eletrônicos de motores elétricos para sistemas navais está crescendo consideravelmente, em função dos avanços alcançados pela Eletrônica de Potência.

Neste capítulo foram resumidas as principais características e os principais desenvolvimentos dos dispositivos semicondutores de potência e as suas aplicações em equipamentos conversores para utilização na área naval.

Foram mostradas as principais características dos conversores utilizados no Setor Naval: o Cicloconversor, o Inversor Fonte de Corrente (CSI) e o Conversor Fonte de Tensão (VSC); e também uma comparação entre estes dispositivos.

O emprego do Conversor Fonte de Tensão (VSC) com Modulação por Largura de Pulso (PWM) está dominando o mercado naval e, atualmente, esta tecnologia já está também disponível para sistemas de média tensão.

A tecnologia, na área de Eletrônica de Potência, empregada no projeto de conversores é imprescindível para propiciar o desenvolvimento de novos tipos de motores de indução multifásicos (por exemplo: 5, 15 fases). O próximo capítulo vai abordar estes novos tipos de motores.

Capítulo 4: O Motor de Indução

4.1) Introdução

O Motor de Indução ou Assíncrono é o tipo de motor elétrico mais utilizado e difundido, para motorização de processos industriais. Sua principal vantagem é a construção bastante simples e robusta, o que possibilitou sua fabricação a um custo mais baixo que outros tipos de motores. O motor de indução consegue proporcionar vantagens econômicas consideráveis tanto no momento da aquisição, quanto ao longo da sua vida útil, pois apresenta reduzidas necessidades de manutenção [33]. São empregados para uma grande variedade de aplicações, desde alguns watts até alguns MW [34].

Mesmo com essas vantagens, os motores de indução não tinham muita importância até alguns anos atrás, quando se levava em consideração aplicações com velocidade variável e controlada, pois todas as tentativas neste sentido necessitavam de um equipamento adicional, ou então, sofriam grandes perdas de potência. Embora fossem investigados os problemas da eficácia de controlar a velocidade dos motores de indução durante décadas, todas as soluções realizáveis até alguns anos atrás eram muito complicadas e/ou caras. Uma primeira solução foi obtida com relação às técnicas de modelagem, com o propósito de se obter um conjunto de equações dinâmicas mais simples e voltadas para aplicações de controle. Mas sua implementação exigia grande esforço computacional, ou os conversores de potência eram inexistentes ou de desempenho insatisfatório. Somente com o progresso da tecnologia de semicondutores de potência é que puderam ser construídos, também, conversores estáticos de frequência que associados e acionados por microprocessadores de alto desempenho, possibilitaram a construção de servossistemas com motores de indução com um custo competitivo com outras tecnologias [33].

O avanço da tecnologia também contribuiu para o aprimoramento das técnicas de modelagem, pois com os novos processadores e programas, existentes no mercado, é possível realizar estudos e simulações de forma bem precisa e rápida [33].

E com estas novas técnicas de modelagem e acionamento, o desempenho do servossistema CA com motores de indução igualou-se ao do servossistema CC. Uma vez que o custo dos motores de indução é bem inferior, os servossistemas CA, se tornaram também muito mais interessantes [33].

Existem dois tipos de motores de indução: o motor de indução gaiola de esquilo e o motor de indução de rotor bobinado. Devido à característica da elevada dimensão dos motores com rotor bobinado, estes não podem ser empregados nas aplicações em sistemas de propulsão elétrica em navios [10].

4.2) Princípio de Funcionamento

O enrolamento de um motor de indução ao qual a energia elétrica é conectada é distribuído ao redor do estator e produz no entreferro um campo magnético girante que roda em sincronismo com a frequência da rede elétrica ($f_{excitação}$ = frequência de excitação). Conforme o campo magnético gira o fluxo magnético “corta” os condutores dos enrolamentos do rotor gaiola de esquilo gerando uma tensão elétrica nos mesmos e por consequência uma corrente nestes enrolamentos, a qual por sua vez produz um fluxo magnético que se opõe ao criado no estator. Portanto, as correntes que circulam no enrolamento da gaiola por indução criam uma distribuição de força magneto-motriz que interage com a distribuição de campo para produzir um torque líquido unidirecional. Esta inter-relação entre os fluxos do rotor e do estator produz este torque e faz com que o rotor siga o movimento do fluxo magnético do estator [35].

A frequência da corrente induzida no condutor do rotor é ditada pela velocidade do rotor na qual está colocada; contudo, a relação entre a velocidade do rotor e a frequência da corrente de armadura é tal que dá uma distribuição ampère-condutor resultante que é estacionária em relação à distribuição do campo produzida pela armadura. Como resultado, o motor de indução com excitação única é capaz de produzir torque a qualquer velocidade abaixo ou acima da velocidade síncrona, e por esta razão é classificado como uma máquina assíncrona. A velocidade síncrona é determinada através de [36]:

$$n_s = \frac{120 * f_{excitação}}{p} \text{ [rpm]}, \quad (4-1)$$

onde:

$$\begin{aligned} n_s &= \text{Velocidade síncrona em rpm;} \\ f_{excitação} &= \text{Frequência de excitação (da rede ou do estator) em Hertz;} \\ p &= \text{Número de pólos.} \end{aligned}$$

A característica principal de dispositivos eletromecânicos de conversão de energia com excitação única consiste em que a velocidade do rotor não pode ser nunca igual à velocidade síncrona, visto que a corrente do enrolamento do rotor é produzida por indução, e, portanto, deve sempre existir uma diferença de velocidade entre o campo do estator e o enrolamento do rotor. Essa diferença de velocidade, ou escorregamento, é uma variável muito importante para o motor de indução e em forma de uma equação pode ser escrito como [36]:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}, \quad (4-2)$$

onde:

$$\begin{aligned} s &= \text{Escorregamento;} \\ n &= \text{Velocidade real do rotor em rpm;} \\ n_s &= \text{Velocidade síncrona em rpm.} \end{aligned}$$

Se o motor girar a uma velocidade diferente da velocidade síncrona (rotação do campo girante), o enrolamento do rotor vai cortar as linhas de força magnética do campo girante e, pelas Leis do Eletromagnetismo, circularão nele correntes induzidas. Quanto maior a carga, maior terá que ser o torque necessário para acioná-la. Para obter um maior torque, proporcionalmente terá que ser maior a diferença de velocidades entre o rotor e o campo girante do estator para que as correntes induzidas e os campos produzidos sejam maiores. Portanto, à medida que a carga aumenta, cai a rotação do motor. Quando a carga for nula (motor a vazio) o rotor irá girar praticamente na rotação síncrona [33].

A vazio o escorregamento é muito pequeno, portanto, como no rotor, sua reatância e sua f.e.m. induzida são todas muito pequenas. Assim, a corrente do rotor é reduzida,

apenas o suficiente para produzir o torque necessário a vazio. O fator de potência é extremamente baixo e em atraso, pois a corrente que circula pelo motor é utilizada apenas para a sua magnetização.

Quando uma carga mecânica é aplicada ao rotor, a velocidade decresce um pouco. O pequeno decréscimo na velocidade causa um aumento no escorregamento, na frequência da corrente rotórica, na sua reatância e na sua força eletromotriz induzida. O aumento da corrente induzida no rotor reflete-se num aumento da corrente primária do estator (componente esta que produz potência). Uma corrente maior será produzida no estator, com um melhor fator de potência, tendendo a produzir mais potência mecânica e solicitar mais potência da linha. À plena carga o motor de indução irá girar a um escorregamento que promove o equilíbrio entre o torque desenvolvido pelo motor e o torque resistente da carga [36].

Se a velocidade do rotor for idêntica à velocidade síncrona, tem-se $s=0$, e se o rotor for estacionário, resulta que $s=1$. Para os motores de indução convencionais, os valores de escorregamento variam entre zero e a unidade [10].

Como a frequência das correntes no rotor está diretamente relacionada à velocidade relativa do campo do estator ao enrolamento do rotor, podemos escrever:

$$f_{rotor} = \frac{p \times s}{120} = \frac{p \times (n_s - n)}{120} = \frac{p \times s \times n_s}{120} = s \times \frac{p \times n_s}{120} = s \times f_{excitação}, \quad (4-3)$$

4.3) O Circuito Equivalente

A operação de um motor de indução trifásico é baseada na indução de tensões e correntes no circuito do rotor através de uma alimentação no circuito do estator, ou seja, através de uma ação semelhante ao transformador. Portanto, o circuito equivalente de um motor de indução trifásico será muito similar ao circuito equivalente monofásico de um transformador. A diferença essencial entre o circuito equivalente monofásico de um transformador e do motor em questão, refere-se à representação do circuito do rotor devido à variação da frequência do rotor em função da velocidade de rotação do motor [37]-[38].

4.3.1) O Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico

Em regime estacionário o motor de indução é meramente um transformador curto-circuitado com enlace de fluxo relativamente pobre entre o enrolamento do estator e as barras do rotor devido ao entreferro. Neste caso, há potência elétrica transferida entre estator e rotor, a qual é dissipada pelas perdas nas barras do rotor e no ferro. Entretanto, o campo magnético girante no entreferro, resultante da interação entre os campos magnéticos do estator e do rotor, produz conjugado e, se este for suficiente para mover a carga no eixo, então resulta em rotação. Sob esta circunstância, a potência elétrica transferida pelo estator que atravessa o entreferro é dissipada em perda joule do rotor e na potência de saída mecânica [37].

Estes vários fenômenos e interações podem ser identificados, representados e quantificados pelo simples circuito equivalente monofásico de 6 (seis) elementos, conforme apresentado na Fig. 35.

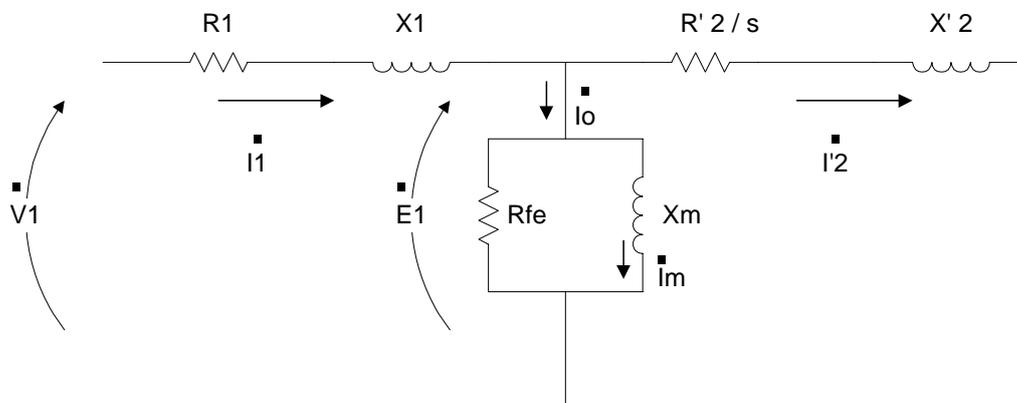


Fig. 35: Circuito Equivalente Monofásico do Motor de Indução Trifásico.

Na Fig. 35 tem-se os seguintes elementos:

- R_1 = Resistência do enrolamento do estator por fase;
- X_1 = Reatância de dispersão do enrolamento do estator por fase;
- R_{fe} = Resistência correspondente às perdas do núcleo magnético por fase;

X_m	= Reatância de magnetização por fase;
R'_2	= Resistência do enrolamento do rotor refletida ao estator por fase;
X'_2	= Reatância de dispersão do enrolamento do rotor refletida ao estator por fase;
I_1	= Corrente de fase do estator;
I'_2	= Corrente de fase do rotor refletida ao estator;
I_m	= Corrente de magnetização por fase;
E_1	= Força eletromotriz induzida refletida ao estator; e
V_1	= Tensão monofásica aplicada ao enrolamento do estator.

4.3.2) Parâmetros do Circuito Equivalente do Motor de Indução

Os parâmetros descritos nesta seção representam os fenômenos físicos mencionados na seção anterior [37].

- **Resistência do Enrolamento do Estator por fase (R_1)**

Esta componente é denominada de resistência do enrolamento do estator por fase e representa as perdas joule (I^2R) do enrolamento do estator.

- **Resistência do enrolamento do Rotor Refletida ao Estator por fase (R'_2)**

Esta componente denominada resistência do rotor refletida ao estator por fase representa a parcela das perdas joules (I^2R) das barras curto-circuitadas do rotor.

- **Reatância de Dispersão do enrolamento do Estator por fase (X_1)**

A componente denominada reatância de dispersão do estator por fase representa a parcela referente aos fluxos que enlaçam totalmente ou parcialmente os enrolamentos do estator, entretanto, não contribuem para o fluxo útil do motor, ou seja, fluxo mútuo entre estator e rotor.

- **Reatância de Dispersão do enrolamento do Rotor refletida ao Estator por fase (X'_2)**

A reatância de dispersão do rotor por fase representa a parcela referente aos fluxos que enlaçam totalmente ou parcialmente as barras do rotor, entretanto, da mesma maneira no caso do estator, não contribuem para o fluxo útil (concatenado) do motor. Esta parcela de dispersão pode ser decomposta pelos mesmos tipos observados na reatância de dispersão do estator, com a ressalva de que são fluxos dispersos no rotor.

- **Reatância de Magnetização por fase (X_m)**

A reatância de magnetização por fase representa a parcela do fluxo mútuo entre o estator e o rotor, que provoca a indução de tensão nas barras do rotor.

- **Resistência correspondente às perdas do núcleo magnético por fase (R_{fe})**

Este parâmetro representa as perdas magnéticas no núcleo por fase do motor devido às correntes parasitas e ao fenômeno de histerese, que são, respectivamente, perdas por correntes induzidas nas chapas do motor e perdas devido às características não lineares do ferro.

4.4) O Torque do Motor de Indução Trifásico

A característica fundamental de qualquer motor de indução é a sua curva de torque versus rotação [35]. Na curva apresentada na Fig. 36 temos representado os seguintes itens:

- ✓ Torque Nominal: É o conjugado que produz a potência nominal à rotação nominal.
- ✓ Torque Máximo: É o conjugado máximo que o motor irá desenvolver com tensão e frequência nominal.
- ✓ Torque de Partida ou com Rotor Bloqueado: É o conjugado que o motor desenvolve em repouso com tensão e frequência nominal aplicada.

- ✓ Torque Mínimo: É o conjugado mínimo que o motor desenvolve durante o período de aceleração do repouso até a rotação em que o conjugado máximo ocorre. Para motores que não possuem um conjugado máximo definido o conjugado mínimo é o menor conjugado desenvolvido até a rotação nominal. Na Fig. 36 este torque é igual ao torque de partida.

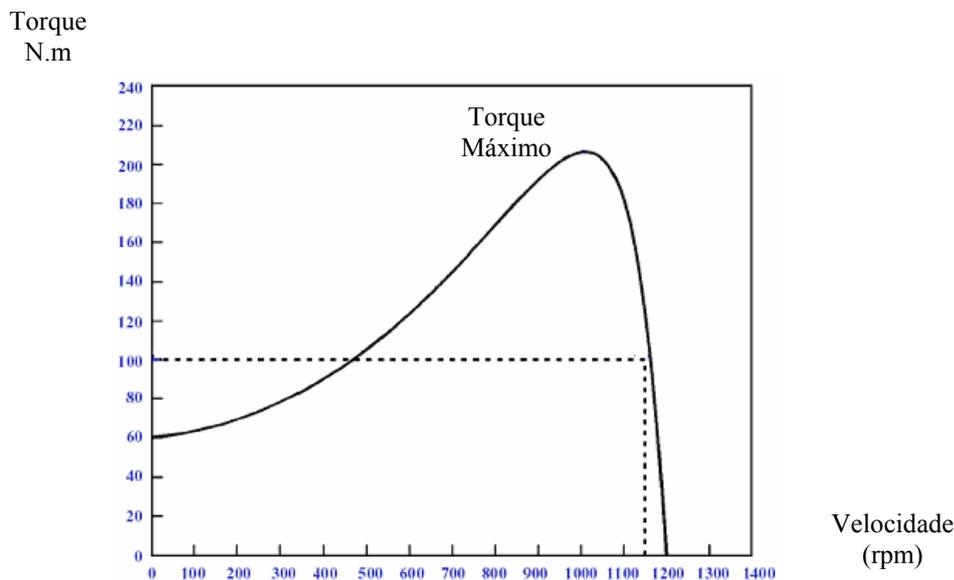


Fig. 36: Curva Característica do Torque do Motor de Indução.

4.5) O Motor de Indução Multifásico (HPO)

A energia elétrica vem sendo gerada, transmitida e distribuída utilizando-se três fases desde o início do último século. Como consequência deste fato, o motor de indução foi inicialmente desenvolvido como um dispositivo de conversão de energia trifásico. Os mecanismos convencionais de acionamento de motores de indução com velocidade variável são usualmente compostos de motores trifásicos alimentados por conversores trifásicos. Como somente o circuito de alimentação do conversor (retificador/inversor) é que é conectado diretamente à rede de alimentação, somente ele necessariamente precisava possuir três fases, mas na prática em função da economia obtida com a produção em massa, o motor de indução trifásico foi dominando o mercado até os dias atuais [39]-[40].

No entanto, quando um motor elétrico é conectado a um conversor de frequência, a exigência de um número específico de fases não é essencial e um número de fases superior a três torna-se uma opção viável [41]-[42]-[43].

Conforme descrito por Williamson e Smith [39] existem três fortes razões que estão ameaçando a permanência da supremacia do motor de indução trifásico:

- Nas aplicações de acionamento de motores com elevada potência (vários MW) ocorre uma forte tendência de customização do sistema como um todo (motor+conversor). O emprego de motores de indução multifásicos (HPO) oferece a possibilidade de projetar e utilizar vários inversores monofásicos com módulos de potência dentro dos padrões usuais no mercado, sem a necessidade do emprego de arranjos em série e paralelo de chaves semicondutoras. Para os projetistas do motor as vantagens associadas ao emprego do motor HPO, consistem na significativa melhoria alcançada na forma de onda da força magneto motriz, na tensão de linha com valor reduzido e no aumento da eficiência do motor. Além destas vantagens ainda é obtida uma redução no ruído acústico, nas perdas totais do motor, na geração do torque pulsante; e uma significativa melhoria na tolerância a defeitos [44]-[45].
- Nas aplicações de acionamento envolvendo níveis de potência menores está ocorrendo uma busca frenética por dispositivos mais eficientes, uma vez que as legislações atualmente em vigor na Europa e nos Estados Unidos vêm adotando critérios de qualidade de energia cada vez mais severos. Aliado a este fator, nota-se uma tendência do mercado para a produção específica de motores para serem utilizados através do acionamento por conversores. O nível de eficiência desejado muitas vezes somente pode ser alcançado com o emprego de motores HPO acionados pelos modernos dispositivos desenvolvidos pela Eletrônica de Potência [39].
- Cada vez mais a indústria trata o acionamento para a variação de velocidade do motor de forma integrada. Para os fabricantes o motor e o seu controle representam uma unidade conjunta, e esta nova abordagem abre vastos campos para a pesquisa das vantagens associadas deste pacote completo, e

também para a busca de soluções para os problemas gerados pelo conjunto (motor de indução + conversor para seu acionamento) [42]-[43]-[46].

O Sistema de Propulsão Elétrica de um navio exige a construção de motores com especificações e arranjo especiais (diferentes topologias, elevada confiabilidade, design compacto, peso e dimensões reduzidas, elevada tolerância contra choques mecânicos, etc.) [47]-[48]-[49].

Devido aos avanços alcançados pela Eletrônica de Potência, os modernos dispositivos para o acionamento e o controle de velocidade dos motores de indução não são mais limitados pelo número de fases do motor empregado. A possibilidade de utilizar um motor de indução com qualquer número de fases tornou viável uma infinidade de arranjos para o acionamento do conjunto “motor + conversor”, acabando com o longo domínio e as restrições encontradas no arranjo convencional trifásico (Fig. 37) [49]-[50]-[51].

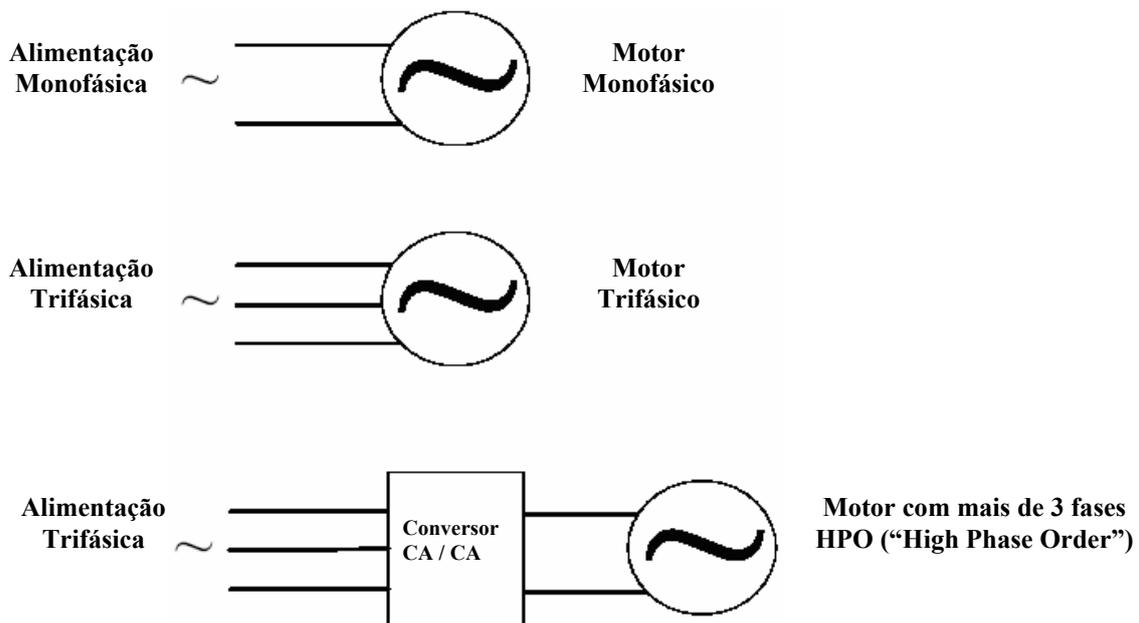


Fig. 37: O conversor possibilita o acionamento de Motores Multifásicos.

Segundo Schouten, Gordon e McMahon [46], a adoção do conceito de unidade conjunta de acionamento que compreende “motor de indução multifásico + conversor”, abre um leque de possibilidade de abordagens e desenvolvimentos de tecnologias

inéditas, específicas para cada nova aplicação. Entretanto, apesar do manancial irrestrito de novas possibilidades e desenvolvimentos futuros um aspecto requer especial atenção: a dissipação do calor gerado pelo motor e pelo conversor, pois este aumento de temperatura afeta diretamente o desempenho dos dispositivos semicondutores do conversor, e, portanto, constitui o maior desafio a ser superado pelos projetistas quando forem realizados os estudos da integração do motor com o conversor. O aumento da temperatura faz com que os dispositivos de eletrônica de potência tenham sua capacidade de condução e controle de potência reduzida [45]-[46].

O objetivo a ser alcançado pela unidade conjunta de acionamento é possuir a combinação de reduzidas perdas do inversor com um motor projetado para ter elevada performance, isto é, reduzido torque pulsante e conteúdo de harmônicos [45]-[46]-[48].

4.5.1) O Motor de Indução Pentafásico (5 fases)

Durante a etapa inicial deste trabalho foi realizada uma procura por bibliografias que tratassem de motores de indução multifásicos (HPO), para que fossem obtidas informações básicas sobre esta nova tecnologia.

O Professor Toliyat, que fez apresentação sobre este tema, na COPPE/UFRJ em 2005, foi uma referência neste assunto, pois aborda o acionamento de motores pentafásicos (Fig. 38) em diversos trabalhos publicados [40]-[41]-[42]-[43]-[47]-[52]-[53]-[54]. Ele inclusive participou do projeto, desenvolvido pelas Marinhas Americana e Inglesa, que resultou no Motor de Indução Avançado com 15 fases, que será tratado a seguir.

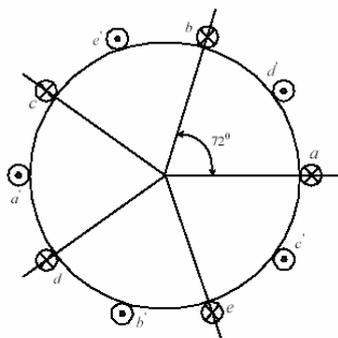


Fig. 38: Distribuição das Fases no Motor de Indução Pentafásico.

Pelo acesso à internet foi encontrado um site de uma empresa chamada “Chorus Motors”, com escritórios localizados nos Estados Unidos e na Inglaterra, que é especializada no projeto e fabricação de motores multifásicos [57].

No Brasil foram encontrados alguns trabalhos publicados [43]-[55]-[56] pelo Grupo de Automação e Controle de Sistemas da Faculdade de Engenharia da Pontifícia Universidade do Rio Grande do Sul (PUC-RS); e também pelo Grupo que trabalha com o Professor Jacobina, na Universidade Federal da Paraíba, em Campina Grande, (UFPB) [58]-[59].

4.5.2) O Motor de Indução Avançado (AIM - 15 fases)

Os avanços alcançados pela Eletrônica de Potência através do desenvolvimento de componentes semicondutores para elevadas potências (IGBT, IGCT,...) resultaram em conversores tipo VSC com elevada frequência de chaveamento. O emprego deste tipo de conversor em navios com Propulsão Elétrica está tornando viável a utilização de motores especialmente desenvolvidos para aplicações militares [49]-[60].

O Motor de Indução Avançado (AIM – “Advanced Induction Motor”) está sendo desenvolvido pela empresa “ALSTOM CORPORATION” desde 1987 (Fig. 39). A empresa desenvolveu esta tecnologia como uma solução para as aplicações que exigem baixa velocidade e elevado torque, como por exemplo, a propulsão elétrica de navios [60].



Fig. 39: O Motor de Indução Avançado (Multifásico com 15 fases).

A característica principal alcançada com a tecnologia deste tipo de motor foi a elevada densidade de potência, que torna este motor extremamente interessante para aplicações em navios de guerra onde o espaço disponível é um prêmio para os projetistas [44]-[45].

Para estas aplicações que requeiram baixa velocidade e elevado torque, conseguiu-se otimizar o design do motor de indução (características eletromagnéticas do rotor) de forma a alcançar elevados valores de densidade de potência, sem diminuir a performance do motor [50]-[60].

Uma das medidas da densidade de potência de um motor é a Tensão de Superfície do Entreferro (AGSS – “Airgap Shear Stress”), que é uma força por unidade de área na superfície do rotor devido ao torque do motor, e que é definida como:

$$\sigma_r = \frac{\tau}{2 \times \pi \times r_r^2 \times l_r}, \quad (4-4)$$

onde:

- σ_r = Tensão de Superfície do Entreferro – (AGSS)[Nm⁻²];
- τ = Torque [Nm];
- r_r = Raio do rotor [m];
- l_r = Comprimento do rotor [m].

A equação (4-4) indica que a força magnética do motor, expressa pela Tensão de Superfície do Entreferro, é diretamente proporcional ao torque produzido. Portanto, uma vez otimizando esta força consegue-se elevar o valor do AGSS e conseqüentemente o valor do torque produzido [60].

Na Tabela 3 a seguir são fornecidos os valores de AGSS para diversos tipos de tecnologias de motores, e ao efetuar uma breve comparação nota-se que este parâmetro do motor AIM alcança valor bem próximo do encontrado para o motor síncrono de ímãs permanentes, cuja tecnologia ainda não está totalmente consolidada para operar com a Potência Nominal na qual o motor AIM opera (20 MW).

Tabela 3: Tipo de Motor X Tensão de Superfície do Entreferro (AGSS).

Motor	Tensão de Superfície do Entreferro (AGSS – “Airgap Shear Stress”) [Nm⁻²]
Motor de Indução padrão para aplicações industriais.	13
Motor de Indução Avançado (AIM).	100
Motor Síncrono de Imãs Permanentes.	120
Motor Síncrono com Material Supercondutor em Alta Temperatura.	340

Motores com elevada densidade de potência devem possuir obrigatoriamente um eficiente método de resfriamento, para garantir a performance desejada. No Motor de Indução Avançado (AIM) o sistema de resfriamento desenvolvido é a ar, e a construção do rotor e do estator foram feitas de forma a possibilitar a presença de dutos de ventilação radiais para retirar o calor gerado nos enrolamentos [10]-[60].

Além da vantagem relativa à densidade de potência, o Motor de Indução Avançado (AIM) também possui elevada confiabilidade (pois é capaz de continuar operando mesmo perdendo algumas fases), baixa assinatura acústica, elevada capacidade de resistir a choques mecânicos. Ele foi projetado com base nos requisitos e especificações militares de choque, ruído, vibração, e interferência eletromagnética, e é um exemplo de motor multifásico (HPO) especialmente desenvolvido para acionar o Sistema de Propulsão Elétrica dos novos navios “Type 45”, da Marinha Real Britânica [61].

A Fig. 40 mostra o arranjo dos enrolamentos do estator do Motor de Indução Avançado (AIM), que possui 15 fases não aterradas [60]-[62].

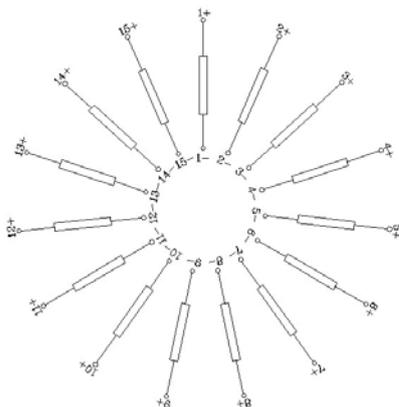


Fig. 40: Sistema multifásico com 15 fases não aterradas.

Na Tabela 4 a seguir são descritas as características gerais do motor de indução avançado (AIM) [10]-[49]-[60]-[62].

Tabela 4: Características Gerais do Motor de Indução Avançado (AIM)[11].

Motor de Indução Avançado (AIM)	
Potência Nominal:	19 MW
Velocidade Nominal:	150 rpm
Frequência Nominal:	15 Hz
Número de Pólos:	12 pólos
Número de Fases:	15 fases
Fator de Potência:	> 0,8
Peso:	70 toneladas
Diâmetro Externo:	2,8 metros
Altura:	3,0 metros
Largura (considerando os trocadores de calor):	3,6 metros
Comprimento Total:	3,3 metros

Eficiência:	97% com 100% de velocidade
	97,1% com 80% de velocidade
	95,5% com 60% de velocidade
	93% com 40% de velocidade
	80% com 20% de velocidade
Velocidade Máxima:	180 rpm
Torque Nominal:	1.061 MNm (para todas as faixas de velocidade)

4.6) Principais Características dos Motores de Indução Multifásicos (HPO)

Os motores de indução multifásicos estão tendo preferência em relação aos convencionais trifásicos, pois quando estes são acionados por conversores multifásicos, apresentam as seguintes características:

- A potência convertida e controlada em cada fase é menor, possibilitando desta forma o pleno emprego dos conversores padrão com IGBT's, sem haver a necessidade obrigatória de efetuar ligações em série ou em paralelo de componentes [37];
- Os algoritmos do sistema controle do motor garantem o seu funcionamento mesmo na ocorrência de falhas envolvendo a perda de uma ou mais fases (elevada tolerância a faltas), garantindo desta forma uma maior confiabilidade [3];
- Apresenta um valor de densidade de potência mais elevado quando comparado com o tradicional trifásico;
- São capazes de reduzir a amplitude e aumentar a frequência do torque pulsante [3]-[37];
- O valor do torque em relação ao valor da corrente eficaz é maior quando considerada uma máquina de mesmo volume e de apenas três fases; e

- Com as melhorias alcançadas no projeto do motor multifásico consegue-se obter um reduzido nível de ruído acústico, característica esta de grande importância para os navios militares [37].

4.7) Conclusões

No início deste capítulo foram apresentados os conceitos básicos relativos aos motores de indução trifásicos. Foram mostrados: o princípio de funcionamento, o circuito equivalente, a definição dos principais parâmetros do motor, e a curva característica do torque.

Estes conhecimentos foram preparatórios para a inserção do conceito do Motor de Indução Multifásico (HPO). Esta tecnologia de motores está apresentando grande destaque no cenário atual, e está baseada no princípio do projeto conjunto “motor de indução + conversor para seu acionamento”. Significativas vantagens estão associadas a esta nova tecnologia, e tais desenvolvimentos que envolvem a Eletrônica de Potência, estão em crescimento exponencial, pois podem ser empregadas para as mais diversas aplicações.

E, finalizando o capítulo, foram apresentadas algumas características gerais do Motor de Indução Avançado (AIM), desenvolvido pela empresa Alstom Corporation, ao longo dos últimos 20 anos, e que será utilizado como motor para a Propulsão Elétrica dos novos Contratorpedeiros “Type 45” da Marinha Real Inglesa.

No próximo capítulo será feita a modelagem matemática analítica matricial completa do Motor de Indução Trifásico, que serviu como base para o desenvolvimento do modelo do motor de 5 e de 15 fases.

Capítulo 5: Modelagem Matemática do Motor de Indução

5.1) Introdução

A teoria é geralmente uma afirmativa genérica de um princípio extraído da observação e um modelo é uma representação da teoria que pode ser utilizado para a predição e controle. Para ser útil o modelo deve ser realístico, de simples entendimento e fácil aplicação. Estes imprescindíveis requisitos são conflitantes, pois os modelos realísticos raramente são simples e os modelos simples raramente são realísticos. Em função disso, geralmente o escopo do modelo é definido pelo aspecto considerado mais relevante; e as características e os aspectos de funcionamento cujas implicações sejam pertinentes deverão, obrigatoriamente, estar representados no modelo a ser considerado [63].

A modelagem pode ser descrita como um processo de análise e síntese para alcançar a descrição matemática mais adequada que compreenda as características dinâmicas mais significativas do motor, em termos de parâmetros que poderão vir a ser facilmente determinados na prática [63].

O procedimento para o desenvolvimento de um modelo é sempre iterativo. O ciclo começa com a identificação do propósito do modelo, suas restrições, os tipos de simplificações que serão assumidas, as omissões adotadas, e a definição das facilidades computacionais que estarão disponíveis [62]-[63].

O modelo desenvolvido deverá ser verificado e validado. A verificação envolve a checagem da consistência dos recursos matemáticos envolvidos na solução da questão. Já a validação consiste na determinação do grau de adequação do modelo em relação aos aspectos considerados pertinentes e que foram representados no mesmo [64]-[65].

A modelagem e a simulação do modelo criado têm uso específico. Este procedimento é extremamente benéfico nas situações onde o atual sistema não existe em pleno funcionamento ainda, como é o caso do Motor de Indução Multifásico. A simulação representa, portanto, uma ferramenta indispensável através da qual é possível adquirir novos conhecimentos e melhores entendimentos e interpretações dos resultados do sistema estudado [62]-[63].

Durante a pesquisa realizada para a elaboração deste trabalho, foram encontradas algumas informações obtidas através de modelagens e simulações que forneceram conhecimentos técnicos preliminares para a realização deste trabalho [62]-[63]-[68]-[69]-[73].

5.2) Convenções, Hipóteses e Notações

O Motor de Indução Trifásico, que servirá como base para o estudo dos motores multifásicos, de 5 e 15 fases, obedece às seguintes considerações:

- Convenções e Hipóteses:
 1. Máquina simétrica trifásica composta por: três fases no estator idênticas de índices sa, sb, sc ; e três fases no rotor idênticas de índices ra, rb, rc .
 2. Ângulos elétricos entre bobinas de estator ou rotor iguais a:
 - 3 fases: $\frac{2\pi}{3}$ radianos elétricos ou 120° elétricos;
 - 5 fases: $\frac{2\pi}{5}$ radianos elétricos ou 72° elétricos; e
 - 15 fases: $\frac{2\pi}{15}$ radianos elétricos ou 24° elétricos.
 3. Correntes “positivas” criam fluxos positivos no sentido do eixo.
 4. Distribuição senoidal do fluxo magnético ao longo do entreferro.
 5. Entreferro constante: comprimento do circuito magnético servindo para o cálculo da indutância é independente do ângulo θ , ou seja, máquina com rotor de pólos lisos.
 6. Máquina não saturada, considerada magneticamente linear (Portanto, não serão consideradas as variações das indutâncias do motor que ocorrem devido à relação $B = \mu H$).
 7. Efeito pelicular e perdas no ferro são desconsiderados.

8. As fases do estator e rotor são conectados em estrela não aterrada, de modo que a soma das correntes instantâneas de estator e de rotor seja nula.
- Notações:
 1. Os expoentes a, b, c indicam a fase considerada. No caso do motor polifásico: a, b, c, d, e ; e no de 15 fases são consideradas as fases: $a, b, c, d, e, f, g, h, i, j, k, l, m, n, o$.
 2. Os expoentes r e s indicam que a grandeza elétrica é relativa ao enrolamento do rotor e ao enrolamento estator.
 3. Os índices numéricos têm o seguinte significado:
 - 1 = a grandeza elétrica é descrita no referencial do estator, e;
 - 2 = a grandeza elétrica é descrita no referencial do rotor.
 4. Indutância própria de uma bobina do estator e do rotor, respectivamente: L_{s1} e L_{r2} .
 5. Indutância mútua entre fases dos enrolamentos do estator e do rotor: m .
 6. Indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor são separadas por eixos magnéticos defasados de um ângulo θ .

A modelagem dinâmica do motor de indução pode ser estudada através de diversas representações matemáticas (Fig. 41):

- Notação Matricial Completa Trifásica (abc);
- Notação Ortogonal ($\alpha\beta 0$) em referencial estacionário; e a
- Notação Ortogonal ($dq0$) em referencial girante.

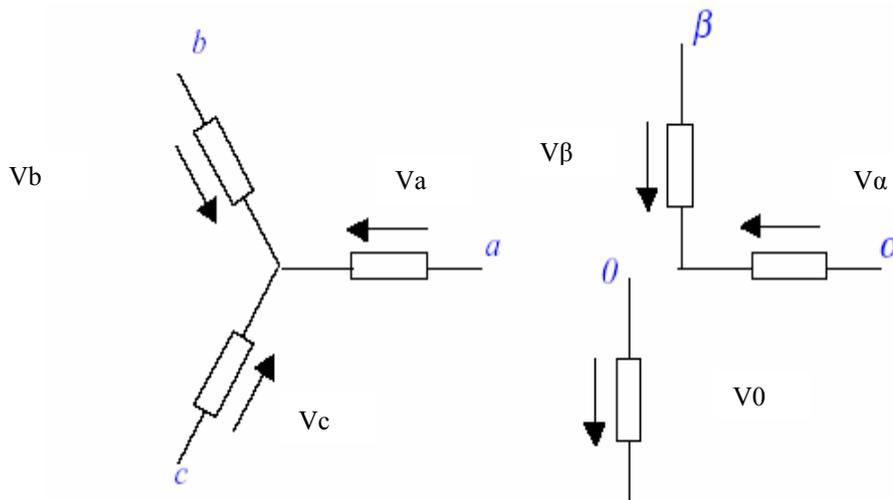


Fig. 41: Representação dos Sistemas de Coordenadas Trifásico e Ortogonal.

Cada notação está relacionada à forma de simplificações aplicadas à estrutura construtiva ou de análise do motor de indução [32].

Na Tabela 5 a seguir é apresentada uma breve descrição dos referenciais que podem ser utilizados na elaboração do modelo matemático do motor de indução.

Tabela 5: Referenciais para o Modelo Dinâmico do Motor de Indução

Referenciais	
abc	Referencial Matricial Completo Trifásico (Natural).
$\alpha\beta 0$	Referencial Estacionário (fixo no estator). Projeta um sistema trifásico simétrico (abc) em um sistema de coordenadas estático ($\alpha\beta 0$) através da utilização da Transformada de Clarke.
dq0	Referencial Girante (gira com uma velocidade angular mecânica fixa no rotor). Emprega a utilização da Transformada de Park que modifica o sistema estático ortogonal de coordenadas $\alpha\beta 0$ em um sistema girante, também ortogonal, de coordenadas dq0, cujas saídas ficam contínuas em regime permanente. É feita uma simplificação no modelo de tal forma que as indutâncias mútuas, normalmente dependentes da posição angular, tornam-se constantes. O sistema de coordenadas gira em sincronismo com a frequência fundamental [61]-[62].

Os modelos matemáticos foram e ainda são muito utilizados para os mais diversos fins, tanto para simulação quanto para controle do motor de indução. Cada uma das modelagens tem sua aplicação específica [32]-[69].

Neste trabalho optou-se pela elaboração de um modelo analítico do tipo matricial completo para o desenvolvimento do modelo do motor de indução de 3, 5 e 15 fases pelas seguintes razões:

1. Precisão na análise de situações de desequilíbrio no sistema. Uma das justificativas para o uso de um motor multifásico é a sua robustez com relação a defeitos (por exemplo, a perda de alimentação de uma fase devido à falha em um ramo de uma ponte inversora). Assim, o modelo deve possuir precisão suficiente para permitir a análise desta situação;
2. Facilidade na interpretação das componentes do modelo. Os modelos que envolvem transformações dos referenciais naturais (abc) para referenciais de dois eixos ortogonais (dq) exigem a definição de eixos de seqüência negativa em quantidade $(n - 2)$, onde n é o número de fases. Os textos consultados, quando muito, apresentam a transformação completa, porém, depois de executada, as componentes de seqüência zero não são utilizadas na análise do modelo. O referencial matricial completo mantém a característica de análise "por fase", a qual permite realizar analogias com as técnicas tradicionais de análise de máquinas elétricas, facilitando a comparação entre os três modelos elaborados (3, 5 e 15 fases);
3. De acordo com Smith & Chen [69], o modelo analítico matricial completo (abc) é o único capaz de permitir a análise de operações desbalanceadas do motor através da precisa representação dos fenômenos assimétricos.

O comportamento dinâmico do motor de indução deve ser obtido através das equações de [33]:

- Tensão / Corrente;
- Fluxo concatenado;
- Conjugado Eletromagnético; e
- Velocidade.

Na representação analítica do modelo matricial completo trifásico (abc) são obtidas sete equações diferenciais para descrever o comportamento dinâmico das grandezas por fase, tanto do estator quanto do rotor, e também as relações entre elas, totalizando no caso do motor trifásico, seis equações de tensão, e uma relacionando a velocidade angular do rotor. A notação matricial completa trifásica apresenta a desvantagem de ser complexa, pois suas sete equações possuem coeficientes que variam em função do tempo e, portanto, apresenta um algoritmo para a simulação mais demorado [33]-[62]-[63] do que o dos modelos baseados em dois eixos (dq). As seis equações diferenciais de tensão estão acopladas através das indutâncias mútuas, entre os enrolamentos do estator e do rotor, e são dependentes da posição do rotor, que ao se movimentar faz com que os termos componentes destas equações variem com o tempo.

Para se fazer uma análise do comportamento dinâmico do motor de indução pode-se utilizar como variável de estado o enlace de fluxo ou a corrente elétrica e os referenciais estacionário ou girante. Nesta dissertação a grandeza elétrica escolhida como variável de estado na elaboração dos modelos multifásicos foi o enlace de fluxo e o referencial adotado foi o estacionário. De acordo com as referências [63]-[67], o referencial estacionário apresenta maior compatibilidade com as representações dos demais componentes da rede de alimentação do motor (conversor).

Uma comparação entre a utilização dos referenciais múltiplos (um para o estator e um para o rotor) ou único e a escolha entre a adoção da corrente ou do enlace de fluxo como variável de estado será apresentada.

A elaboração do modelo matricial completo do motor de indução de 15 fases será executada através da generalização do modelo de um motor de indução trifásico. Como

etapa intermediária, será elaborado o modelo do motor pentafásico onde serão comparadas as suas características dinâmicas com aquelas verificadas no modelo trifásico. Em uma primeira análise, pode-se intuir que o acionamento de um motor de 15 fases assemelha-se ao acionamento de um motor de 5 fases, justificando-se, portanto, a análise intermediária.

5.3.1) Representação Trifásica baseada em Referenciais Múltiplos

De acordo com Smith & Chen [69], o modelo matemático do motor de indução trifásico simétrico pode ser expresso pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 [V_s] &= [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T, \\
 [V_r] &= [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T, \\
 [i_s] &= [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T, \\
 [i_r] &= [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T.
 \end{aligned} \tag{5-1}$$

Em tal modelo, considera-se a utilização de referenciais múltiplos e a escolha das correntes de fase de estator e rotor como variáveis de estado juntamente com a velocidade do rotor.

$$\begin{aligned}
 [V_s] &= [R_s][i_s] + [L_{ss}]p[i_s] + [L_{sr}]p[i_r] + \omega_r[G_{sr}][i_r], \\
 [V_r] &= [R_r][i_r] + [L_{rs}]p[i_s] + [L_{rr}]p[i_r] + \omega_r[G_{rs}][i_s], \\
 T_{elemag} - T_{carga} &= J \cdot p \cdot \omega_r,
 \end{aligned} \tag{5-2}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_1 & -0,5L_H & -0,5L_H \\ -0,5L_H & L_1 & -0,5L_H \\ -0,5L_H & -0,5L_H & L_1 \end{bmatrix}, \tag{5-3}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_2 & -0,5L_H & -0,5L_H \\ -0,5L_H & L_2 & -0,5L_H \\ -0,5L_H & -0,5L_H & L_2 \end{bmatrix}.$$

$$[L_{sr}] = L_H \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \beta) & \cos(\theta - \beta) \\ \cos(\theta - \beta) & \cos \theta & \cos(\theta + \beta) \\ \cos(\theta + \beta) & \cos(\theta - \beta) & \cos \theta \end{bmatrix},$$

$$[G_{sr}] = L_H \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\sin(\theta + \beta) & -\sin(\theta - \beta) \\ -\sin(\theta - \beta) & -\sin \theta & -\sin(\theta + \beta) \\ -\sin(\theta + \beta) & -\sin(\theta - \beta) & -\sin \theta \end{bmatrix}, \quad (5-4)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{3}.$$

$$\begin{aligned} [L_{rs}] &= [L_{sr}]^T, \\ [G_{rs}] &= [G_{sr}]^T, \\ [G_{ss}] &= 0, \\ [G_{rr}] &= 0, \end{aligned} \quad (5-5)$$

$$T_{elemag} = [i_s] [G_{sr}] [i_r]. \quad (5-6)$$

onde:

- ω_r = Velocidade angular mecânica do rotor;
- L_1 = Indutância própria por fase do enrolamento do estator;
- L_2 = Indutância própria por fase do enrolamento do rotor;
- L_H = Indutância de magnetização;
- L_{ss} = Indutâncias próprias de estator;
- L_{rr} = Indutâncias próprias de rotor;
- L_{sr} = Indutâncias mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor;
- p = derivada;
- G_{sr} = Matriz de indutância rotacional (estator e rotor);
- G_{rr} = Matriz de indutância rotacional (estator);
- G_{ss} = Matriz de indutância rotacional (rotor);
- T_{elemag} = Torque eletromagnético.
- T_{carga} = Torque da carga.

Isolando os termos das derivadas das correntes de estator e rotor de (5-2), obtêm-se:

$$\begin{aligned} [L_{ss}]p[i_s] + [L_{sr}]p[i_r] &= [V_s] - [R_s][i_s] - \omega_r [G_{sr}][i_r], \\ [L_{rs}]p[i_s] + [L_{rr}]p[i_r] &= 0 - [R_r][i_r] - \omega_r [G_{rs}][i_s]. \end{aligned} \quad (5-7)$$

As equações matriciais (5-7) representam um conjunto de 06 equações lineares cujas incógnitas são as derivadas das correntes de fase de estator e rotor. Resolvendo numericamente este sistema de equações chega-se ao valor das derivadas das correntes, e posteriormente, através da integração destes valores, obtêm-se as correntes desejadas (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{ra} , i_{rb} , i_{rc}).

Para comprovar a validade do modelo matricial completo do motor de indução trifásico proposto por Smith & Chen [69], foram desenvolvidos os arquivos ChenInic.m, ChenMIStates.m, e ChenMIMat.mdl constantes no Apêndice deste trabalho. Os resultados das simulações realizadas foram satisfatórios e coerentes com a teoria.

A seguir é apresentado o desenvolvimento do modelo matricial completo do motor de indução trifásico elaborado por Cad [33], que foi baseado no estudo anterior de Smith & Chen [69], mas que apresenta as seguintes vantagens sobre a modelagem inicial:

- É um modelo que adota um referencial único entre as grandezas de estator e de rotor, permitindo o desacoplamento das equações de estado, e, portanto, não necessita da solução de um sistema de equações lineares;
- Não necessita do valor da posição angular θ (ângulo de defasagem entre os enrolamentos da fase “a” do estator e “a” do rotor) evitando o cálculo de $\int \omega dt$, sendo, portanto, mais eficiente numericamente.

Devido aos fatores listados acima, que evidenciam que o modelo desenvolvido por Cad [33] apresenta aperfeiçoamentos sobre a modelagem original de Smith & Chen [69], optou-se por seguir a metodologia de Cad para desenvolver os modelos dos motores de 05 e 15 fases.

5.3.2) Representação Trifásica baseada Referencial Único

Na representação matricial completa trifásica, as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico das grandezas por fase, tanto do estator quanto de rotor, bem como as relações entre elas totalizam seis equações de tensão. As equações matemáticas do circuito elétrico do motor de indução, em regime dinâmico, nas variáveis de fase do estator e rotor, e referido aos referenciais do estator e do rotor são apresentadas a seguir.

Estator:

$$\begin{aligned}V_{sa1} &= R_1 i_{sa1} + \frac{d\lambda_{sa1}}{dt}, \\V_{sb1} &= R_1 i_{sb1} + \frac{d\lambda_{sb1}}{dt}, \\V_{sc1} &= R_1 i_{sc1} + \frac{d\lambda_{sc1}}{dt}.\end{aligned}\tag{5-8}$$

Rotor:

$$\begin{aligned}V_{ra2} &= R_2 i_{ra2} + \frac{d\lambda_{ra2}}{dt}, \\V_{rb2} &= R_2 i_{rb2} + \frac{d\lambda_{rb2}}{dt}, \\V_{rc2} &= R_2 i_{rc2} + \frac{d\lambda_{rc2}}{dt},\end{aligned}\tag{5-9}$$

onde os índices numéricos têm o seguinte significado:

- 1 = Grandeza elétrica referida ao estator;
- 2 = Grandeza elétrica referida ao rotor;
- λ = Enlace de fluxo associado ao circuito total de indução de tensão de um circuito magnético ($\lambda = N \cdot \psi$);
- N = Número de espiras;
- ψ = Fluxo magnético de uma única espira.

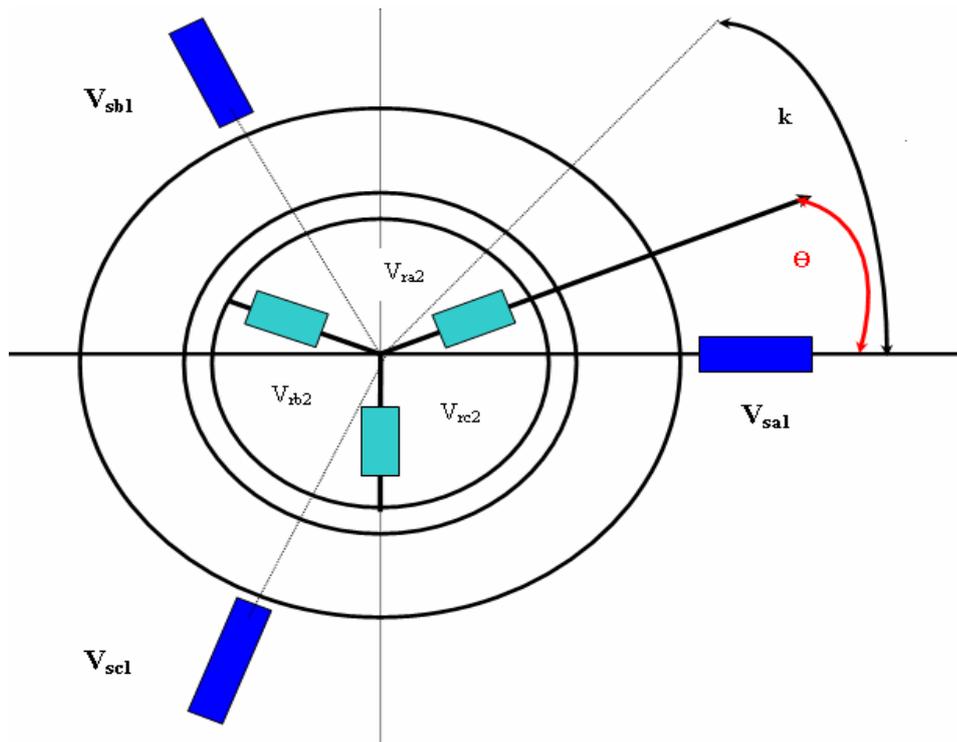


Fig. 43: Circuito Equivalente do Motor Trifásico (2 pólos e rotor gaiola).

Com base na Fig. 43, as equações elétricas de tensão de estator e rotor, que relacionam o comportamento elétrico em um circuito resistivo-indutivo acoplado magneticamente são dadas por:

$$\begin{aligned}
 V_{s1} &= i_{s1} R_{s1} + \frac{d\lambda_{s1}}{dt}, \\
 V_{r2} &= i_{r2} R_{r2} + \frac{d\lambda_{r2}}{dt}.
 \end{aligned}
 \tag{5-10}$$

5.3.3) Equações de Fluxo Concatenado

Os valores das indutâncias servem para representar o fluxo concatenado com a corrente que o produziu. Os termos presentes em (5-8), (5-9) e (5-10), são compostos pelas várias contribuições de fluxos e representam o fluxo total concatenado por fase

devido às indutâncias próprias de estator e de rotor (L_1, L_2), pelas indutâncias de dispersão de estator e de rotor ($l_{\sigma 1}, l_{\sigma 2}$), e pela indutância mútua entre fases dos enrolamentos do estator e do rotor (m) [33].

Considerando-se a fase “a”, a contribuição de fluxo total é dada por:

$$\lambda_{sa1}(t) = (l_1 + l_{\sigma 1})i_{sa1}(t) + l_1 \cos(\beta)i_{sb1}(t) + l_1 \cos(-\beta)i_{sc1}(t) + m \cos(\theta(t))i_{ra2}(t) + m \cos(\theta(t) + \beta)i_{rb2}(t) + m \cos(\theta(t) - \beta)i_{rc2}(t), \quad (5-11)$$

onde:

- θ = Ângulo de defasagem angular entre os enrolamentos da fase “a” do estator e “a” do rotor;
- β = Ângulo de defasagem entre o enrolamento das fases “a” e “b” do estator (120° elétricos);
- l_1 = Indutâncias próprias de estator;
- l_2 = Indutâncias próprias de rotor;
- $l_{\sigma 1}$ = Indutâncias de dispersão de estator;
- $l_{\sigma 2}$ = Indutâncias de dispersão de rotor;
- m = Indutância mútua entre o enrolamento do estator e o do rotor.

Em (5-11) percebe-se a presença de um índice triplo, onde o primeiro termo representa se o fluxo é do estator “s” ou do rotor “r”, o segundo termo representa a fase que esta sendo analisada, “a”, “b” ou “c”, o terceiro e último termo representa se a grandeza elétrica está referida em relação ao estator (1) ou ao rotor (2). Obtêm-se as expressões para a fase “b” e “c” por analogia com a expressão da fase “a”.

Em forma matricial, o vetor fluxo concatenado de estator na notação matricial observado na estrutura do estator, é dado por:

$$\lambda_{s1} = \begin{vmatrix} \lambda_{sa1}(t) \\ \lambda_{sb1}(t) \\ \lambda_{sc1}(t) \end{vmatrix} = \left\{ l_1 \begin{vmatrix} 1 & \cos(\beta) & \cos(-\beta) \\ \cos(-\beta) & 1 & \cos(\beta) \\ \cos(\beta) & \cos(-\beta) & 1 \end{vmatrix} + l_{\sigma 1} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \right\} \begin{vmatrix} i_{sa1}(t) \\ i_{sb1}(t) \\ i_{sc1}(t) \end{vmatrix}, \quad (5-12)$$

$$+ m \begin{vmatrix} \cos\theta(t) & \cos(\theta(t) + \beta) & \cos(\theta(t) - \beta) \\ \cos(\theta(t) - \beta) & \cos\theta(t) & \cos(\theta(t) + \beta) \\ \cos(\theta(t) + \beta) & \cos(\theta(t) - \beta) & \cos\theta(t) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{ra2}(t) \\ i_{rb2}(t) \\ i_{rc2}(t) \end{vmatrix}$$

ou, omitindo a variável independente t, por questão de simplificação:

$$\lambda_{s1} = (l_1 \vec{T}_0(0) + l_{\sigma 1} \vec{I}) \vec{i}_{s1} + m \vec{T}_0(\theta) \vec{i}_{r2}. \quad (5-13)$$

$$T_0(\theta) = \begin{vmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \beta) & \cos(\theta - \beta) \\ \cos(\theta - \beta) & \cos\theta & \cos(\theta + \beta) \\ \cos(\theta + \beta) & \cos(\theta - \beta) & \cos\theta \end{vmatrix}. \quad (5-14)$$

Da mesma forma, podem ser obtidas as expressões de fluxo concatenado nas fases do rotor e referidos ao rotor, cuja representação matricial final será:

$$\lambda_{r2} = m \vec{T}_0(-\theta) \vec{i}_{s1}(t) + (l_2 \vec{T}_0(0) + l_{\sigma 2} \vec{I}) \vec{i}_{r2}(t). \quad (5-15)$$

As equações (5-13) e (5-15) apresentam o inconveniente de que as grandezas relacionadas estão referenciadas a diferentes sistemas de coordenadas, com diferentes deslocamentos angulares. Para fazer uma análise do comportamento dinâmico do motor de indução pode-se adotar, então, um referencial único e comum para as grandezas de estator e de rotor.

5.3.4) Transposição para Referencial Único

Na Fig. 43, o referencial genérico é indicado em linha mais fina e apresenta uma defasagem angular k com relação à fase “a” do estator. A velocidade deste referencial genérico é definido por:

$$\omega_k(t) = \frac{d}{dt} k(t). \quad (5-16)$$

Usualmente adota-se o referencial genérico como sendo um daqueles que possam ser definidos no próprio motor. Desta forma adota-se um dos seguintes referenciais como sendo único:

- Referencial fixo no estator: $\omega_k=0$;
- Referencial fixo no rotor: $\omega_k = \omega_{mec}$, ($\omega_{mec} = \omega_r$);
- Referencial fixo no campo do estator: $\omega_k = \omega_1$.

$$K = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\tan\left(\frac{2\pi}{3}\right)} & \frac{1}{\tan\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \\ \frac{1}{\tan\left(\frac{-2\pi}{3}\right)} & 0 & \frac{1}{\tan\left(\frac{2\pi}{3}\right)} \\ \frac{1}{\tan\left(\frac{-4\pi}{3}\right)} & \frac{1}{\tan\left(\frac{-2\pi}{3}\right)} & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5-17)$$

$$L_H = \frac{3}{2} l_1 = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 l_2,$$

$$L_1 = \frac{3}{2} l_1 + l_{\sigma 1},$$

$$L_2 = \frac{3}{2}l_2 + l_{\sigma 2}.$$

Aplicando as relações geométricas da equação (5-17) nas equações (5-13) e (5-15), efetua-se a transformação adequada dos sistemas de coordenadas, e pode-se substituir o duplo índice (s1 e r2) pelos índices “1” para estator e “2” para rotor.

Com isso, as equações da tensão e do fluxo concatenado tornam-se:

$$\begin{aligned} V_1 &= R_1 i_1 + \frac{d}{dt} \lambda_1 + \omega_k K \lambda_1, \\ V_2 &= R_2 i_2 + \frac{d}{dt} \lambda_2 + (\omega_k - \omega_{mec}) K \lambda_2, \\ \lambda_1 &= L_1 i_1 + L_H i_2, \\ \lambda_2 &= L_H i_1 + L_2 i_2, \end{aligned} \tag{5-18}$$

onde:

m	= Indutância mútua entre o enrolamento do estator e o do rotor;
ω_{mec}	= Velocidade angular mecânica do rotor;
ω_r	= Velocidade angular mecânica do rotor;
ω_k	= Velocidade no referencial genérico k;
ω_1	= Velocidade síncrona;
L_1	= Indutância própria por fase do estator;
L_2	= Indutância própria por fase do rotor;
L_H	= Indutância de magnetização;
l_1	= Indutâncias próprias de estator;
l_2	= Indutâncias próprias de rotor;
$l_{\sigma 1}$	= Indutâncias de dispersão de estator;
$l_{\sigma 2}$	= Indutâncias de dispersão de rotor;
N_s	= Número de espiras do enrolamento do estator;
N_r	= Número de espiras do enrolamento do rotor.

5.3.5) Equações de Conjugado Elétrico e de Velocidade

A expressão do conjugado elétrico produzido no motor de indução trifásico pode ser obtida por meio de uma análise do balanço de energia no motor [33].

Considerando-se a potência elétrica total fornecida ao motor como sendo:

$$P = v_1^T i_1 + v_2^T i_2. \quad (5-19)$$

Dividindo a potência em três partes, têm-se:

$$P = V + \omega + m_d 2\pi\omega_{mec}, \quad (5-20)$$

onde:

- P = Potência elétrica total fornecida ao motor;
- V = Perda ôhmica nos enrolamentos;
- W = Energia magnética necessária à manutenção do campo;
- $m_d 2\pi\omega_{mec}$ = Potência mecânica desenvolvida pelo motor.

O conjugado elétrico pode ser expresso por:

$$m_d = -NP\lambda_1^T K i_1,$$

e considerando que:

$$K^T = -K, \quad (5-21)$$

onde:

- NP = Número de pares de pólos do motor de indução;
- m_d = Conjugado eletromagnético.

Finalizando a modelagem trifásica do comportamento dinâmico do motor de indução trifásico, as equações de movimento do motor são descritas como:

$$J \frac{d}{dt} \omega_{mec} = m_d - K_D \omega_{mec} - m_l, \quad (5-22)$$

onde:

- J = Momento de inércia;
- ω_{mec} = Velocidade angular mecânica do rotor;
- m_d = Conjugado eletromagnético;
- K_D = Coeficiente de atrito viscoso;
- m_l = Conjugado de carga.

Por conseguinte, o modelo dinâmico completo em forma matricial trifásica com referencial único, é composto por um sistema de sete equações diferenciais que podem ser escritas em função das variáveis de estado fluxo ou corrente. Isolando-se as correntes de estator e rotor em (5-18), obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_1} & \frac{-L_H}{\sigma L_1 L_2} \\ \frac{-L_H}{\sigma L_1 L_2} & \frac{1}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix}, \quad (5-23)$$

$$\sigma = \left(1 - \frac{L_H^2}{L_1 L_2} \right),$$

onde:

σ = Coeficiente de dispersão global.

Substituindo as correntes de (5-23) diretamente em (5-18) obtêm-se o modelo em função apenas do fluxo e da tensão do motor:

$$v_1 = R_1 i_1 + \frac{d}{dt} \lambda_1 + \omega_k K \lambda_1,$$

$$\begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{bmatrix} = \left(\frac{R_1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} \lambda_{a1} \\ \lambda_{b1} \\ \lambda_{c1} \end{bmatrix} - \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} \begin{bmatrix} \lambda_{a2} \\ \lambda_{b2} \\ \lambda_{c2} \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{a1} \\ \lambda_{b1} \\ \lambda_{c1} \end{bmatrix} + \frac{\omega_k}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{a1} \\ \lambda_{b1} \\ \lambda_{c1} \end{bmatrix}, \quad (5-24)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + \frac{d}{dt} \lambda_2 + \omega_2 K \lambda_2,$$

$$\begin{bmatrix} v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = 0 = \left(-\frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} \begin{bmatrix} \lambda_{a1} \\ \lambda_{b1} \\ \lambda_{c1} \end{bmatrix} + \frac{R_2}{\sigma L_2} \begin{bmatrix} \lambda_{a2} \\ \lambda_{b2} \\ \lambda_{c2} \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{a2} \\ \lambda_{b2} \\ \lambda_{c2} \end{bmatrix} + \frac{\omega_2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{a2} \\ \lambda_{b2} \\ \lambda_{c2} \end{bmatrix}, \quad (5-25)$$

$$\omega_2 = \omega_k - \omega_{mec}.$$

As equações (5-26) e (5-27) foram implementadas como uma M-function no toolbox Simulink do Matlab, que é apresentada no Apêndice.

5.4) Generalização das Equações de Estado do Motor de Indução Trifásico

As equações (5-24) e (5-25) devem ser generalizadas para motores com mais de três fases. Para tanto, é necessário encontrar o termo geral para a matriz K , a qual relaciona os fluxos concatenados em duas fases com a tensão induzida na fase restante. Conforme mostrado em (5-18), na matriz K , os elementos $K_{i,j}$ fora da diagonal ($i \neq j$) são formados pelo inverso da tangente do ângulo entre a fase representada pela linha i e a fase representada pela coluna j , ou seja:

$$\begin{aligned} K_{i,j} &= 0, \quad i = j, \\ K_{i,j} &= \frac{1}{\tan(\theta_j - \theta_i)}, \quad i \neq j, \end{aligned} \quad (5-28)$$

onde:

$$\theta_{i,j} = \left\{ 0; \frac{2\pi}{n}; \frac{4\pi}{n}; \dots; (n-1) \frac{2\pi}{n} \right\}, \quad (5-29)$$

n : número de fases do motor,

Tendo sido definida a matriz K , e reescrevendo-se a equação de estado (5-25) no modo:

$$\dot{\lambda}_{abc} = A\lambda_{abc} + B, \quad (5-30)$$

pode-se separar a matriz A nas seguintes submatrizes:

$$\begin{aligned}
A_{11} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} & \frac{\omega_k}{\sqrt{3}} & -\frac{\omega_k}{\sqrt{3}} \\ -\frac{\omega_k}{\sqrt{3}} & -\frac{R_1}{\sigma L_1} & \frac{\omega_k}{\sqrt{3}} \\ \frac{\omega_k}{\sqrt{3}} & -\frac{\omega_k}{\sqrt{3}} & -\frac{R_1}{\sigma L_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} & -\omega_k K_{1,2} & \cdots & -\omega_k K_{1,n} \\ -\omega_k K_{2,1} & -\frac{R_1}{\sigma L_1} & \cdots & -\omega_k K_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\omega_k K_{n,1} & -\omega_k K_{n,2} & \cdots & -\frac{R_1}{\sigma L_1} \end{bmatrix}, & (5-31) \\
A_{12} &= \begin{bmatrix} \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} \end{bmatrix}, \\
A_{21} &= \begin{bmatrix} \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} \end{bmatrix}, \\
A_{22} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{\sigma L_2} & \frac{\omega_2}{\sqrt{3}} & -\frac{\omega_2}{\sqrt{3}} \\ -\frac{\omega_2}{\sqrt{3}} & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & \frac{\omega_2}{\sqrt{3}} \\ \frac{\omega_2}{\sqrt{3}} & -\frac{\omega_2}{\sqrt{3}} & -\frac{R_2}{\sigma L_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{\sigma L_2} & -\omega_2 K_{1,2} & \cdots & -\omega_2 K_{1,n} \\ -\omega_2 K_{2,1} & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & \cdots & -\omega_2 K_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\omega_2 K_{n,1} & -\omega_2 K_{n,2} & \cdots & -\frac{R_2}{\sigma L_2} \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

As submatrizes A_{11} , e A_{22} possuem elementos não nulos e têm em suas diagonais principais expressões algébricas que são funções dos parâmetros do estator e rotor, respectivamente. Fora das respectivas diagonais principais, têm-se as expressões relacionadas à tensão induzida devido ao deslocamento do estator ou do rotor com relação ao referencial considerado.

As submatrizes A_{12} , e A_{21} são diagonais e são determinadas a partir de expressões que envolvem todas as indutâncias que descrevem a máquina e as respectivas resistências por fase do estator e do rotor.

Adotando como base este modelo matemático do motor de indução trifásico e efetuando-se a expansão da matriz dos fatores de velocidade K (considerando os

diversos defasamentos existentes entre as fases obtêm-se as equações para os modelos dos motores de 5 e de 15 fases. Estes desenvolvimentos são apresentados nas seções seguintes.

5.5) Modelo Matemático do Motor de Indução Pentafásico

Para o motor de cinco fases, $n = 5$, têm-se os seguintes ângulos entre as fases do estator:

$$\theta_{i,j} = \left\{ 0; \frac{2\pi}{5}; \frac{4\pi}{5}; \dots; \frac{8\pi}{5} \right\}, \quad (5-32)$$

e a matriz K fica:

$$K = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\tan\left(\frac{2\pi}{5}\right)} & \dots & \frac{1}{\tan\left(\frac{8\pi}{5}\right)} \\ \frac{1}{\tan\left(-\frac{2\pi}{5}\right)} & 0 & \dots & \frac{1}{\tan\left(\frac{6\pi}{5}\right)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{\tan\left(-\frac{8\pi}{5}\right)} & \frac{1}{\tan\left(-\frac{6\pi}{5}\right)} & \dots & 0 \end{bmatrix}. \quad (5-33)$$

Resultando na seguinte equação de estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{a1} \\ \dot{\lambda}_{b1} \\ \vdots \\ \dot{\lambda}_{e1} \\ \dot{\lambda}_{a2} \\ \dot{\lambda}_{b2} \\ \vdots \\ \dot{\lambda}_{e2} \\ \dot{\omega}_{mec} \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{a1} \\ \lambda_{b1} \\ \vdots \\ \lambda_{e1} \\ \lambda_{a2} \\ \lambda_{b2} \\ \vdots \\ \lambda_{e2} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ \vdots \\ v_{e1} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \frac{m_d}{J} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} & -\omega_k K_{1,2} & -\omega_k K_{1,3} & \cdots & -\omega_k K_{1,5} & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\omega_k K_{2,1} & -\frac{R_1}{\sigma L_1} & -\omega_k K_{2,3} & \cdots & -\omega_k K_{2,5} & 0 & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\omega_k K_{3,1} & -\omega_k K_{3,2} & -\frac{R_1}{\sigma L_1} & \cdots & -\omega_k K_{3,5} & 0 & 0 & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -\omega_k K_{5,1} & -\omega_k K_{5,2} & -\omega_k K_{5,3} & \cdots & -\frac{R_1}{\sigma L_1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 \\ \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \cdots & 0 & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & -\omega_2 K_{1,2} & -\omega_2 K_{1,3} & \cdots & -\omega_2 K_{1,5} & 0 \\ 0 & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & \cdots & 0 & -\omega_2 K_{2,1} & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & -\omega_2 K_{2,3} & \cdots & -\omega_2 K_{2,5} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & \cdots & 0 & -\omega_2 K_{3,1} & -\omega_2 K_{3,2} & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & \cdots & -\omega_2 K_{3,5} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & -\omega_2 K_{5,1} & -\omega_2 K_{5,2} & -\omega_2 K_{5,3} & \cdots & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_d}{J} \end{bmatrix},$$

$$W_2 = W_K - W_{mec}.$$

O conjugado elétrico pode ser expresso por:

$$\begin{aligned}
 m_d &= -NP \cdot \lambda_1^T \cdot K \cdot i_1 \\
 \lambda_1^T &= [\lambda_{a1} \quad \cdots \quad \lambda_{e1}] \\
 i_1 &= [i_{a1} \quad \cdots \quad i_{e1}]^T
 \end{aligned} \tag{5-35}$$

5.6) Modelo Matemático do Motor de Indução de 15 Fases

O Motor de Indução Avançado (AIM), que será empregado nos Contratorpedeiros “Type 45” da Marinha Real Inglesa, possui 15 fases, sendo que cada fase possui sua

própria conexão positiva e negativa, sem aterramento [62]. O modelo considerado neste trabalho é por fase e não aterrado, e todas as 15 fases são ligadas num ponto único e com neutro não aterrado.

Para este motor, $n = 15$ e, portanto, têm-se os seguintes ângulos entre as fases do estator:

$$\theta_{i,j} = \left\{ 0, \frac{2\pi}{15}, \frac{4\pi}{15}, \dots, \frac{28\pi}{15} \right\}, \quad (5-36)$$

e a matriz K fica:

$$K = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\tan\left(\frac{2\pi}{15}\right)} & \dots & \frac{1}{\tan\left(\frac{28\pi}{15}\right)} \\ \frac{1}{\tan\left(-\frac{2\pi}{15}\right)} & 0 & \dots & \frac{1}{\tan\left(\frac{26\pi}{15}\right)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{\tan\left(-\frac{28\pi}{15}\right)} & \frac{1}{\tan\left(-\frac{26\pi}{15}\right)} & \dots & 0 \end{bmatrix}. \quad (5-37)$$

Resultando na seguinte equação de estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{a1} \\ \dot{\lambda}_{b1} \\ \vdots \\ \dot{\lambda}_{o1} \\ \dot{\lambda}_{a2} \\ \dot{\lambda}_{b2} \\ \vdots \\ \dot{\lambda}_{o2} \\ \dot{\omega}_{mec} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \lambda_{a1} \\ \lambda_{b1} \\ \vdots \\ \lambda_{o1} \\ \lambda_{a2} \\ \lambda_{b2} \\ \vdots \\ \lambda_{o2} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ \vdots \\ v_{o1} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \frac{m_d}{J} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} & -\omega_k K_{1,2} & -\omega_k K_{1,3} & \cdots & -\omega_k K_{1,15} & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\omega_k K_{2,1} & -\frac{R_1}{\sigma L_1} & -\omega_k K_{2,3} & \cdots & -\omega_k K_{2,15} & 0 & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\omega_k K_{3,1} & -\omega_k K_{3,2} & -\frac{R_1}{\sigma L_1} & \cdots & -\omega_k K_{3,15} & 0 & 0 & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -\omega_k K_{15,1} & -\omega_k K_{15,2} & -\omega_k K_{15,3} & \cdots & -\frac{R_1}{\sigma L_1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & \frac{R_1 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 \\ \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \cdots & 0 & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & -\omega_2 K_{1,2} & -\omega_2 K_{1,3} & \cdots & -\omega_2 K_{1,15} & 0 \\ 0 & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & 0 & \cdots & 0 & -\omega_2 K_{2,1} & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & -\omega_2 K_{2,3} & \cdots & -\omega_2 K_{2,15} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & \cdots & 0 & -\omega_2 K_{3,1} & -\omega_2 K_{3,2} & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & \cdots & -\omega_2 K_{3,15} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \frac{R_2 L_H}{\sigma L_1 L_2} & -\omega_2 K_{15,1} & -\omega_2 K_{15,2} & -\omega_2 K_{15,3} & \cdots & -\frac{R_2}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_d}{J} \end{bmatrix}$$

$$\omega_2 = \omega_K - \omega_{mec} .$$

O conjugado elétrico pode ser expresso por:

$$\begin{aligned}
 m_d &= -NP \cdot \lambda_1^T \cdot K \cdot i_1 \\
 \lambda_1^T &= [\lambda_{a1} \quad \cdots \quad \lambda_{o1}] . \\
 i_1 &= [i_{a1} \quad \cdots \quad i_{o1}]^T
 \end{aligned} \tag{5-39}$$

5.7) Transformações de Referenciais para Análise do Motor de Indução

Conforme descrito na referência [63], as transformações matemáticas de referenciais são usualmente empregadas para facilitar a resolução de equações complexas com coeficientes dependentes da posição angular, e portanto variáveis no tempo, e também para colocar todas as grandezas envolvidas no estudo em um único referencial.

Ao longo da análise dos resultados das simulações foram utilizadas transformações de referenciais "de fase" (abc) para referenciais estacionários ($\alpha\beta 0$) ou girantes (dq0), com o objetivo de comprovar o correto funcionamento do modelo.

As transformações utilizadas são apresentadas a seguir. Estas transformações são operadas através da seguinte manipulação matemática:

$$\begin{bmatrix} f_d & f_q \end{bmatrix}^t = T(\theta) \cdot \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & \dots & f_n \end{bmatrix}^t, \quad (5-40)$$

onde f são as variáveis a serem transformadas: tensão, corrente elétrica ou enlaces de fluxo (v , i , ou λ) e n é o número de fases da máquina.

Em um Sistema Trifásico Simétrico a transformação (5-40) é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - (n-1)\gamma) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \gamma) & \sin(\theta - (n-1)\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}, \quad (5-41)$$

$$n = 3,$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{n},$$

onde:

- θ = Ângulo de defasagem angular entre os enrolamentos da fase "a" do estator e "a" do rotor;
- γ = Ângulo de defasagem entre o enrolamento das fases "a" e "b" do estator;
- n = Número de fases.

Através da multiplicação pelo valor $2/n$ na equação (5-41), as amplitudes das grandezas nas coordenadas dq0 serão iguais aos valores de pico das suas correspondentes quantidades no sistema abc [74].

Em um Sistema Pentafásico (5 fases) a transformação (5-40) é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \gamma) & \cdots & \cos(\theta - 4\gamma) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \gamma) & \cdots & \sin(\theta - 4\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_5 \end{bmatrix}, \quad (5-42)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{5}.$$

Em um Sistema Multifásico (15 fases) a transformação (5-40) é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{15} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \gamma) & \cdots & \cos(\theta - 14\gamma) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \gamma) & \cdots & \sin(\theta - 14\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_{15} \end{bmatrix}, \quad (5-43)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{15}.$$

As transformações inversas utilizadas são apresentadas a seguir. Estas transformações são operadas através das seguintes manipulações matemáticas:

$$[f_1 \ f_2 \ \cdots \ f_n]^t = T(\theta)^{-1} \cdot [f_d \ f_q]^t. \quad (5-44)$$

Em um Sistema Trifásico Simétrico a transformação (5-44) é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - \gamma) & \sin(\theta - \gamma) \\ \cos(\theta - 2\gamma) & \sin(\theta - 2\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}. \quad (5-45)$$

Em um Sistema Pentafásico (5 fases) a transformação (5-44) é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - \gamma) & \sin(\theta - \gamma) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\theta - 4\gamma) & \sin(\theta - 4\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}. \quad (5-46)$$

Em um Sistema Multifásico (15 fases) a transformação (5-44) é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_{15} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - \gamma) & \sin(\theta - \gamma) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\theta - 14\gamma) & \sin(\theta - 14\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}. \quad (5-47)$$

Finalmente, tem-se a matriz de transformação de um referencial fixo ($\alpha\beta$) para um girante (dq) que foi utilizada no algoritmo de controle vetorial:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (5-48)$$

$$\theta = \int_0^t \omega_r \cdot dt + \theta_0.$$

5.8) Conclusões

No início deste capítulo foi mostrada a importância da modelagem e da simulação de equipamentos e sistemas para o desenvolvimento e implantação de novas tecnologias.

Para que o modelo matemático do motor de indução possa ser empregado em uma simulação é necessário ter muita atenção e conhecimento prévio para escolher as variáveis de estado que serão utilizadas, o referencial adotado, e o tipo de estratégia de controle a ser empregada, pois cada modelo tem utilização bastante específica.

Os modelos matemáticos matriciais completos que descrevem o comportamento dinâmico dos motores de indução de 3, 5 e 15 fases foram desenvolvidos a partir das informações obtidas de Smith & Chen [69] e de Cad [33].

No próximo capítulo será abordada a estratégia de controle que será utilizada na simulação dos modelos desenvolvidos neste capítulo.

Capítulo 6: Estratégias de Controle

6.1) Introdução

Existem diversos métodos para efetuar o controle de um motor de indução dotado de dispositivo de acionamento elétrico com velocidade variável (VSD – “Variable Speed Drive”).

Basicamente duas grandezas físicas são capazes de descrever o comportamento mecânico do motor: o torque e a velocidade. Apenas uma grandeza é efetivamente controlada, portanto, o sistema é classificado como controle de torque ou de velocidade. Quando o dispositivo de acionamento opera no modo de controle de torque, a velocidade é determinada pela carga, e quando é operado no modo de controle de velocidade, é o torque que é determinado pela carga [62].

6.2) Controle Vetorial Orientado pelo Campo (FOC)

O controle por Orientação de Campo (“Field Oriented Control – FOC”) foi proposto por Hasse em 1969 e Blaschke em 1972 [74]. Esta estratégia de controle é muito popular nos meios acadêmico e industrial, e é atualmente largamente empregado para o controle de motores de indução [62]-[66].

O Controle Vetorial Orientado pelo Campo é um importante método que permite controlar o fluxo e o torque do motor de indução de forma semelhante ao que é feito em motores de corrente contínua. O conceito da orientação de campo baseia-se no fato de que as correntes do estator sejam orientadas de forma que a componente direta seja proporcional ao fluxo magnético do rotor e a componente em quadratura seja proporcional ao torque [43], sendo que o eixo direto é alinhado com o fluxo magnético do rotor.

O conhecimento da posição do fluxo do rotor é o cerne do controle por orientação de campo. A componente i_d , sendo uma grandeza de eixo direto, possui efeito magnetizante centrado nos eixos dos pólos dos campos, portanto, alinhando esta componente com o fluxo do rotor ela será a responsável pelo fluxo magnetizante, enquanto a componente em quadratura i_q passa a ser a responsável pelo torque produzido pelo motor. A grande vantagem do alinhamento do fluxo do rotor com o eixo direto é a de manter a mesma estratégia de controle independentemente do número de fases do motor [47].

O diagrama apresentado na Fig. 44 mostra a correta posição do fluxo do rotor alinhado com a componente de eixo direto do vetor da corrente [74].

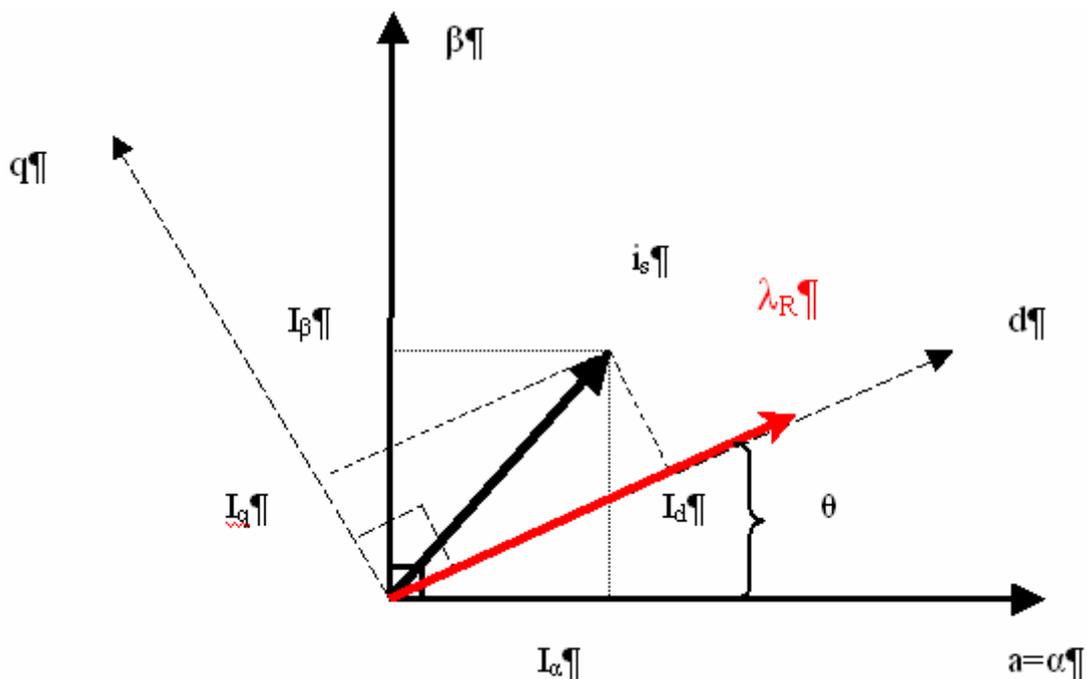


Fig. 44: Enlace de Fluxo do rotor (λ_R) alinhado com o eixo direto.

Através da mudança do referencial abc para o dq, o controle do acionamento elétrico trifásico e multifásico pode ser simplificado pela transformação das grandezas elétricas para um sistema de coordenadas ortogonais que gira em sincronismo com a frequência fundamental e cujas variáveis ficam contínuas em regime permanente [73].

Em um motor de indução, a velocidade do rotor é diferente da velocidade do fluxo do rotor, pois existe a velocidade de escorregamento. Portanto, torna-se necessário um método próprio para calcular o ângulo θ .

A posição do rotor pode ser diretamente medida por um sensor de posição ou pela integração da velocidade do rotor ou, ainda, por métodos de estimação sem utilização de sensor de posição ou de velocidade.

A medição da posição do fluxo do rotor pode ser feita de modo direto ou indireto.

Inicialmente, a técnica chamada direta baseava-se na medição do fluxo diretamente através de sensores de fluxo de Efeito Hall no entreferro da máquina. Esta técnica é pouco prática, pois introduz alterações na forma construtiva da máquina.

Eram chamadas de indiretas, as técnicas que utilizavam estimadores de fluxo, ou seja, modelos matemáticos que possibilitavam reconstruir uma determinada grandeza, no caso o fluxo, a partir de outras variáveis medidas (velocidade, tensões e correntes) [74].

Neste estudo foi empregado o método de controle indireto que é aquele que não possui malha de controle de fluxo, porém, em substituição, assume-se que o fluxo tem uma amplitude constante e sua posição pode ser obtida por um bloco de controle no percurso direto. Tendo como entrada a velocidade de referência ou o erro da velocidade, se esta for uma grandeza controlada com malha de realimentação, ou seja, medindo-se a corrente e a velocidade obtêm-se o fluxo de referência (Fig.45).

Esta técnica possibilita controlar, diretamente e separadamente, o torque (velocidade/posição) e o fluxo das máquinas de corrente alternada.

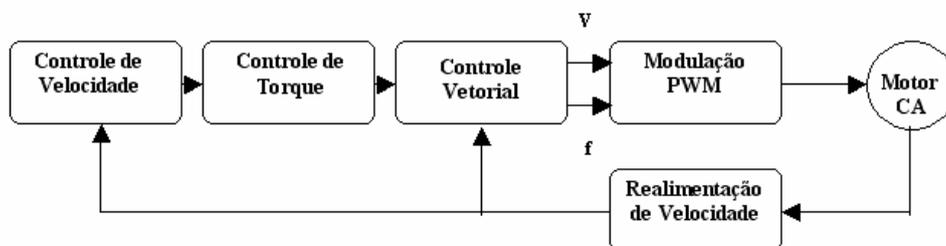


Fig. 45: Representação Simplificada do Controle Orientado pelo Campo.

O Controle por Orientação de Campo conduz a uma elevada performance dinâmica em termos de resposta no tempo e conversão de energia. Além disso, possibilita um controle com alto grau de precisão em regime permanente e também nos transitórios eletromagnéticos [73]. De acordo com os documentos das referências [46]-[60], o Controle por Orientação de Campo foi a estratégia escolhida para fazer o acionamento do Motor de Indução Avançado.

6.3) Requisitos do Sistema de Controle

O Sistema de Propulsão Elétrica de um navio militar apresenta características peculiares, tais como:

- O ambiente no qual o Sistema de Propulsão Elétrica opera, quando o navio está no mar, é extremamente imprevisível;
- O plano operacional de um navio militar exige inúmeras mudanças de velocidade do Sistema de Propulsão Elétrico;
- A disponibilidade de mão-de-obra tecnicamente qualificada a bordo é mínima, portanto, a manutenção de equipamentos deve ser mínima e executada de forma bastante restrita; e
- Os cenários previstos para a situação de combate são extremamente caóticos e tendem a exigir todas as potencialidades existentes a bordo, e os equipamentos e sistemas são empregados em suas capacidades máximas.

Devido aos fatores mostrados acima a robustez, a capacidade de tolerância a falhas e a elevada confiabilidade de equipamentos e sistemas, garantida muitas vezes através de elevado nível de redundâncias, são as prioridades absolutas para o Sistema de Controle da Planta Propulsora de um navio militar.

6.4) Conclusões

No início deste capítulo foi apresentado o princípio do Controle Vetorial Orientado pelo Campo (FOC).

Foram apresentadas algumas características que devem ser levadas em consideração para o projeto de uma malha de controle de um sistema de propulsão elétrico, de um navio militar, que justificam a prioridade da elevada confiabilidade de equipamentos e sistemas.

No próximo capítulo será apresentado o acionamento através da Estratégia de Controle Vetorial Orientado pelo Campo, dos três modelos matriciais completos dos motores de indução de 3, 5 e 15 fases, cujo desenvolvimento foi apresentado no capítulo anterior.

Capítulo 7: Simulações com o Programa MATLAB

A implementação do modelo matemático do motor de indução no Matlab foi executada para verificar as principais características associadas a este tipo de motor. Através da observação da variação do fluxo do rotor durante o regime de aceleração e aplicação de carga, pode-se verificar os seguintes aspectos:

- A pequena redução do torque eletromagnético quando da perda de uma fase de alimentação; e
- A possibilidade de executar o controle de velocidade do motor através do uso de técnicas de controle vetorial indireto.

Os três modelos desenvolvidos foram simulados: motor de indução com três (03), cinco (05) e quinze (15) fases. Com isto pode-se comparar o efeito que o aumento do número de fases provoca no desempenho do motor.

Os modelos elaborados estão escritos em termos de sua formulação de estados. Ainda há a necessidade de se definir os parâmetros numéricos de cada um dos modelos. Normalmente, os parâmetros são extraídos diretamente do projeto da máquina, permitindo a verificação do desempenho da mesma através de simulações, ainda antes da existência de um protótipo. A seguir, após a construção do protótipo, realiza-se o ensaio da máquina e se ajusta os parâmetros medidos com aqueles projetados, modificando a simulação e eventualmente o projeto. Em termos de equipamentos já desenvolvidos, os parâmetros para simulação são obtidos quase que exclusivamente por ensaio.

Neste trabalho, não se dispunha dos parâmetros do motor de 15 fases dado o caráter confidencial do projeto desta máquina. Assim, para se atender aos objetivos listados, escolheu-se manter os mesmos parâmetros de circuito para todos os motores simulados, ignorando as diferenças existentes devido às diferenças geométricas entre eles. A potência nominal também foi considerada a mesma para todos os três motores (3, 5 e 15 fases).

Um ajuste adicional foi feito: para garantir a mesma característica de torque em regime permanente, a tensão aplicada em cada um dos motores modelados foi ajustada para garantir a mesma curva de torque. Isso significa que a tensão aplicada é menor quando o número de fases é maior.

Em termos da representação do acionamento, este trabalho optou por focar o modelo do motor de indução e verificar suas características de desempenho, deixando para trabalhos futuros os detalhes da implementação do conversor a ser utilizado. Com isso, o conversor é sempre representado através de uma fonte de tensão na frequência fundamental, sem os demais harmônicos característicos. Conseqüentemente, não serão observados harmônicos na corrente decorrentes dos chaveamentos de tensão gerada pelo conversor e seus efeitos no acionamento tais como as oscilações de torque.

Não se considera que esta simplificação comprometa os objetivos deste trabalho uma vez que os efeitos que foram desprezados são de segunda ordem na avaliação global do funcionamento do motor, conforme descrito nas referências [47] e [63]. Um fator a mais para que, neste nível de análise, não se leve em consideração o conversor é o ganho de tempo de simulação, uma vez que o modelo sem as descontinuidades causadas pelo chaveamento fica com sua convergência mais facilitada.

Para cada um dos modelos dos motores (3, 5 e 15 fases) foram realizadas três simulações:

- Acionamento direto para verificação das características nominais e tempo de aceleração do motor. Considera-se o conversor de frequência como uma fonte de tensão senoidal, simétrica e equilibrada, porém sem nenhum controle associado à mesma. Após a partida do motor, é aplicada carga nominal;
- Acionamento direto com perda de uma (01) fase do motor para verificação da redução do torque eletromagnético do motor, sua amplitude de oscilação, e também a elevação de corrente do estator. Novamente é analisada a operação do motor com carga nominal aplicada após a partida. A perda de fase ocorre após a aplicação da carga no eixo; e

- Acionamento do motor através de conversor com controle vetorial de velocidade para verificação da aplicabilidade de tal estratégia em máquinas multifásicas.

7.1) Motor de Indução Trifásico

Nesta implementação do modelo do motor e sistema de controle foram utilizadas as facilidades gráficas proporcionadas pelo pacote Simulink bem como a linguagem de programação do Matlab.

Um sistema linear pode ser descrito pelas seguintes equações de estado:

$$\begin{aligned}\dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + DU\end{aligned}\tag{7-1}$$

onde:

$$\begin{aligned}X &= \acute{E} \text{ o vetor de estados, isto é, o estado físico;} \\ U &= \acute{E} \text{ o vetor de entradas;} \\ Y &= \acute{E} \text{ o vetor de saídas.}\end{aligned}$$

Em termos matemáticos, o vetor de estado X , adotado neste trabalho é composto de 6 estados: λ_{a1} , λ_{b1} , λ_{c1} , λ_{a2} , λ_{b2} , λ_{c2} . O vetor de entradas U , é composto de 3 variáveis de entrada: V_{a1} , V_{b1} e V_{c1} . E o vetor de saída Y , é composto das correntes elétricas i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} , i_{a2} , i_{b2} , i_{c2} determinadas a partir dos enlaces de fluxo (λ_{a1} , λ_{b1} , λ_{c1} , λ_{a2} , λ_{b2} , λ_{c2}).

A partir dos valores obtidos para as variáveis de estado, calcula-se o valor do torque eletromagnético e, com isso, resolve-se a equação eletromecânica.

As equações de estado foram implementadas através de sua formulação matemática em uma rotina chamada MIStates.m (arquivo "m-file" de programação do Matlab constante no Apêndice). Para a implementação da simulação, as variáveis iniciais desta rotina são os estados do sistema (os enlaces de fluxo a velocidade angular mecânica) e a tensão de alimentação. As variáveis de saída são as derivadas dos fluxos e o torque eletromagnético (Fig. 46).

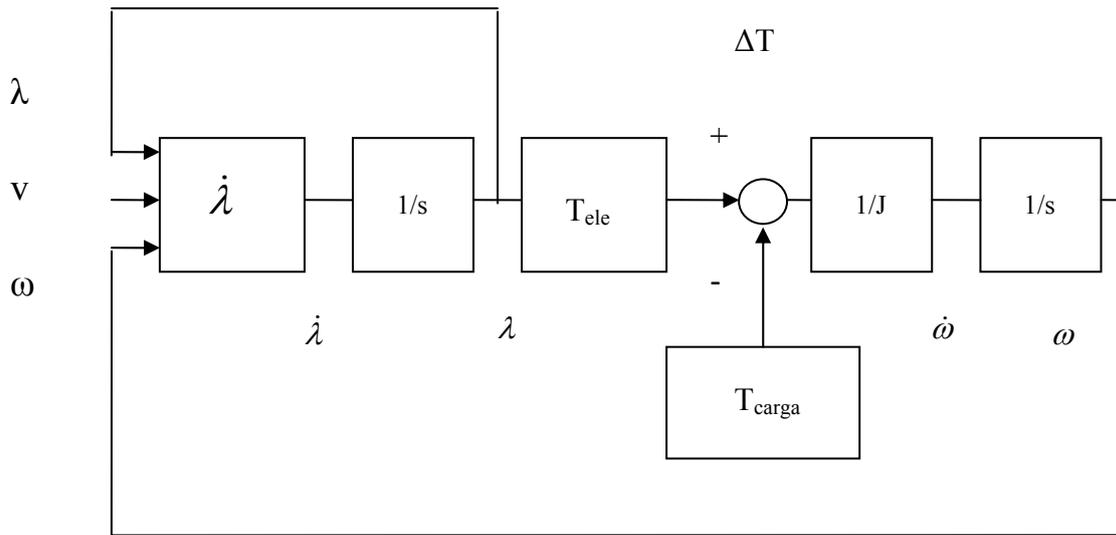


Fig. 46: Diagrama em Blocos do Modelo do Motor de Indução.

O modelo do motor de indução trifásico implementado no Matlab/Simulink a partir das equações de estado é apresentado na Fig. 47 a seguir.

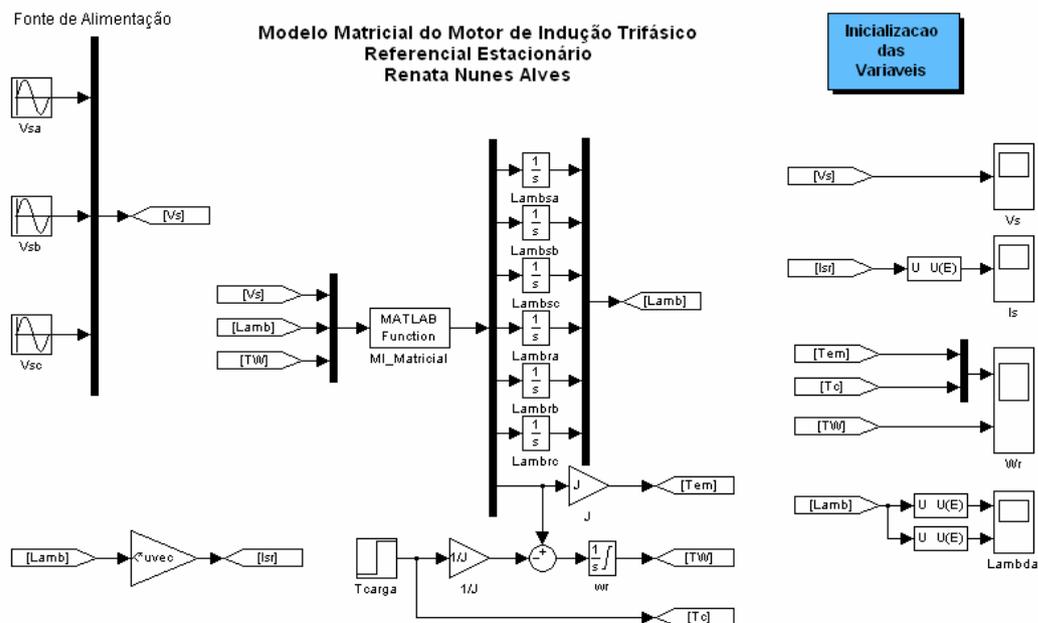


Fig. 47: Diagrama em Blocos do Motor de Indução Trifásico.

onde:

TW	= Velocidade;
Lamb	= Vetor contendo os enlases de fluxo do estator e do rotor;
T _c	= Torque da carga;
T _{em}	= Torque eletromagnético;
I _{sr}	= Correntes de estator e rotor calculadas a partir dos enlases de fluxo.

O bloco “Inicialização das Variáveis” no Simulink abre o arquivo Inicializa.m (Apêndice), que contém os parâmetros do motor, condições iniciais e a matriz de estados do modelo. O bloco “MATLAB Function MI_Matricial”, no simulink roda a rotina chamada MIStates.m (Apêndice).

Os parâmetros utilizados nas simulações do motor de indução trifásico são apresentados na Tabela 6 a seguir.

Tabela 6: Parâmetros das simulações do Motor de Indução Trifásico.

Vnom:	380V.
Frequência:	60Hz.
NP:	2 pólos.
R ₁ :	7,56Ω.
L ₁ :	0,35085H.
L _h :	0,33615H.
R ₂ :	3,84Ω.
J:	0,0027Kg.m ² .
K _d :	0.
T _{carga} :	4Nm.

Nos gráficos que seguem, têm-se os seguintes eventos representados:

- Energização do motor em t = 0 s; e
- Aplicação de carga nominal em t = 2,0 s.

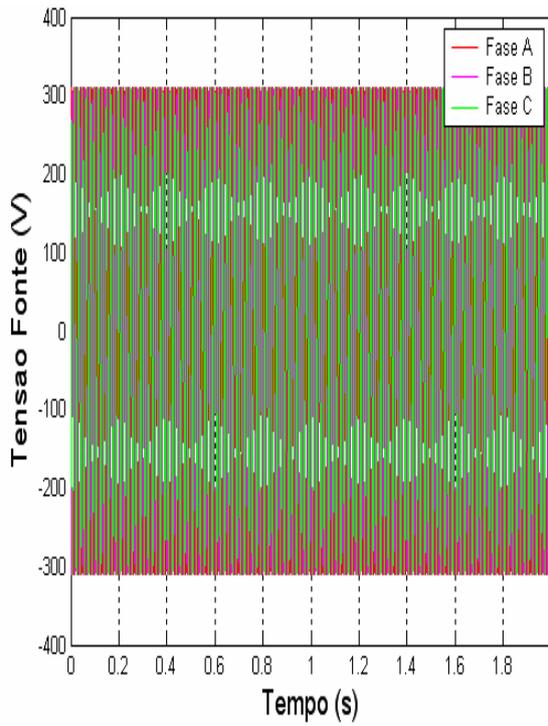


Fig. 48: Tensão Senoidal da Fonte de Alimentação Trifásica.

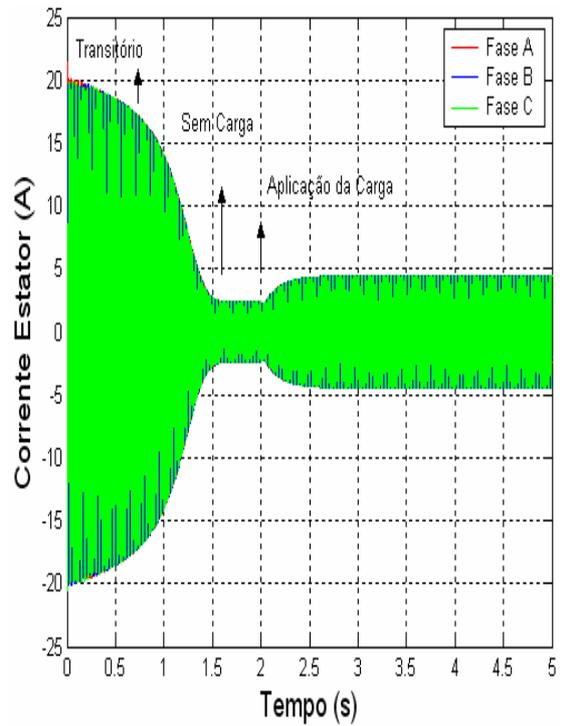


Fig. 49: Corrente no estator.

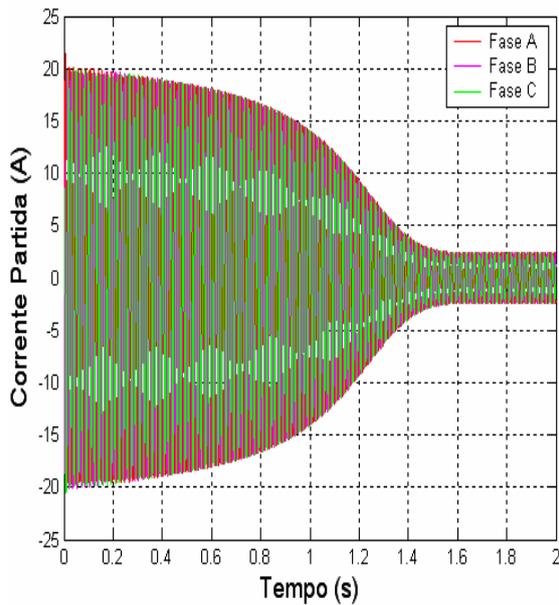


Fig. 50: Ampliação da Corrente de partida.

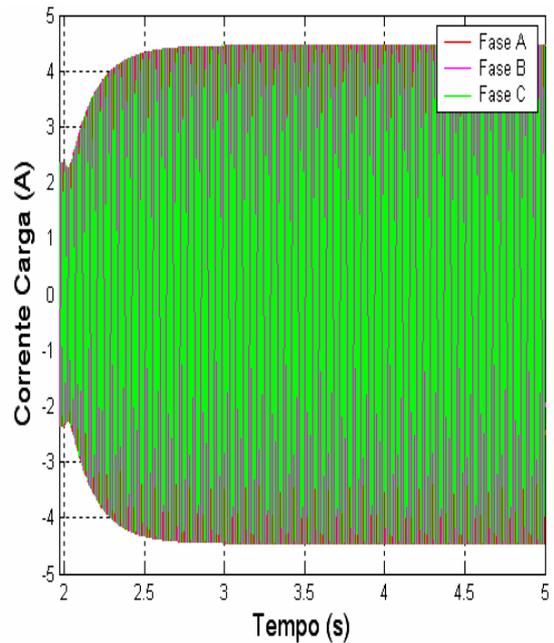


Fig. 51: Ampliação na Corrente no momento de aplicação da carga.

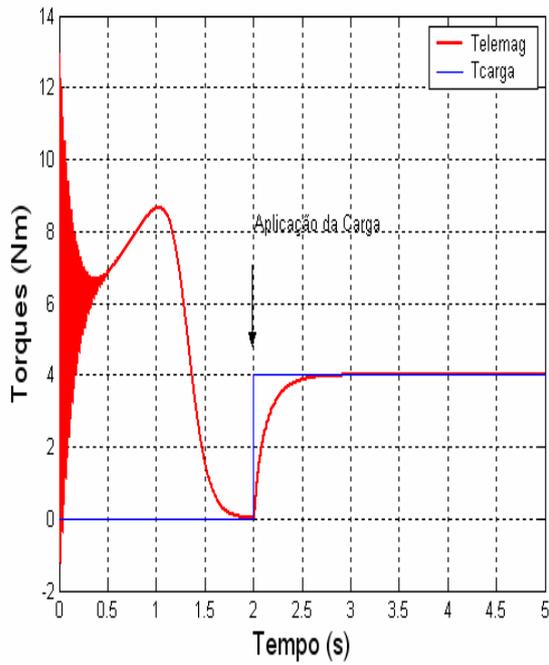


Fig. 52: Torque Eletromagnético e Torque da Carga.

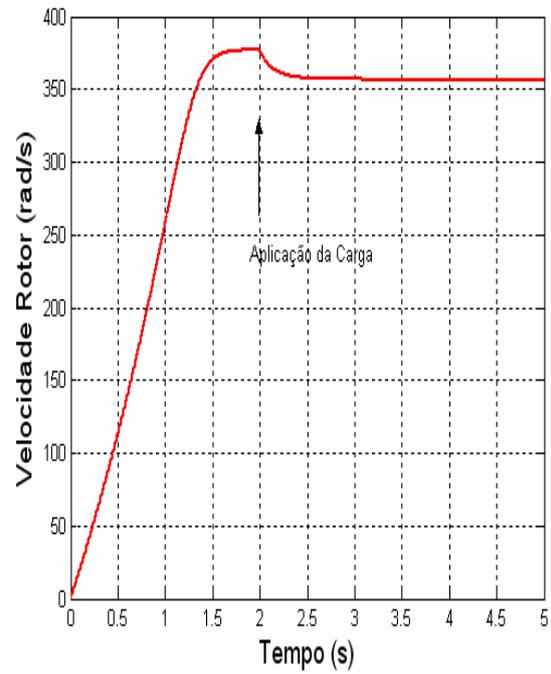


Fig. 53: Comportamento da Velocidade do Rotor.

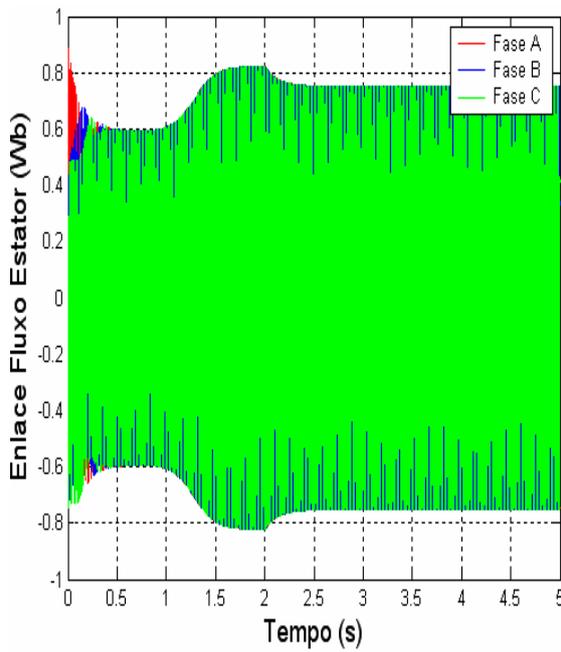


Fig. 54: Enlace do Fluxo do Estator.

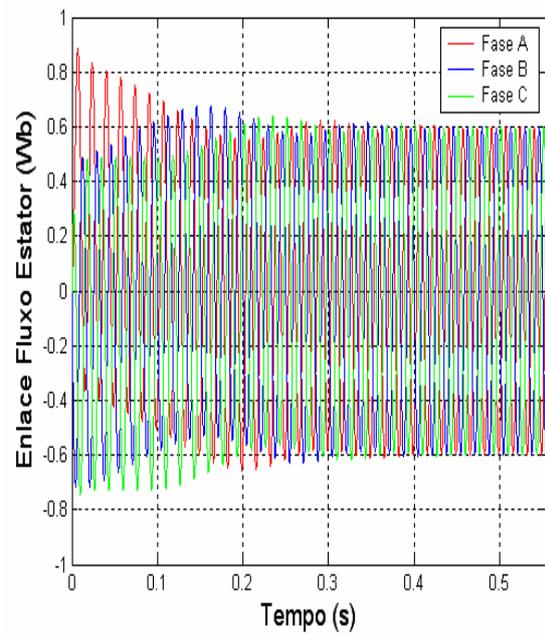


Fig. 55: Ampliação no Enlace do Fluxo do Estator na partida.

Os resultados da simulação do motor quando acionado por uma fonte de tensão simétrica e equilibrada (Fig. 48) e sem controle são apresentados nas Fig. 49, Fig. 50, e Fig. 51.

Na Fig. 49 verifica-se que a corrente de partida deste motor é de cinco (05) vezes a corrente nominal, aproximadamente.

A Fig. 52 apresenta os principais valores que definem a característica de torque da máquina, ou seja, os torques inicial, máximo e nominal. Conforme comentado anteriormente, a tensão de alimentação dos motores de 5 e 15 fases será ajustada de forma garantir a mesma curva de torque para as três máquinas (3, 5 e 15 fases).

As Fig. 52 e Fig. 53 apresentam as características dinâmicas das variáveis mecânicas torque e velocidade. O motor apresenta um torque inicial de 6,0 Nm, aproximadamente, um torque máximo de 8,5 Nm e um torque nominal de 4,0 Nm (valor ajustado: $T_{carga}=4,0\text{Nm}$). O tempo do transitório de partida do motor é de 1,5s.

Na Fig. 53 é mostrado o comportamento da velocidade do rotor desde a partida do motor, até o momento do estabelecimento da velocidade nominal. Conforme esperado, observa-se a queda no valor da velocidade no momento da aplicação da carga.

Também é interessante observar nas Fig. 54 e Fig. 55 o comportamento do enlace de fluxo do estator. A análise deste valor permitirá definir o valor nominal (0,75Wb) do enlace de fluxo a ser aplicado no controle vetorial do motor de indução trifásico.

7.2) Motor de Indução Trifásico com Perda de uma Fase

A importância desta análise já foi descrita na introdução. O conceito de perda de fase aqui desenvolvido é aquele na qual a fase defeituosa apresenta-se para a fonte como um circuito aberto. Na prática, isto pode corresponder ao rompimento de uma das espiras constituintes do pacote magnético, a uma desconexão de um dos terminais do motor ou até mesmo a um defeito em uma das pontes do conversor, com sua conseqüente retirada de operação.

Para simular uma perda de uma fase conforme descrito, foi tentado originalmente empregar uma modificação no modelo do motor de indução conforme descrito em [67].

Nesta proposição, injeta-se na fase sob defeito uma tensão de polaridade contrária à que seria induzida na mesma, causando, portanto a anulação da corrente na fase. As demais fases têm o seu valor de tensão ajustado proporcionalmente a esta tensão induzida. A implementação deste modelo envolve a medição das derivadas dos enlaces de fluxo do estator e, como consequência, a utilização de funções de memória as quais trazem problemas em certos algoritmos de integração. Como consequência, após algumas tentativas de implementação, esta abordagem mostrou-se inviável para aplicação nos modelos desenvolvidos [70]-[71]-[72].

Também é apresentada em [67] uma abordagem alternativa e aproximada porém que permite a obtenção de resultados bastante satisfatórios. Basicamente, consiste em se introduzir uma impedância em série ($Z(p)$) em uma das fases do estator (fase A). Fazendo-se esta impedância tão alta que não traga problemas de convergência para o modelo, porém ainda permitindo uma redução significativa da corrente da fase em que se quer simular o defeito, tem-se o modelo para perda de fase do motor de indução. Tal algoritmo foi implementado com sucesso neste trabalho.

O circuito elétrico dos enrolamentos do estator considerado para a condição de desequilíbrio nas tensões de alimentação é mostrado na Fig. 56.

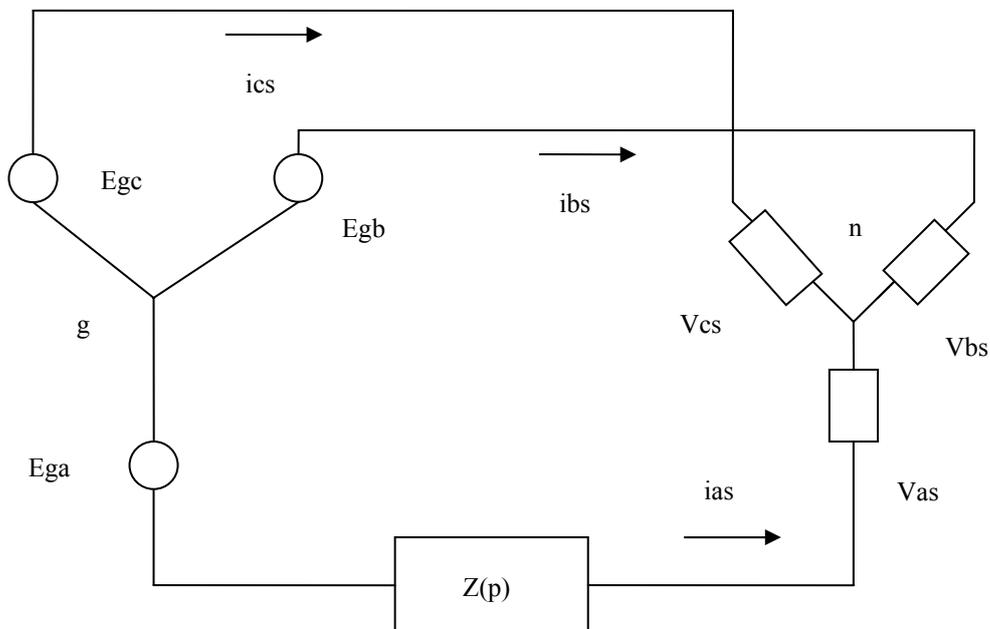


Fig. 56: Circuito considerado para análise da perda da fase A.

As seguintes equações podem ser escritas:

$$\begin{aligned} E_{ga} &= i_{as} \cdot Z(p) + V_{as} + V_{ng} \\ E_{gb} &= +V_{bs} + V_{ng} \\ E_{gc} &= +V_{cs} + V_{ng} \end{aligned} \quad (7-2)$$

onde:

E_{ga} = Tensão da Fonte de Alimentação (fase A);
 E_{gb} = Tensão da Fonte de Alimentação (fase B);
 E_{gc} = Tensão da Fonte de Alimentação (fase C);
 V_{ng} = Tensão entre os pontos ng;
 V_{as} = Tensão do enrolamento do estator (fase A);
 V_{bs} = Tensão do enrolamento do estator (fase A);
 V_{cs} = Tensão do enrolamento do estator (fase A);
 $Z(p)$ = Impedância em série introduzida na fase A do enrolamento do estator;
 i_{as} = Corrente na fase A do enrolamento do estator.

Efetuando-se a soma das equações de (7-2), obtêm-se:

$$E_{ga} + E_{gb} + E_{gc} = i_{as} \cdot Z(p) + V_{as} + V_{bs} + V_{cs} + 3 \cdot V_{ng} \quad (7-3)$$

Uma vez que o sistema é não aterrado, e assumindo que a fonte de alimentação é balanceada:

$$\begin{aligned} i_{0s} &= \frac{i_a + i_b + i_c}{3} = 0 \\ Z_{0s} &= \infty \\ V_{0s} &= Z_{0s} \cdot i_{0s} \\ V_{0s} &= \frac{V_{as} + V_{bs} + V_{cs}}{3} \end{aligned} \quad (7-4)$$

V_{0s} é indeterminado e pode ser não nulo;

e assumindo que:

$$E_{ga} + E_{gb} + E_{gc} = 0 \quad (7-5)$$

aplicando (7-4) e (7-5) em (7-3):

$$V_{ng} = -\frac{1}{3} i_{as} \cdot Z(p) \quad (7-6)$$

A fonte de alimentação precisa estar balanceada para satisfazer a condição da equação (7-6). Portanto, substituindo (7-6) em (7-2) são obtidas as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 V_{as} &= E_{ga} - \frac{2}{3} i_{as} \cdot Z(p) \\
 V_{bs} &= E_{gb} + \frac{1}{3} i_{as} \cdot Z(p) , \\
 V_{cs} &= E_{gc} + \frac{1}{3} i_{as} \cdot Z(p)
 \end{aligned}
 \tag{7-7}$$

A alimentação do motor sem falta é representada pelas tensões V_{abcs} aplicadas no estator da máquina. Em situações normais, sem defeito, V_{abcs} é igual a E_{gabc} , a tensão da fonte de alimentação. Na condição de perda da fase A, por exemplo, o circuito de alimentação deve ser alterado conforme a Fig. 57 a seguir.

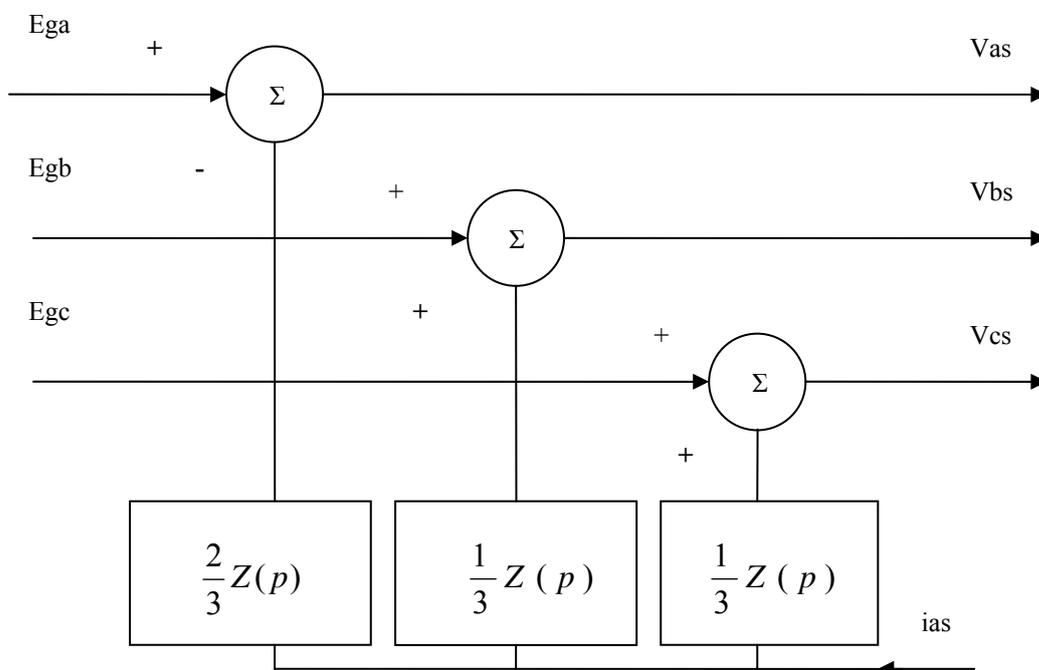


Fig. 57: Circuito adotado para simular a perda da fase A.

Na Fig. 57, $Z(p)$ representa a impedância série externa introduzida na fase A (considerada sob defeito) e i_{as} é a corrente de estator da fase A. Da formulação apresentada, verifica-se que a corrente na fase sob defeito deverá ser aproximadamente zero uma vez que o modelo envolve a introdução de quedas de tensão proporcionais à corrente da fase A nas fases B e C.

Dois circuitos foram acrescentados ao modelo anterior (Fig. 59):

- Um circuito para detecção da passagem da corrente por zero. Esta ação é tomada após um comando que define o instante em que a fase A será aberta. Foi verificada instabilidade numérica quando da aplicação do algoritmo fora do instante da passagem da corrente por zero; e
- Um circuito para aplicação do algoritmo de defeito conforme apresentado na parte superior direita da Fig. 58 e na Fig. 59. Conforme descrito, a alimentação do motor é feita diretamente pela fonte quando o motor está funcionando normalmente. Quando da aplicação do defeito, deve-se aplicar quedas de tensão diferenciadas em cada uma das fases e que são proporcionais à corrente da fase sob defeito. Uma forma de implementar esta modificação no circuito do motor é através da utilização do bloco "switch" disponível no Simulink. A transição de estados é feita a partir do comando gerado pelo circuito de detecção de corrente nula.

Os resultados da simulação do motor quando acionado por uma fonte simétrica, equilibrada e sem controle com abertura da fase A após certo intervalo de tempo é apresentado nas figuras a seguir. Nos gráficos que seguem, têm-se os seguintes eventos representados:

- Energização do motor em $t = 0$ s;
- Aplicação de carga nominal em $t = 2,0$ s; e
- Abertura da fase A em $t = 3,0$ s.

A Fig. 60 apresenta a forma de onda da tensão nos terminais do motor nas três fases após a abertura da fase A. As tensões nas fases B e C são as tensões aplicadas efetivamente aos respectivos terminais do estator. A tensão da fase A apresentada, no entanto, representa a tensão induzida neste enrolamento pelos fluxos gerados pelos outros circuitos, uma vez que a fase A do estator encontra-se aberta. A Fig. 61 apresenta o comportamento geral da corrente sob as diversas condições de operação do motor.

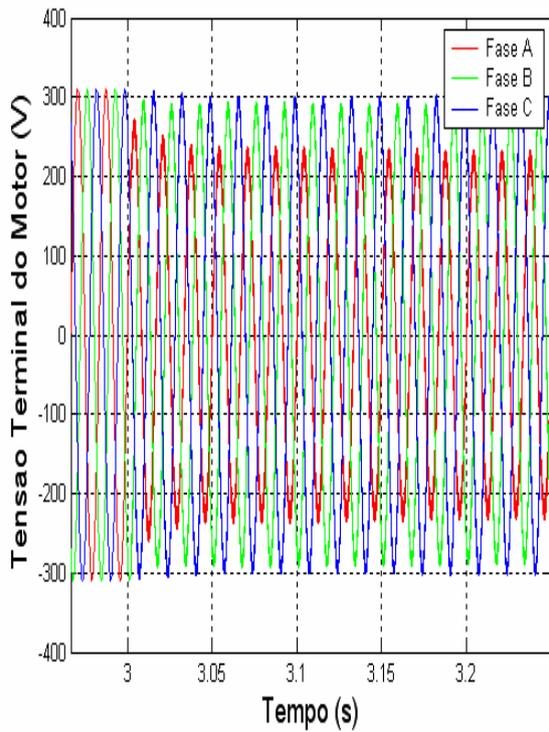


Fig. 60: Tensão Terminal do Motor com a fase A aberta.

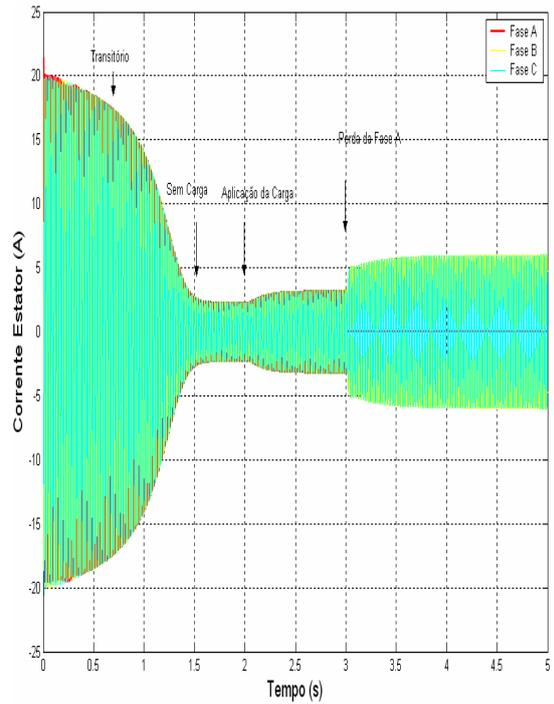


Fig. 61: Comportamento da Corrente no Estator com a fase A aberta.

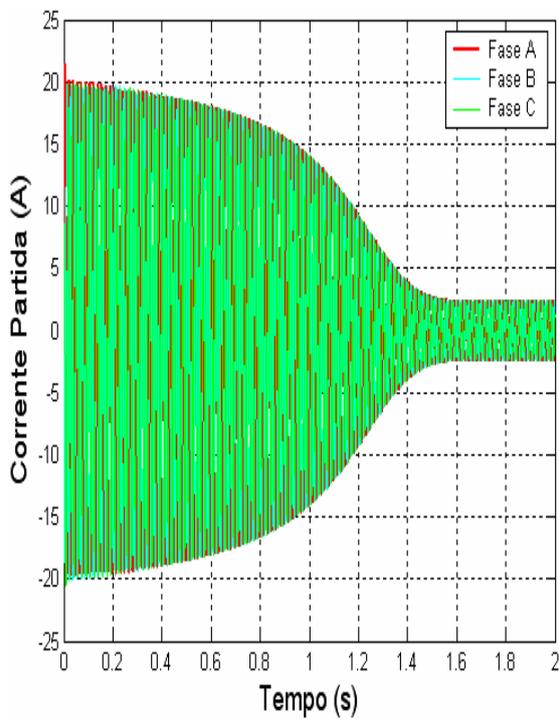


Fig. 62: Ampliação na Corrente de Partida.

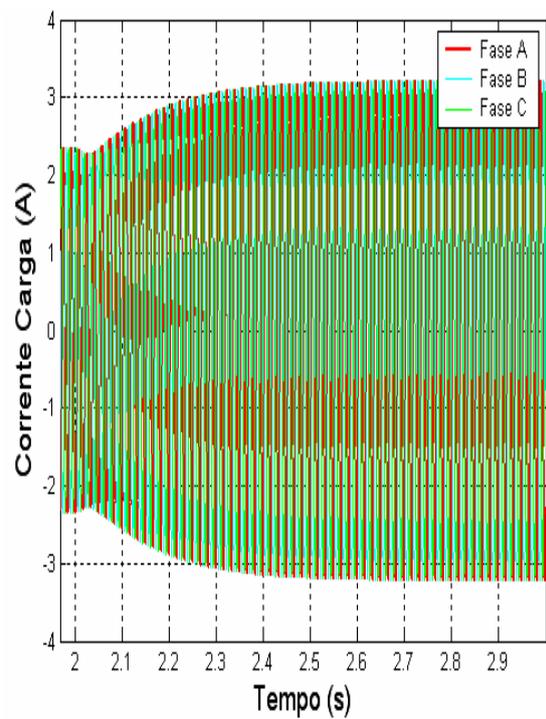


Fig. 63: Ampliação na Corrente no momento de aplicação da carga.

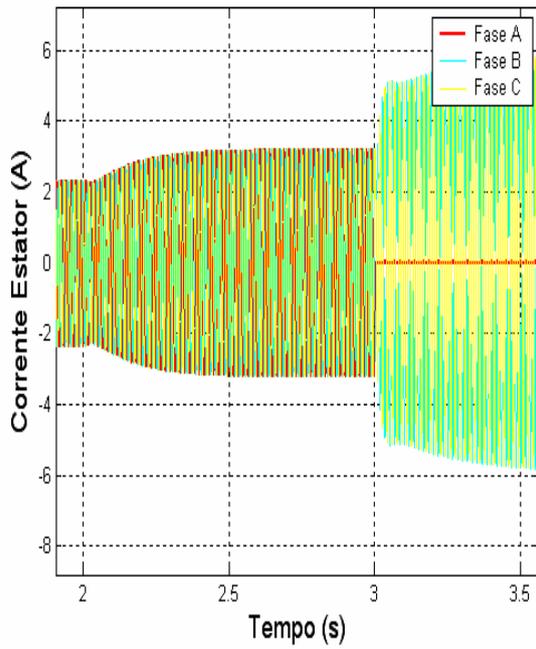


Fig. 64: Ampliação na Corrente no momento da perda da fase A.

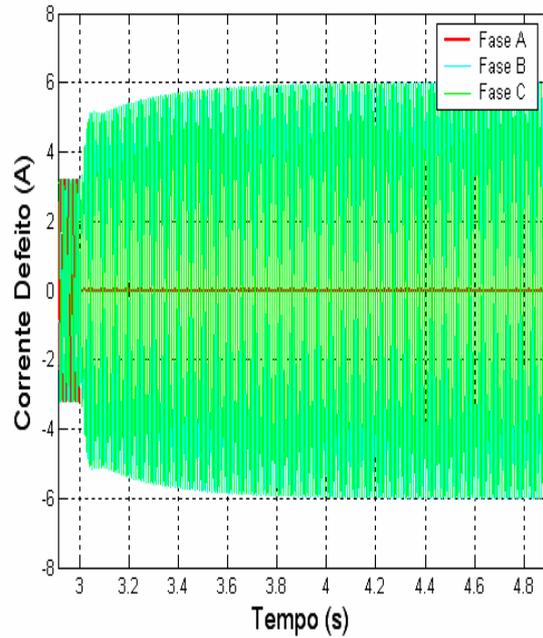


Fig. 65: Zoom na corrente com defeito da fase A.

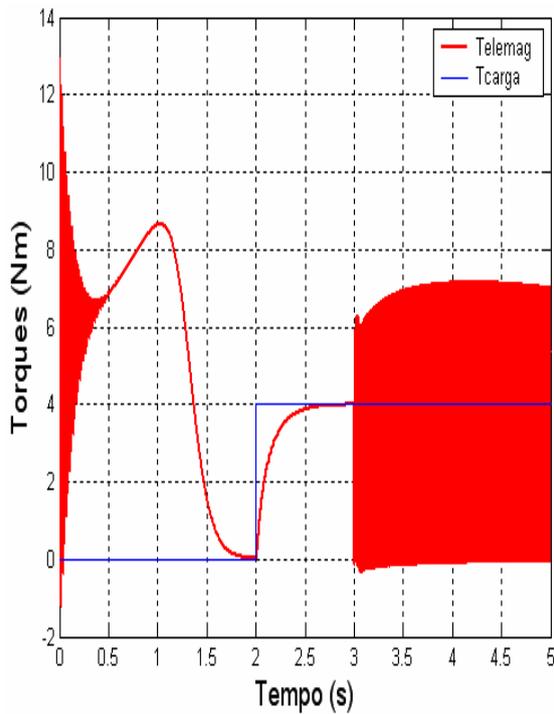


Fig. 66: Torque Eletromagnético e Torque da Carga.

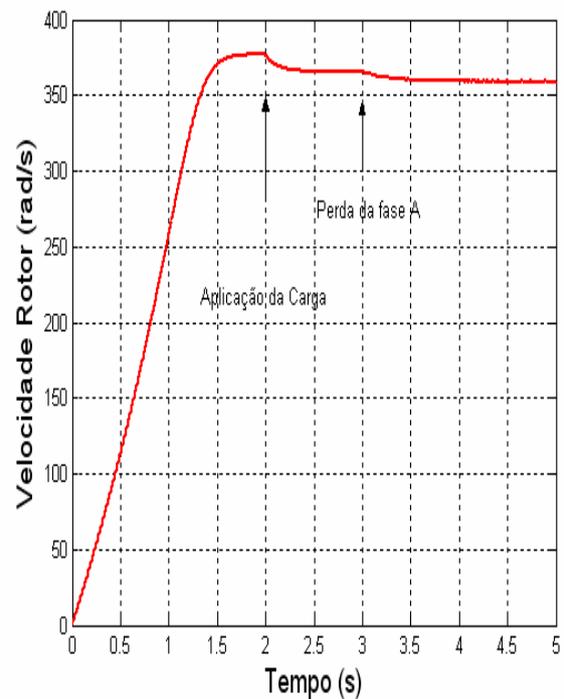


Fig. 67: Comportamento da Velocidade do Rotor.

Analisando as Fig. 62, Fig. 63, Fig. 64 e Fig. 65 verifica-se que a abertura da fase A ocasionou um aumento de aproximadamente 100% nas correntes das fases B e C remanescentes. Este aumento é expressivo e ocasionaria a atuação das proteções de sobrecorrente em motores não projetados para suportar este tipo de contingência.

As Fig. 66 e Fig. 67 apresentam o comportamento das variáveis mecânicas torque e velocidade em função do tempo. A perda da fase A foi executada após a aplicação de carga no motor. Verifica-se a partir destas figuras que a perda da fase A leva a uma oscilação de grande amplitude no torque eletromagnético. A frequência desta oscilação é 120 Hz e o mesmo origina-se da interação entre as componentes de seqüência negativa no estator com a componente de seqüência positiva do fluxo de estator.

Para este motor trifásico, a amplitude do torque oscilatório alcança o valor de 7,1 Nm pico a pico, representando um valor cerca 80% maior que o torque nominal. Oscilações no torque eletromagnético são características indesejáveis para um motor de indução, pois levam a uma redução da vida útil da máquina devido à fadiga do eixo. Também a carga acionada pode ser sensível a tal efeito de oscilação. Quando de baixa amplitude, pode ser possível incorporá-las no projeto da máquina, porém valores da ordem do verificados nesta simulação são inaceitáveis. O efeito simultâneo de excessiva elevação da corrente de estator nas fases remanescentes aliado com a elevada amplitude das oscilações de torque eletromagnético demonstra que o motor trifásico analisado não pode ser aplicado na propulsão de navios.

O emprego de motores com mais de três fases reduz significativamente estes problemas e, conseqüentemente, agrega uma maior confiabilidade ao mecanismo acionado por tal tipo de motor.

7.3) Motor de Indução Trifásico com Controle Vetorial

Pode-se dizer, que em regime permanente, o princípio de aumento da amplitude da tensão e da frequência de forma a manter constante a razão entre as duas grandezas também é empregado no controle vetorial. Porém, as equações dinâmicas utilizadas para implementar o controle vetorial levam em consideração os parâmetros do motor e,

devido a isso, proporcionam um melhor controle sobre o comportamento do torque tanto em regime permanente quanto no transitório.

No controle vetorial, um referencial baseado no enlace de fluxo do rotor deve ser estabelecido. Uma vez definido este referencial, tem-se o desacoplamento entre as componentes de eixo direto e de quadratura da corrente de estator. A partir deste desacoplamento, se o fluxo de magnetização (eixo d) for mantido constante, o torque eletromagnético é determinado somente como função da corrente de eixo q no referencial do fluxo do rotor.

O controle vetorial do motor de indução foi implementado no modelo elaborado no Simulink para o motor de indução trifásico. O diagrama de blocos geral é apresentado na Fig. 68.

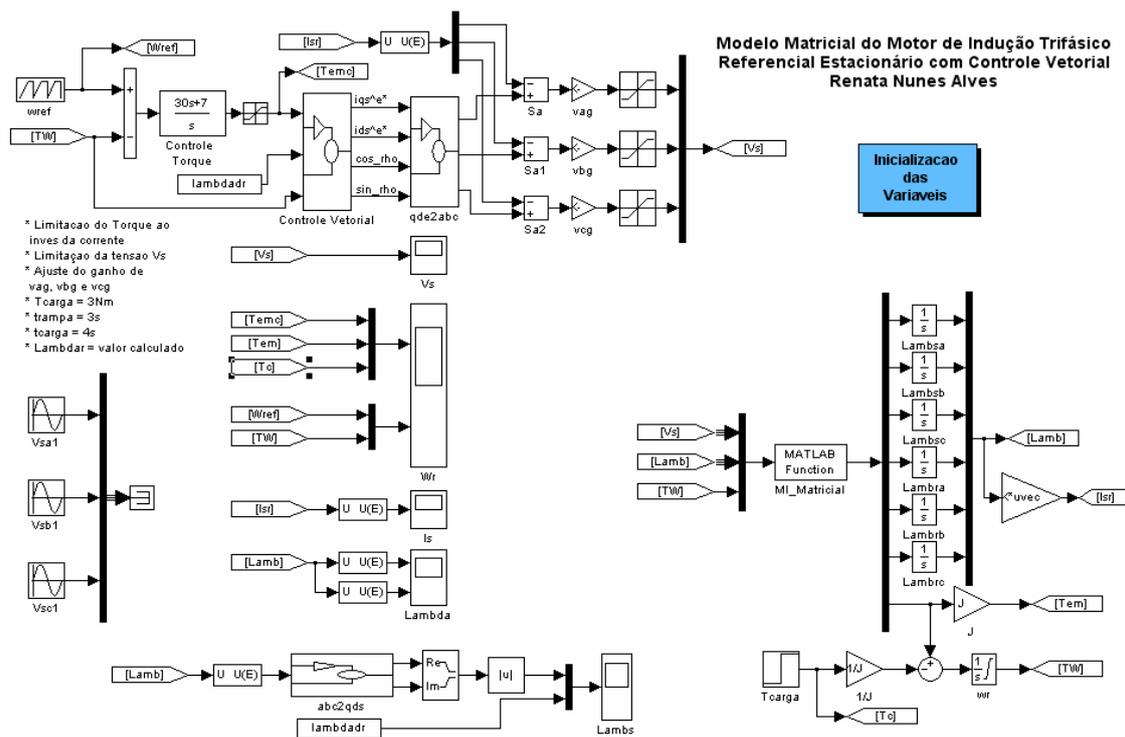


Fig. 68: Diagrama de Blocos do Motor Trifásico com Controle Vetorial.

O principal bloco do Controle Vetorial é apresentado na Fig. 68 a seguir. Utilizando o valor de referência do torque eletromagnético, determinado a partir do erro de velocidade atuando sobre um Controlador Proporcional-Integral (PI), e do valor do

enlace de fluxo nominal do motor, pode-se determinar as correntes de eixo direto (I_{sd}) e de quadratura (I_{sq}). A hipótese subjacente é de que o referencial de coordenadas dq utilizado é tal que o eixo d coincide com o do fluxo magnético do rotor. Para determinar a posição deste referencial, soma-se à posição do rotor o ângulo existente entre a corrente de eixo direto e a de eixo de quadratura.

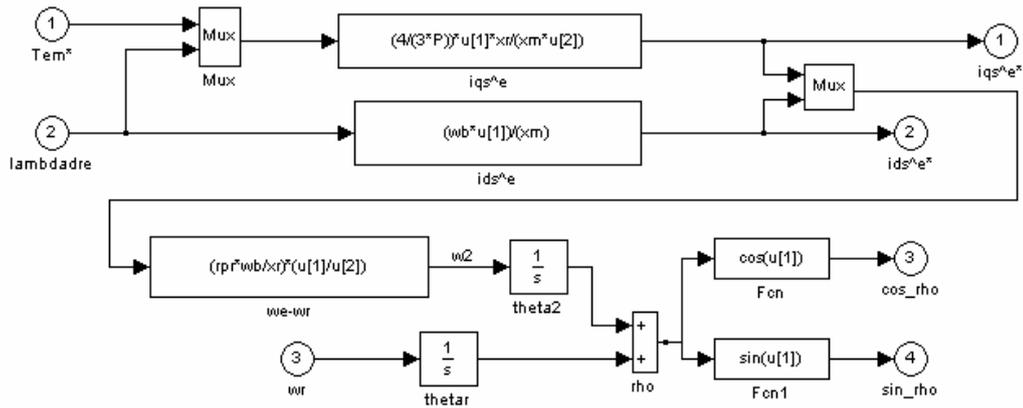


Fig. 69: Bloco de Controle Vetorial Orientado pelo Campo (FOC).

O bloco apresentado na Fig. 69 efetua a transformação entre o referencial de campo orientado (dq0) e o referencial natural das fases (abc). Em seguida as variáveis i_d e i_q são transformadas nas correntes i_{as} , i_{bs} , e i_{cs} de referência (Fig. 70).

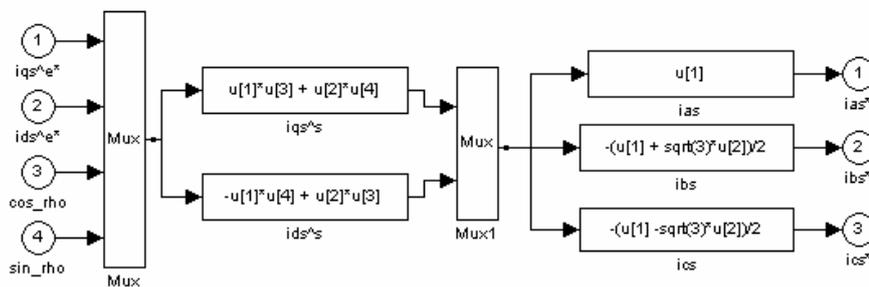


Fig. 70: Bloco da Transformação de Referenciais (dq0 para abc).

Nesta implementação, o conversor eletrônico foi representado através de um controlador do tipo proporcional cuja entrada é a diferença entre a corrente de referência gerada pelo controlador e a corrente estatórica medida em cada uma das fases.

Os resultados obtidos com tal modelo são apresentados nas Fig. 71 a Fig. 74. Nos gráficos que seguem, têm-se os seguintes eventos representados:

- Aceleração em rampa em um intervalo de 3,0 s indo desde o repouso até a velocidade nominal; e
- Aplicação de carga nominal em $t = 4,0$ s.

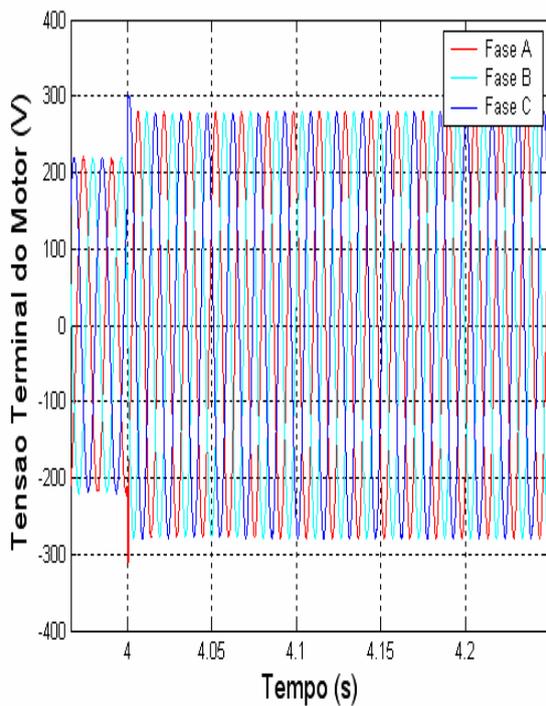


Fig. 71: Tensão Terminal do Motor.

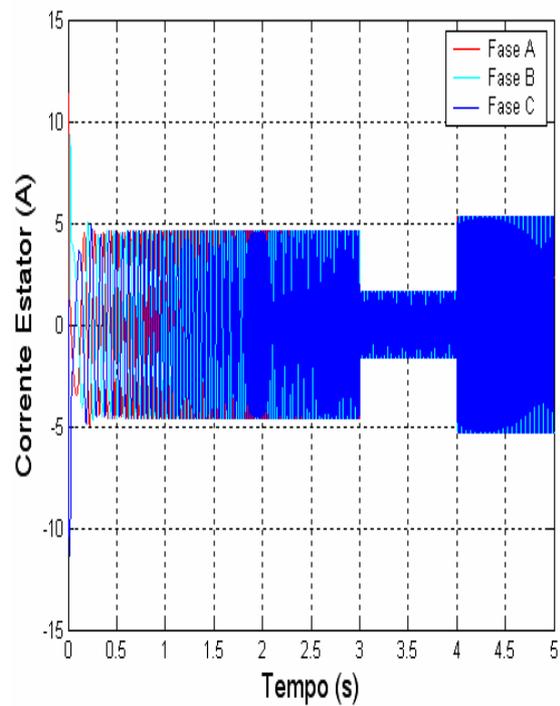


Fig. 72: Corrente no Estator.

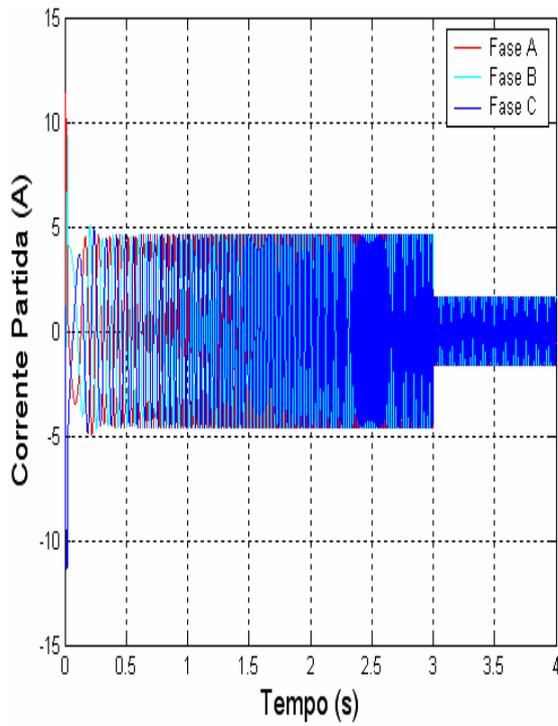


Fig. 73: Corrente de Partida.

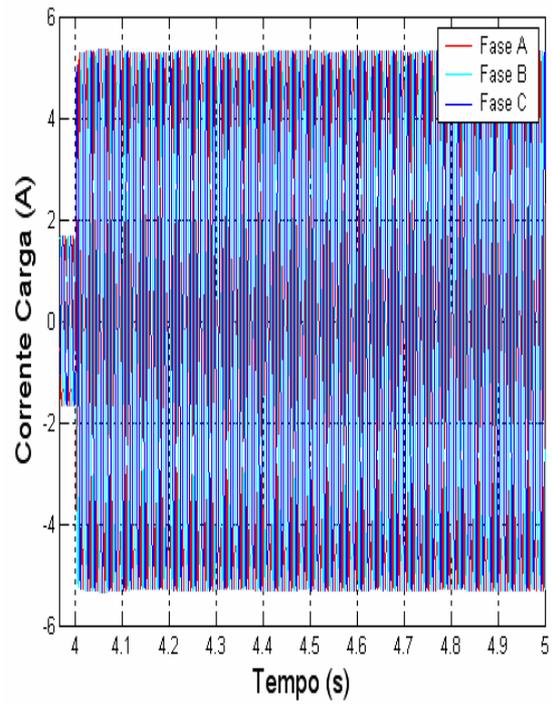


Fig. 74: Corrente no momento de aplicação de carga.

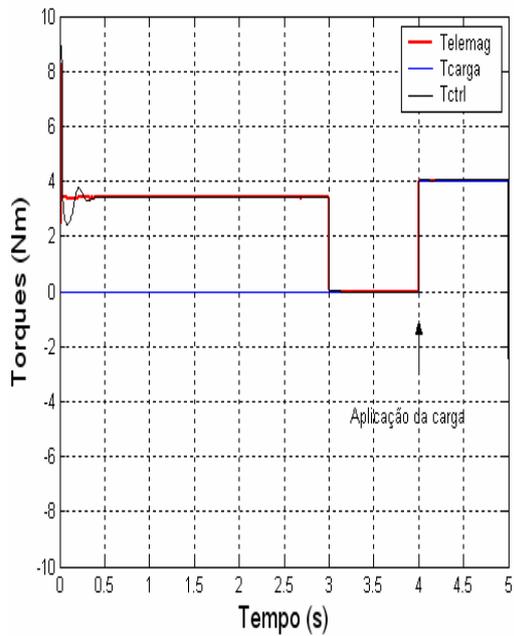


Fig. 75: Torques: Eletromagnético, da Carga e de Controle (Referência).

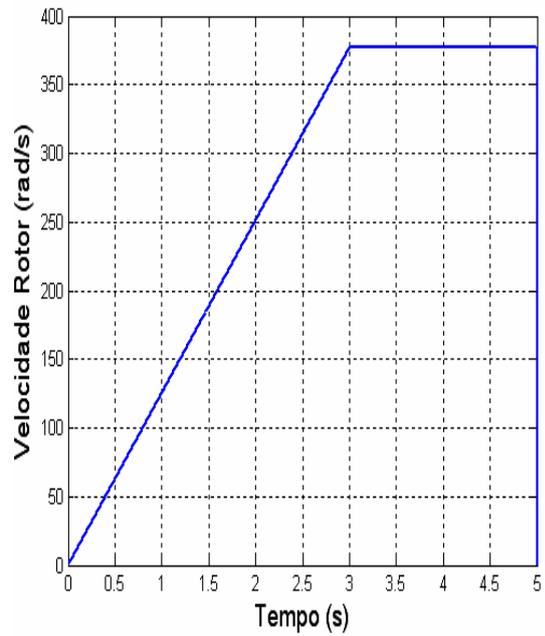


Fig. 76: Comportamento da Velocidade do Rotor.

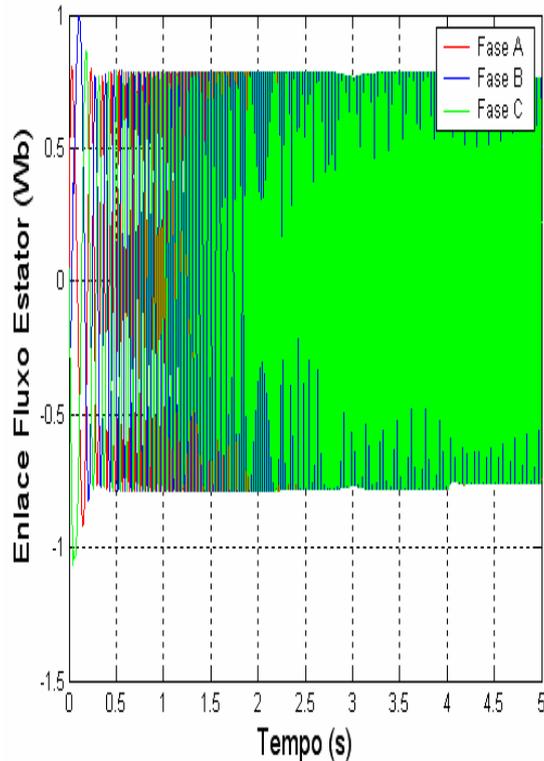


Fig. 77: Enlace do Fluxo do Estator.

Verifica-se que quando energizado, o motor apresenta uma rápida elevação no valor de corrente, definindo logo a seguir, a característica que será perseguida durante a fase de aceleração do motor (até 3s) (Fig. 72, Fig. 73 e Fig. 74).

As Fig. 75 e Fig. 76 apresentam o comportamento das variáveis mecânicas torque e velocidade em função do tempo.

O estabelecimento do fluxo nominal (0,75Wb) leva alguns ciclos para ocorrer (Fig.77) e, durante esta fase, não se tem um desacoplamento entre as correntes d e q , levando a oscilações no torque eletromagnético do motor conforme pode ser visto na Fig. 75.

Por outro lado, uma vez estabelecido o torque nominal, a resposta dinâmica do motor sofre uma grande melhoria, respondendo rapidamente a variações na carga aplicada no eixo (Fig. 75).

As simulações seguintes utilizam os modelos de motores multifásicos e serviram para verificar a aplicabilidade dos conceitos desenvolvidos para os motores trifásicos.

7.4) Motor de Indução Pentafásico

Conforme foi executado para o modelo do motor trifásico, as equações de estado desenvolvidas para o motor de cinco fases foram implementadas no Matlab/Simulink.

Esta primeira simulação consiste na aplicação direta de tensão nominal no motor e tem o objetivo de verificar os valores de tensão e fluxo magnético que proporcionam a mesma característica de torque que foi verificada no motor trifásico.

Os diagramas de bloco desenvolvidos para este modelo são apresentados na Fig. 78 a seguir.

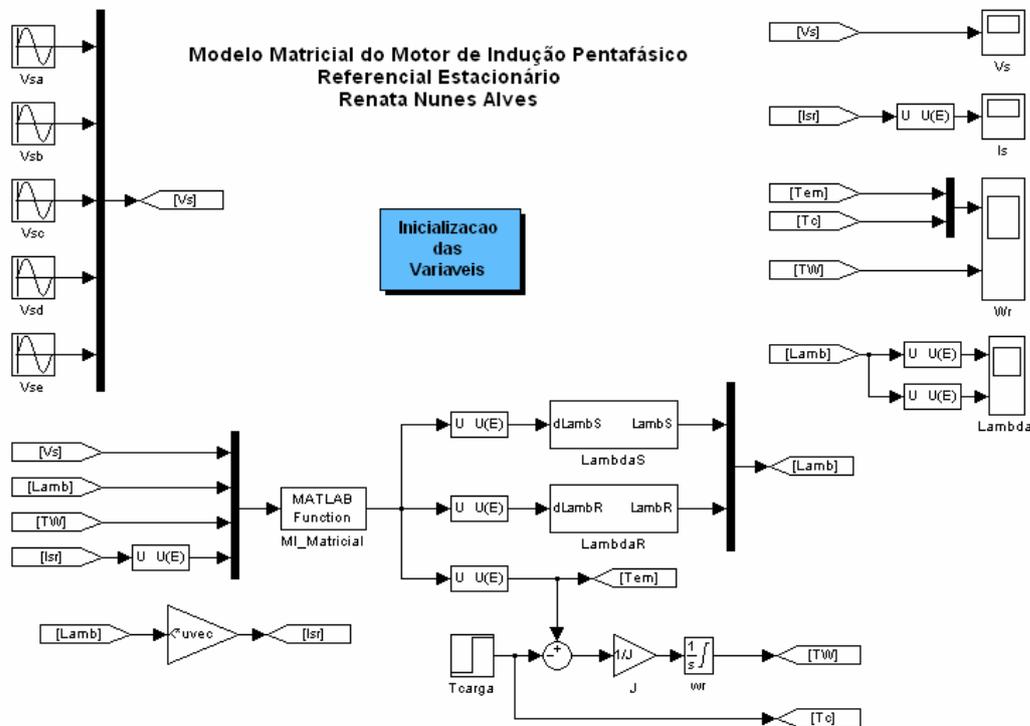


Fig. 78: Diagrama de Blocos do Motor de Indução Pentafásico.

Os eventos representados na simulação são os seguintes:

- Energização do motor em $t = 0$ s; e
- Aplicação de carga nominal em $t = 2,0$ s.

Os resultados obtidos são apresentados nas Fig. 79 a Fig. 84.

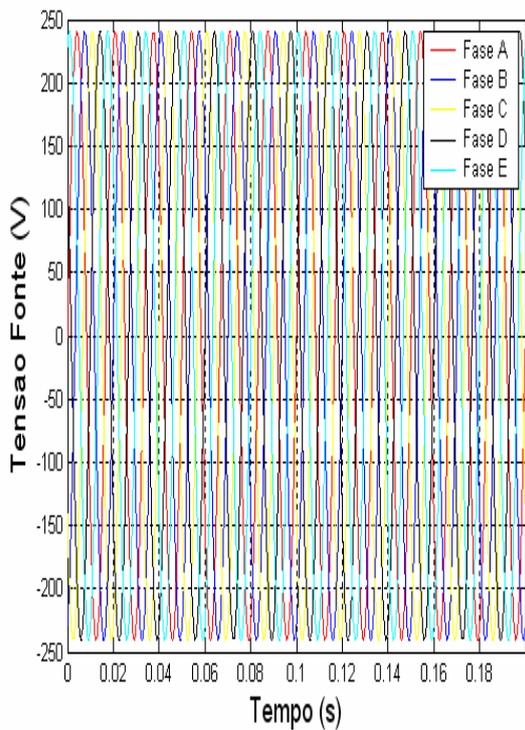


Fig. 79: Tensão de Alimentação Pentafásica Senoidal Equilibrada.

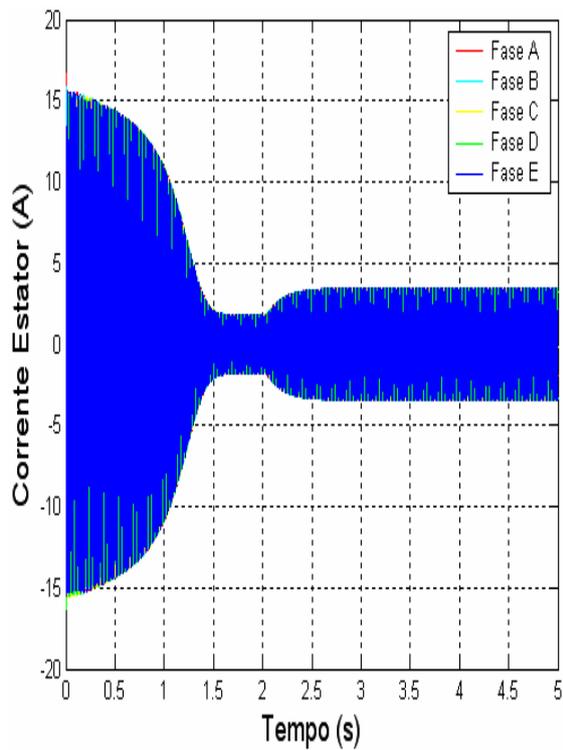


Fig. 80: Corrente no Estator.

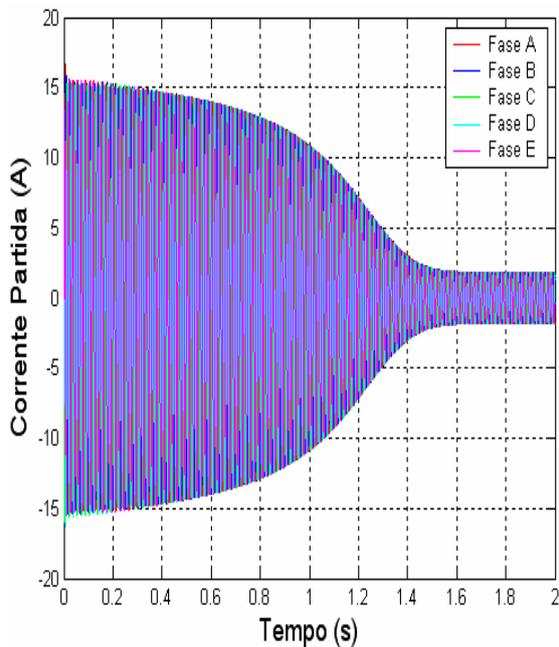


Fig. 81: Ampliação na Corrente de Partida do Motor.

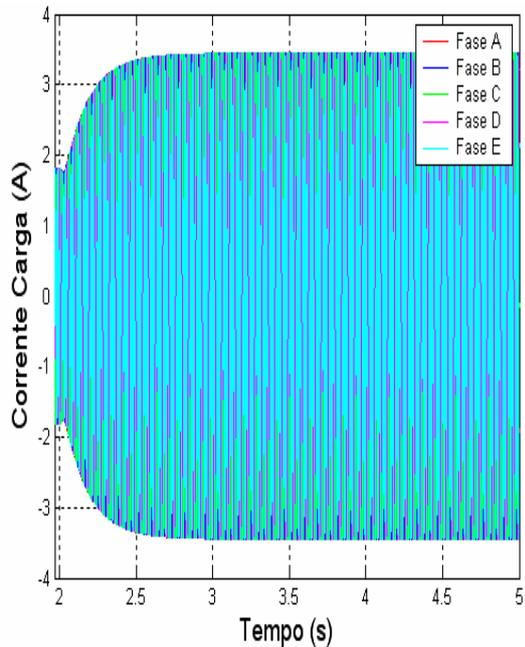


Fig. 82: Ampliação na Corrente do Motor com a Aplicação da Carga.

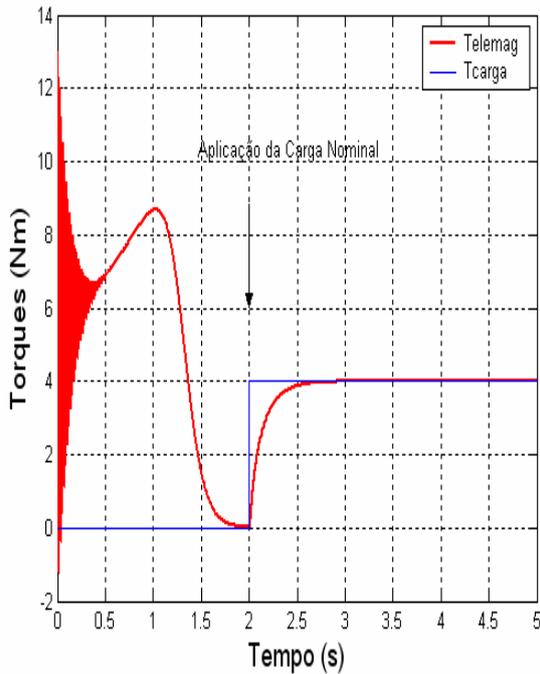


Fig. 83: Torque Eletromagnético e Torque da Carga.

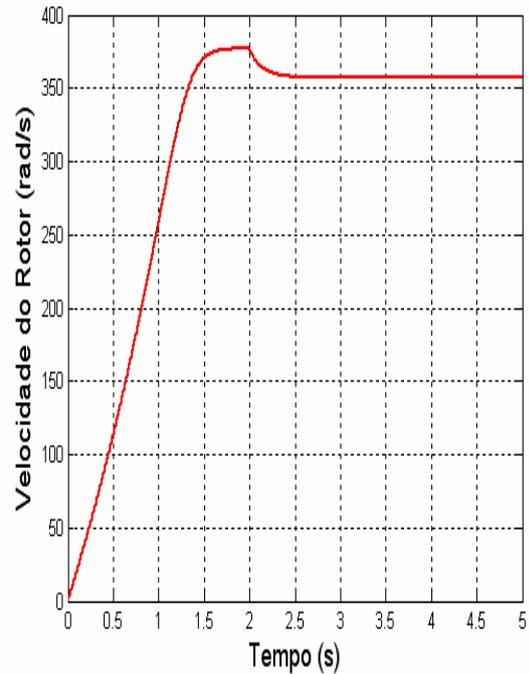


Fig. 84: Comportamento da Velocidade do Rotor.

Das figuras anteriores e comparando-se com a representação trifásica, verifica-se que para manter a mesma característica de torque, houve a necessidade de se aplicar somente 77% da tensão aplicada no motor trifásico. Isto é devido ao torque do motor de indução ser proporcional ao número de fases e ao quadrado da tensão aplicada no estator. Assim, para dois motores com os mesmos parâmetros de circuito elétrico porém um com 3 fases e o outro com 5 fases, se é aplicada a mesma tensão em ambos, o motor pentafásico apresentará um torque $5/3$ vezes maior que o motor trifásico. Como forma de ajustar a mesma curva de torque para ambos, optou-se por reduzir a tensão terminal aplicada no motor pentafásico em $\sqrt{3/5} = 0,7746$.

7.5) Motor de Indução Pentafásico com Perda de uma Fase

Foi realizada uma análise de perda de fase com o objetivo de avaliar a amplitude do torque oscilante em tal condição de contingência.

O modelo de modificação da tensão de alimentação foi modificado para incorporar as duas fases que foram acrescentadas. O diagrama de blocos da Fig. 85 foi elaborado para simular a perda da fase A do motor de cinco fases (pentafásico).

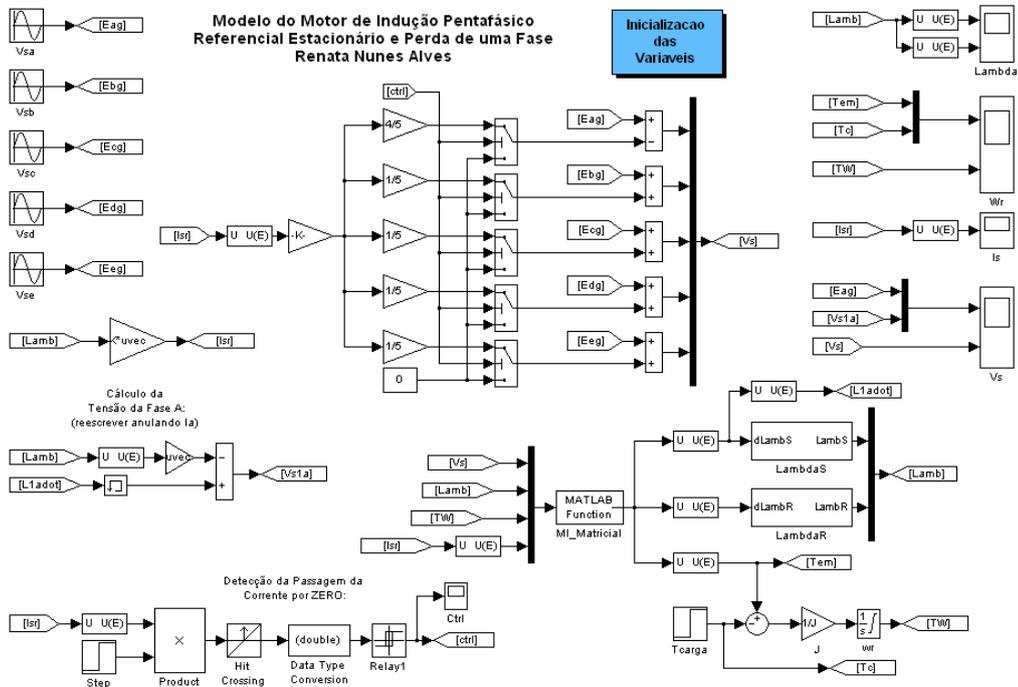


Fig. 85: Diagrama em Blocos do Motor Pentafásico com a perda da fase A.

Nos gráficos que seguem, têm-se os seguintes eventos representados:

- Energização do motor em $t = 0$ s;
- Aplicação de carga nominal em $t = 2,0$ s; e
- Abertura da fase A em $t = 3,0$ s.

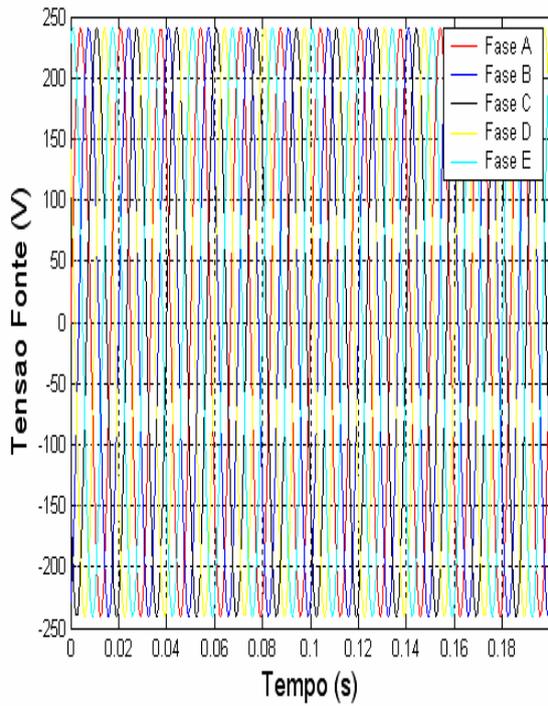


Fig. 86: Tensão de Alimentação Pentafásica Senoidal Equilibrada.

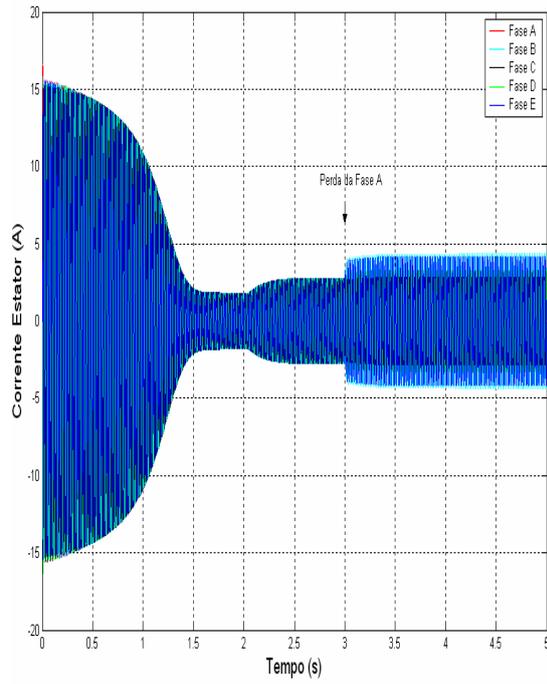


Fig. 87: Corrente no Estator.

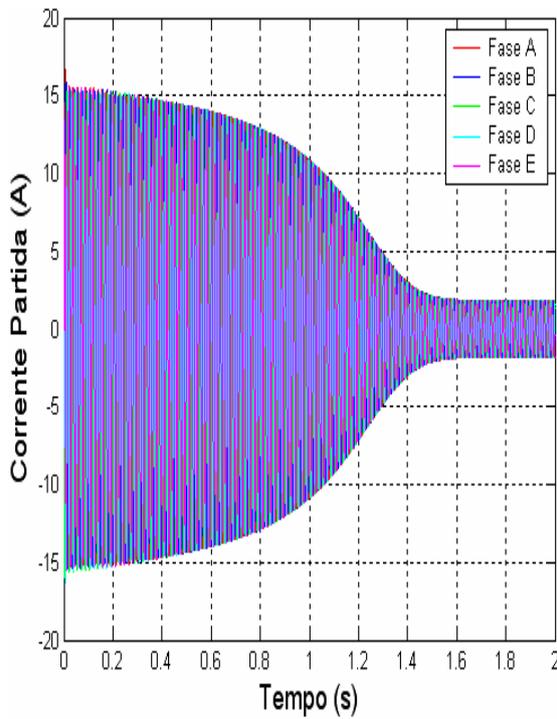


Fig. 88: Ampliação da Corrente de Partida do Motor.

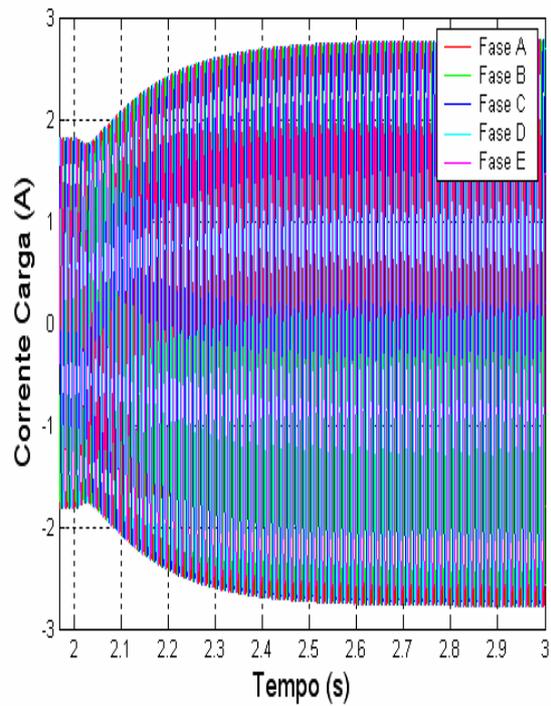


Fig. 89: Ampliação na Corrente no Momento de Aplicação da Carga.

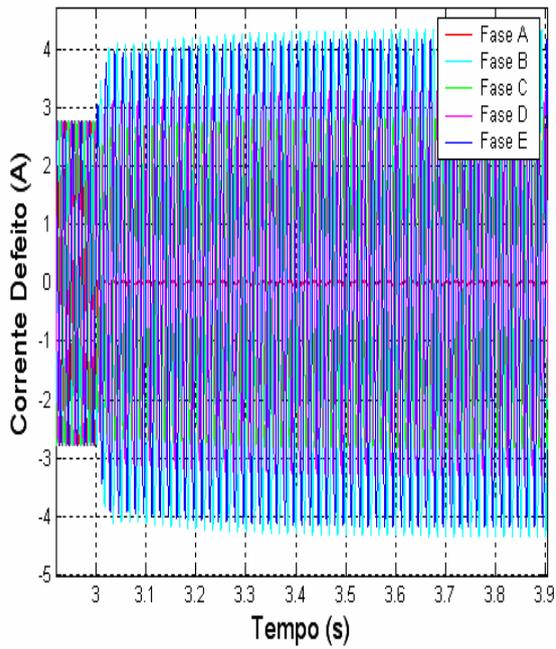


Fig. 90: Ampliação da Corrente no Momento da Perda da Fase A.

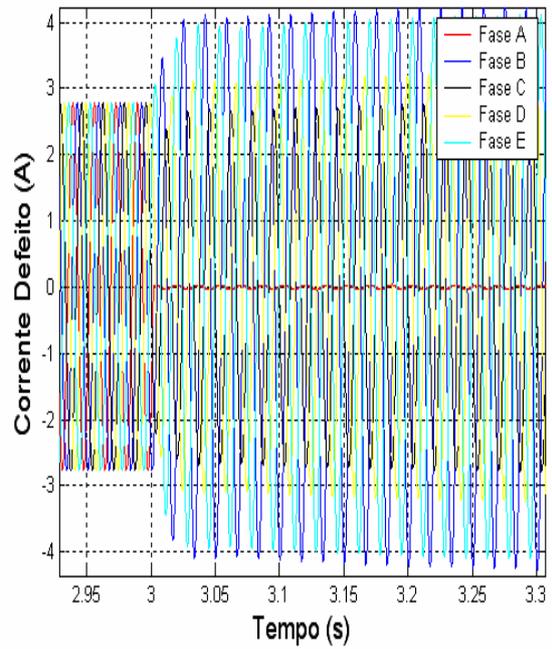


Fig. 91: Zoom nas Correntes após a Perda da Fase A.

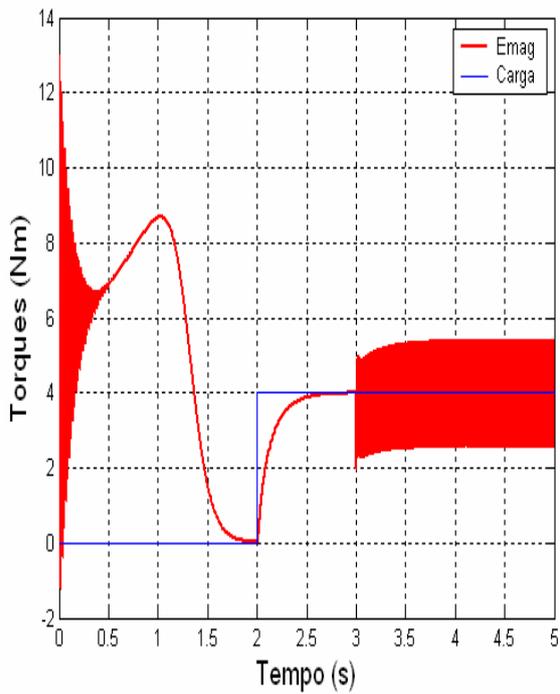


Fig. 92: Torque Eletromagnético e Torque da Carga.

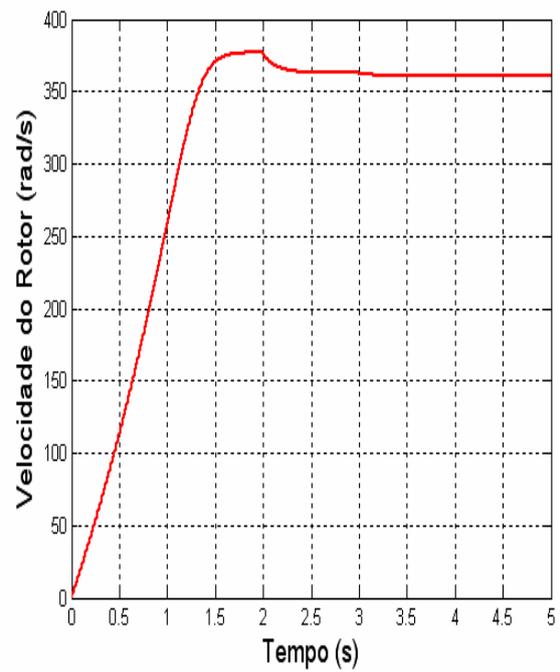


Fig. 93: Comportamento da Velocidade do Rotor.

Pela análise das figuras anteriores, Fig. 86 a Fig. 93, verifica-se que nas fases remanescentes circulam correntes cujas amplitudes não são mais equilibradas. Observa-se o maior aumento na corrente da fase B, o qual corresponde a um valor 50% maior que a corrente do motor operando com carregamento nominal.

A amplitude das oscilações de torque encontradas na Fig. 92 foi de 2,58 Nm de pico a pico, representando 65% do valor do torque nominal. Verifica-se que, para as mesmas condições de carregamento, a amplitude do torque oscilante e o aumento das correntes de fase reduziram significativamente quando comparadas com as obtidas para o motor trifásico, representando uma melhora para as condições de projeto e acionamento.

7.6) Motor de Indução Pentafásico com Controle Vetorial

O objetivo desta análise é verificar a aplicabilidade do controle vetorial em motores multifásicos, em particular no motor de cinco fases cujo modelo foi desenvolvido no Capítulo 5.

Os diagramas de blocos são apresentados nas Fig. 94 a Fig. 97.

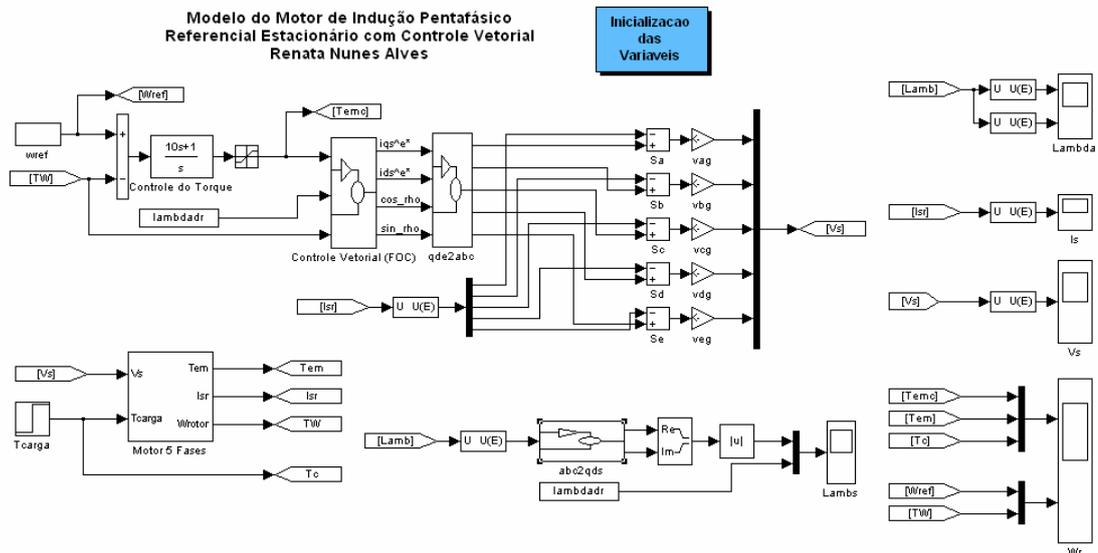


Fig. 94: Diagrama em Blocos do Motor Pentafásico com Controle Vetorial.

Conforme pode ser visto nos diagramas de blocos apresentados acima, o princípio do controle vetorial foi mantido nesta implementação, ou seja, a síntese de uma corrente pentafásica a partir de correntes representadas em dois eixos ortogonais. Assim, as principais modificações deram-se somente nas transformações entre os referenciais, uma vez que tiveram que ser expandidas para as cinco fases do motor. Além disso, o ganho do controlador PI que define o torque a ser aplicado também teve que ser reajustado, pois este motor apresenta um ganho maior para produzir o mesmo torque de um motor trifásico, mas com menos tensão e corrente por fase.

Os resultados obtidos com tal modelo são apresentados nas Fig 98 a Fig. 104. Nos gráficos têm-se os seguintes eventos representados:

- Aceleração em rampa em um intervalo de 3,0 s indo desde o repouso até a velocidade nominal; e
- Aplicação de carga nominal em $t = 4,0$ s.

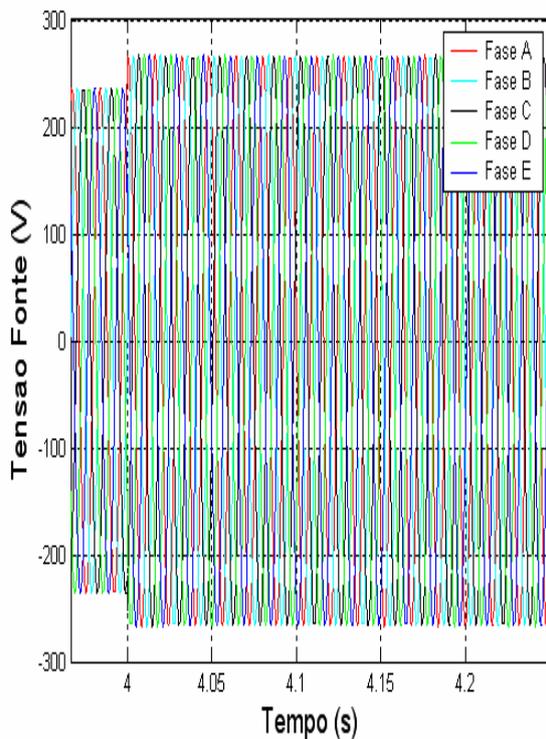


Fig. 98: Tensão de Alimentação Pentafásica Senoidal Equilibrada.

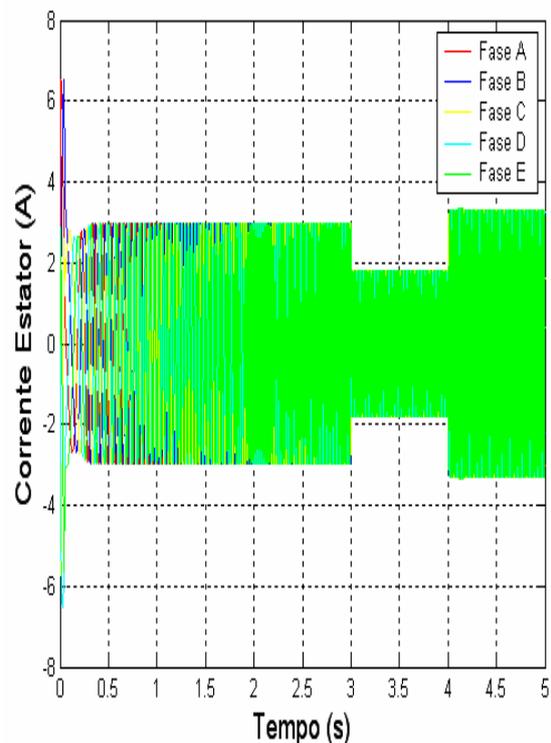


Fig. 99: Corrente no Estator.

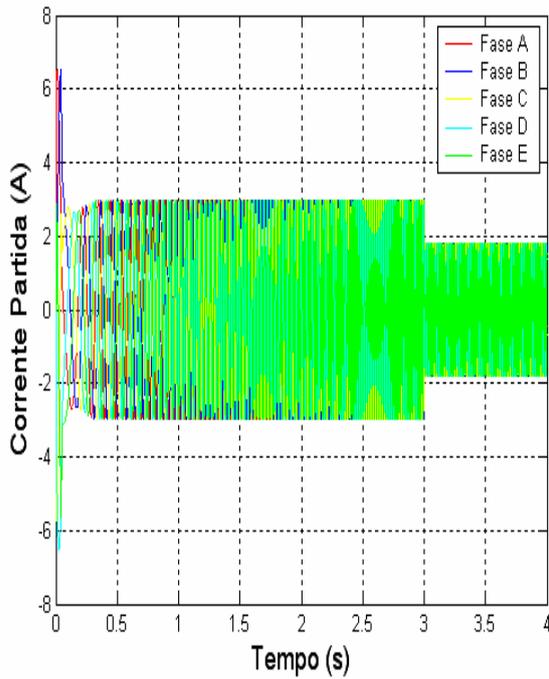


Fig. 100: Ampliação da Corrente de Partida do Motor.

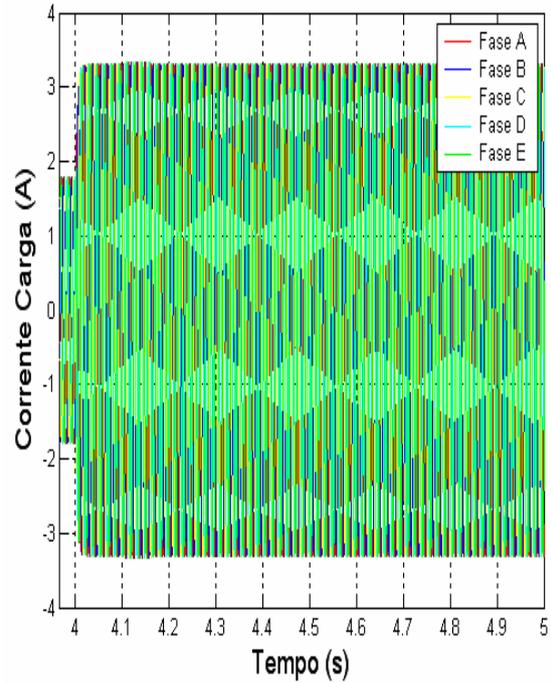


Fig. 101: Ampliação na Corrente no Momento de Aplicação da Carga.

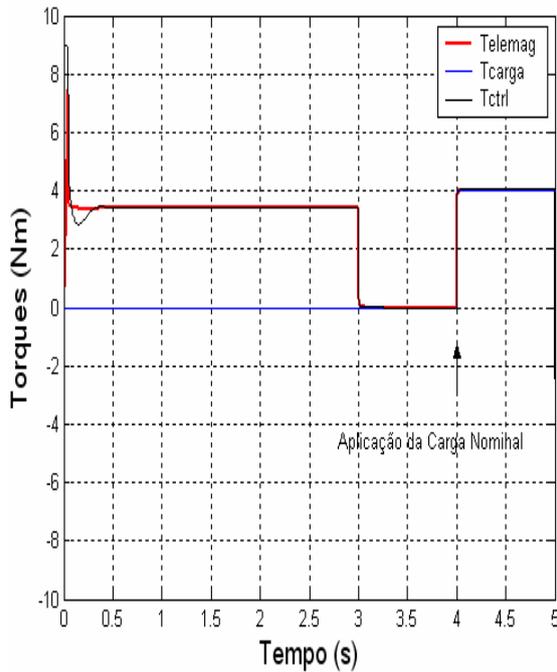


Fig. 102: Torque Eletromagnético, Torque da Carga e Controle de Torque.

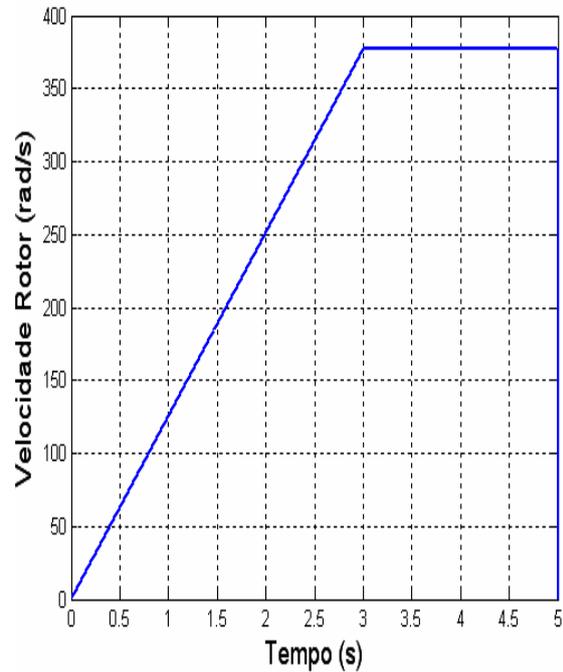


Fig. 103: Comportamento da Velocidade do Rotor.

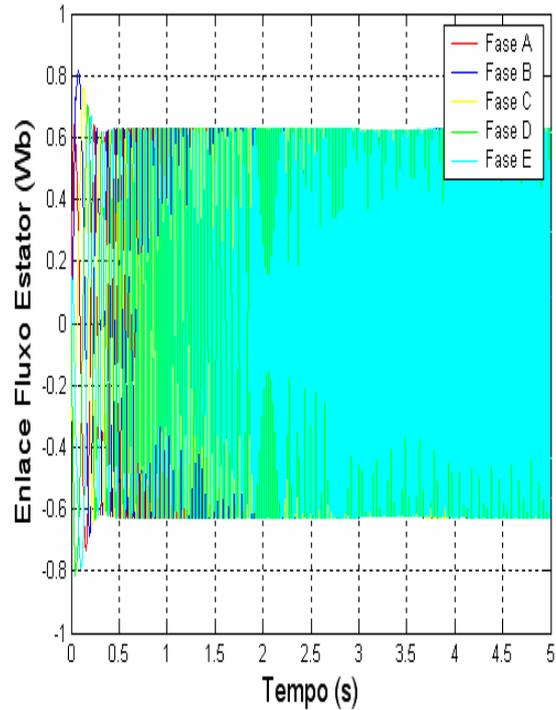


Fig. 104: Enlace do Fluxo do Estator.

As Fig. 102 e Fig. 103 apresentam o comportamento das variáveis mecânicas torque e velocidade em função do tempo.

O estabelecimento do fluxo nominal leva alguns ciclos para ocorrer e, durante esta fase, não se tem um desacoplamento entre as correntes d e q , levando a oscilações no torque eletromagnético do motor conforme pode ser visto na Fig. 104. Por outro lado, uma vez estabelecido o torque nominal, a resposta dinâmica do motor sofre uma grande melhoria, respondendo rapidamente a variações na carga aplicada no eixo.

7.7) Motor de Indução com 15 Fases

Conforme foi executado para o modelo do motor trifásico e pentafásico, as equações de estado desenvolvidas para o motor de quinze fases foram implementadas no Matlab/Simulink (Fig. 105).

Esta primeira simulação consiste na aplicação direta de tensão nominal no motor e tem o objetivo de verificar os valores de tensão e fluxo magnético que proporcionam a mesma característica de torque que foi verificada no motor trifásico.

O modelo do motor de indução de quinze fases implementado no Matlab/Simulink a partir das equações de estado é apresentado nas Fig. 105 a Fig. 107.

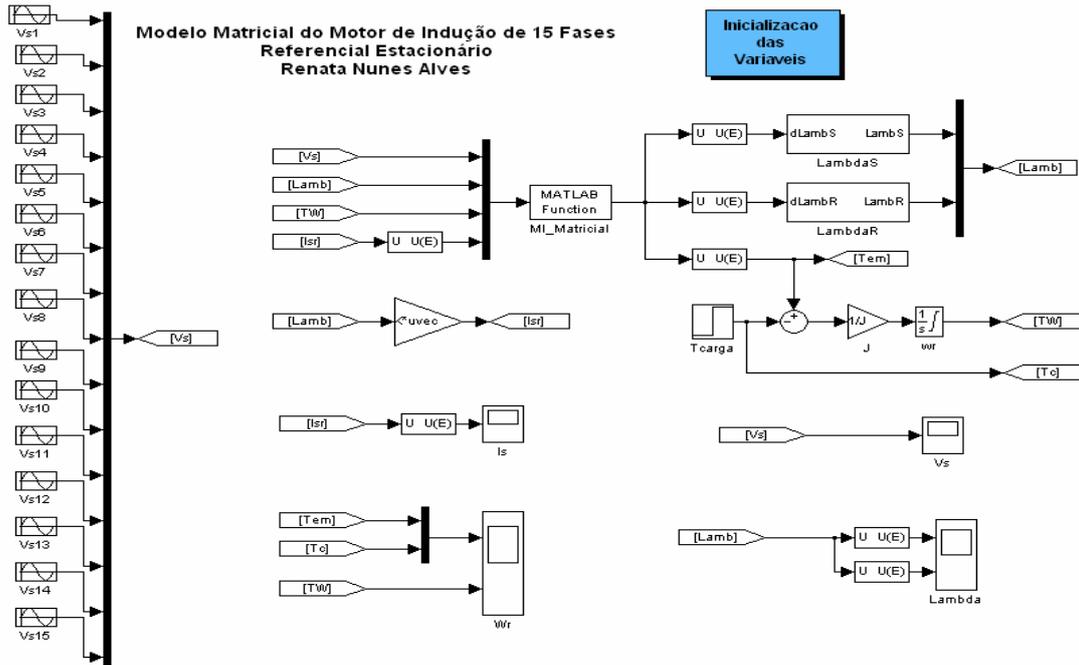


Fig. 105: Diagrama de Blocos do Motor de Indução com 15 Fases.

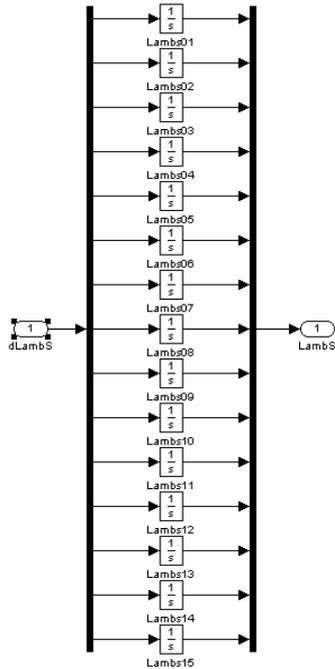


Fig. 106: Bloco do Modelo do Motor de Indução de 15 Fases (LambdaS).

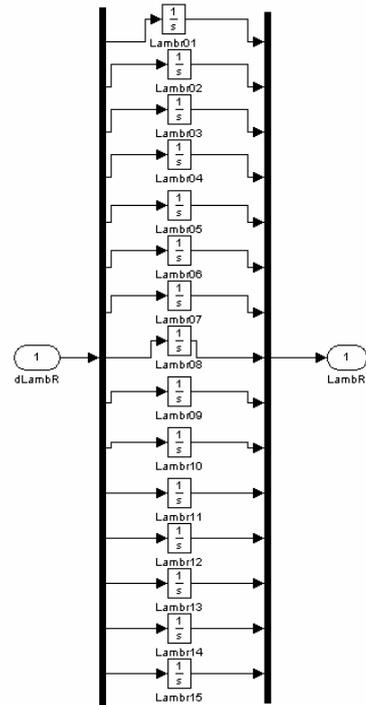


Fig. 107: Bloco do Modelo do Motor de Indução de 15 Fases (LambdaR).

Nos gráficos que seguem, têm-se os seguintes eventos representados:

- Energização do motor em $t = 0$ s; e
- Aplicação de carga nominal em $t = 2,0$ s.

Os resultados da simulação do motor quando acionado por uma fonte simétrica e equilibrada com quinze fases (Fig. 108) e sem controle são apresentados nas Fig. 109, Fig. 110 e Fig. 111.

Destaque é dado para os principais valores que definem a característica de torque da máquina, ou seja, os torques inicial, máximo e nominal. Conforme comentado anteriormente, a tensão de alimentação do motor foi ajustada de forma garantir a mesma curva de torque para as três máquinas (03, 05 e 15 fases).

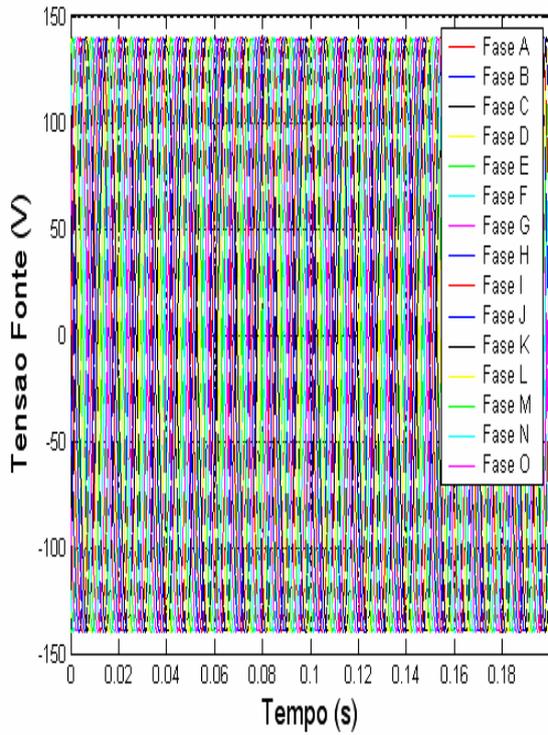


Fig. 108: Tensão na Fonte com 15 Fases.

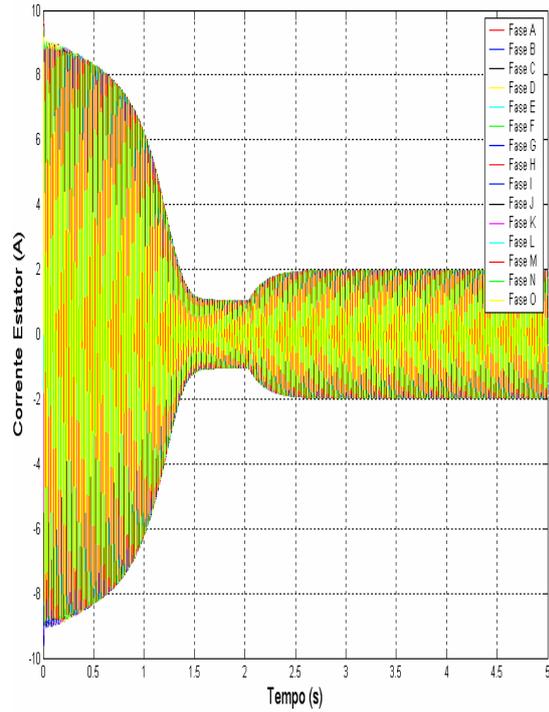


Fig. 109: Corrente no Estator.

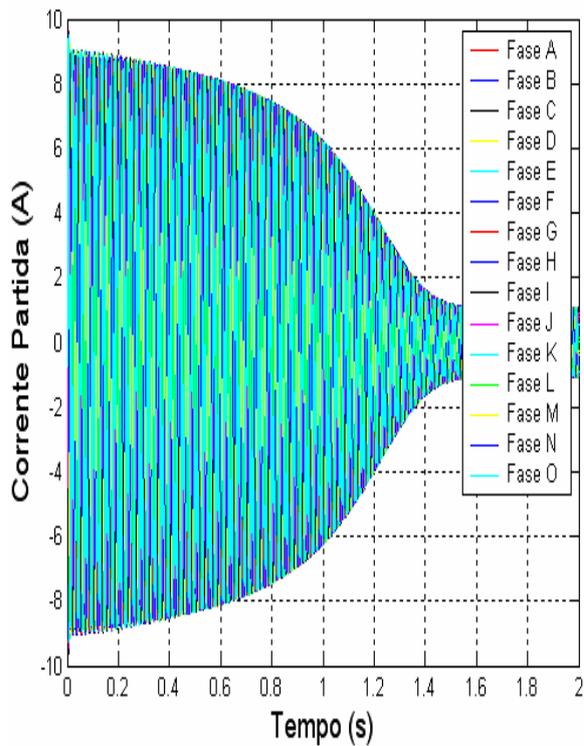


Fig. 110: Ampliação da Corrente de Partida do Motor.

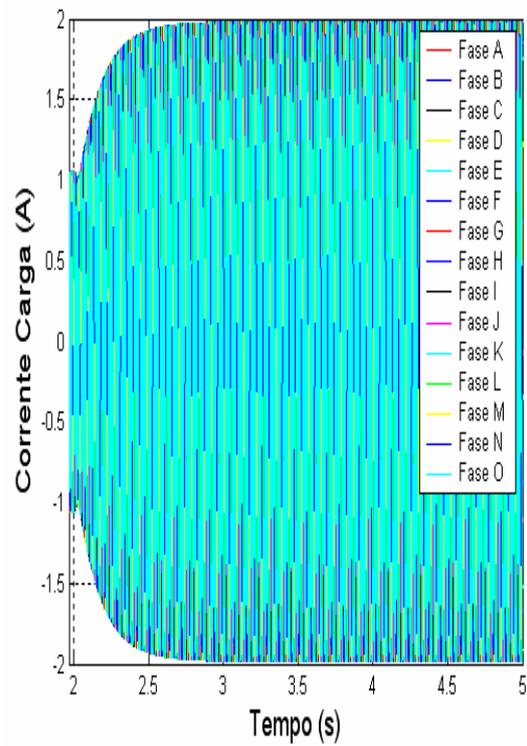


Fig. 111: Ampliação na Corrente no Momento de Aplicação da Carga.

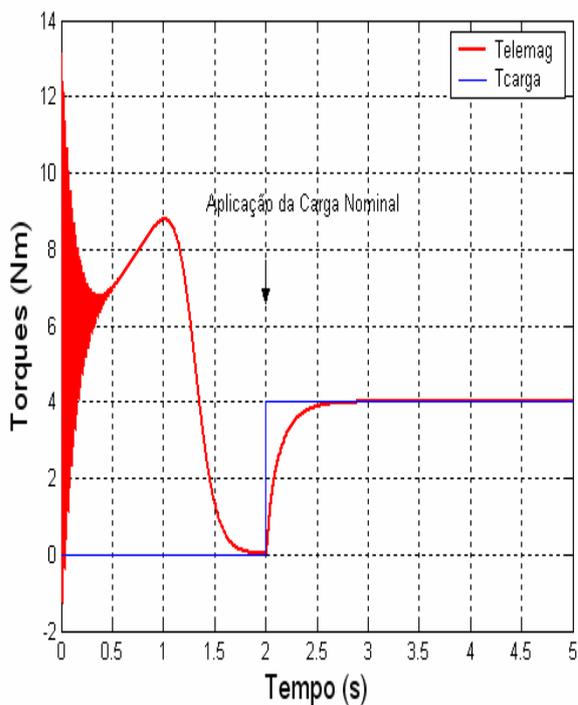


Fig. 112: Torque Eletromagnético e Torque da Carga.

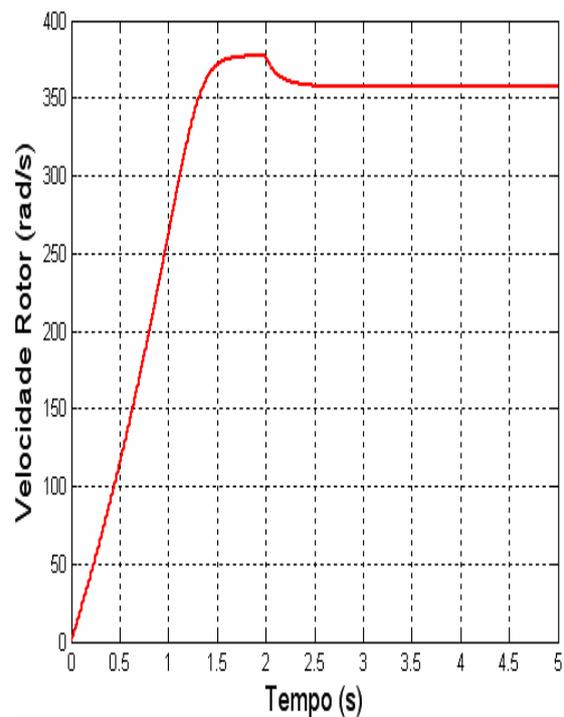


Fig. 113: Comportamento da Velocidade do Rotor.

As Fig. 112 e Fig. 113 apresentam as características dinâmicas das variáveis mecânicas torque e velocidade. O motor representado apresenta um torque inicial de 6,0 Nm, aproximadamente, um torque máximo de 8,7 Nm e um torque nominal de 4,0 Nm. O tempo de aceleração do motor é de 1,5 s.

7.8) Motor de Indução com 15 Fases com Perda de uma Fase

Novamente foi realizada uma análise de perda de fase com o objetivo de avaliar a amplitude do torque oscilante em tal condição de contingência.

O modelo do motor de indução acionado de forma direta (sem controle), porém modificado para representar a característica de perda de fase é apresentado nas Fig. 114 a Fig. 117. Foi utilizada a mesma sistemática empregada nas simulações dos motores trifásico e pentafásico.

Foram acrescentadas 10 fases ao modelo da fonte de alimentação com 5 fases que foi utilizada para a simulação do motor pentafásico.

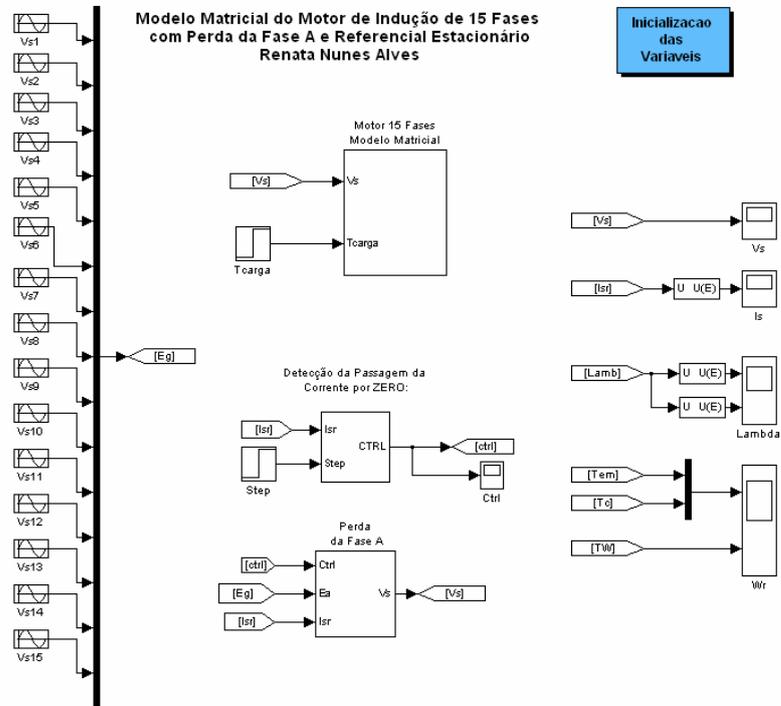


Fig. 114: Diagrama de Blocos do Motor de 15 fases com perda da Fase A.

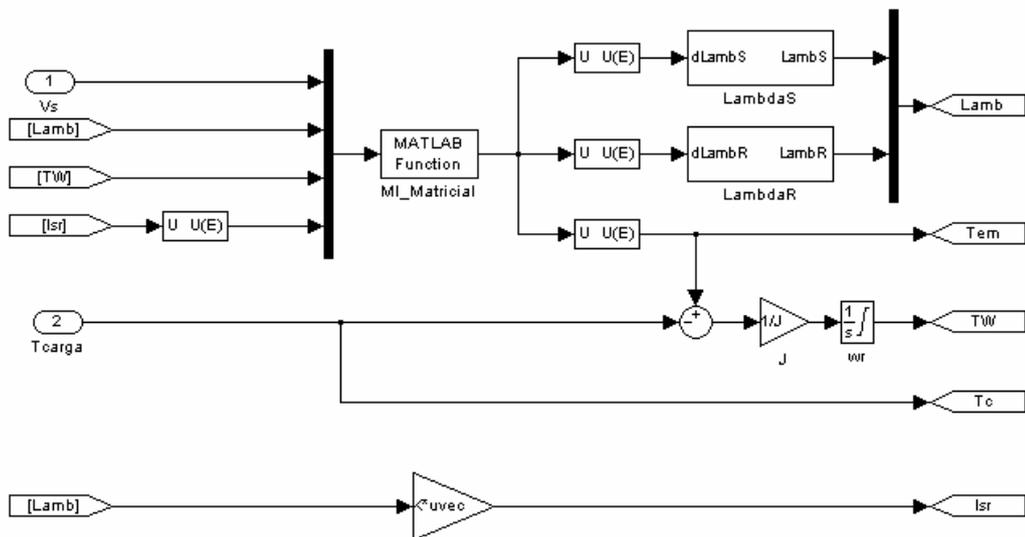


Fig. 115: Bloco do Modelo Matricial do Motor de Indução com 15 Fases.

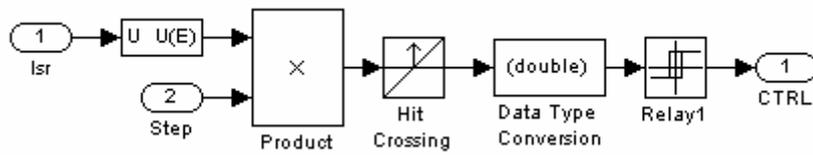


Fig. 116: Bloco da Detecção da Passagem da Corrente por Zero.

O diagrama de blocos da Fig. 117 foi elaborado para simular a perda da fase A do motor de quinze fases.

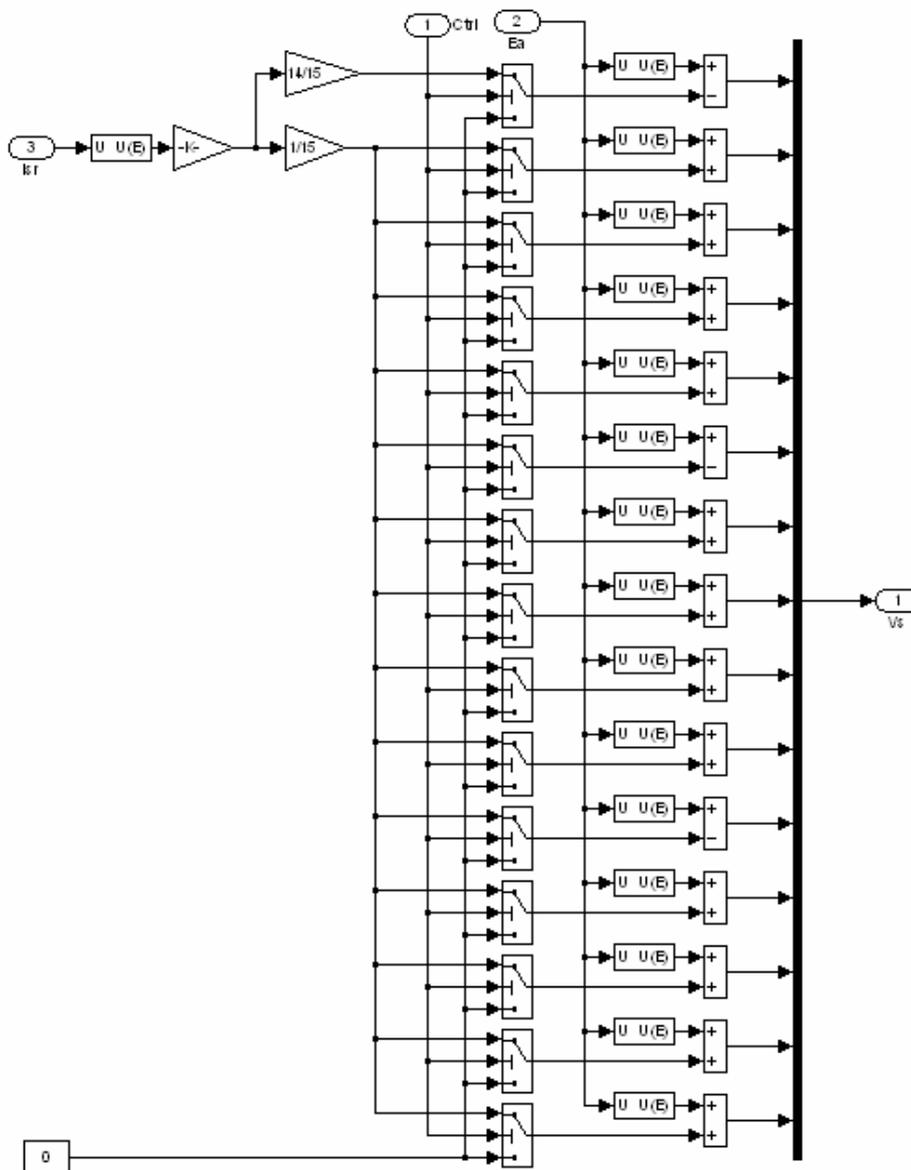


Fig. 117: Bloco da Perda da Fase A .

Os resultados da simulação do motor quando acionado por uma fonte simétrica, equilibrada e sem controle com abertura da fase A após certo intervalo de tempo é apresentado nas figuras a seguir. Nos gráficos que seguem, têm-se os seguintes eventos representados:

- Energização do motor em $t = 0$ s;
- Aplicação de carga nominal em $t = 2,0$ s; e
- Abertura da fase A em $t = 3,0$ s.

Os resultados da simulação do motor quando acionado por uma fonte simétrica e equilibrada com quinze fases (Fig. 118) e sem controle são apresentado nas Fig. 119 a Fig. 126.

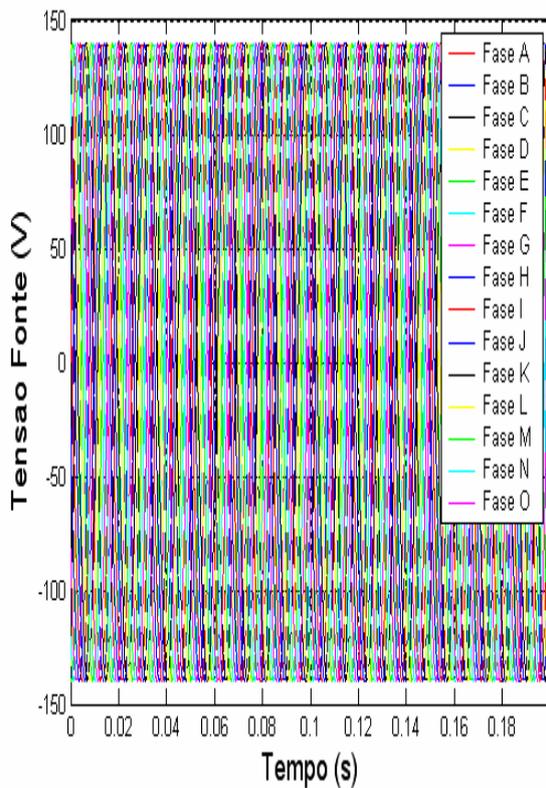


Fig. 118: Tensão na Fonte com 15 Fases.

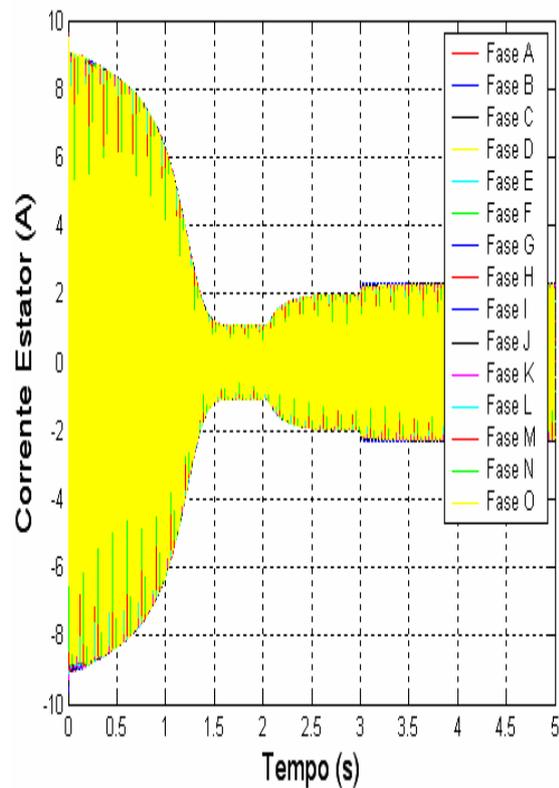


Fig. 119: Corrente no Estator.

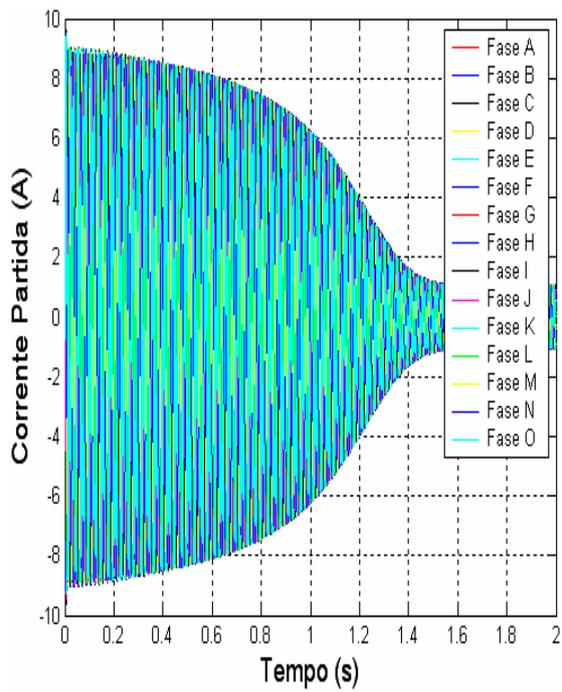


Fig. 120: Ampliação da Corrente de Partida do Motor.

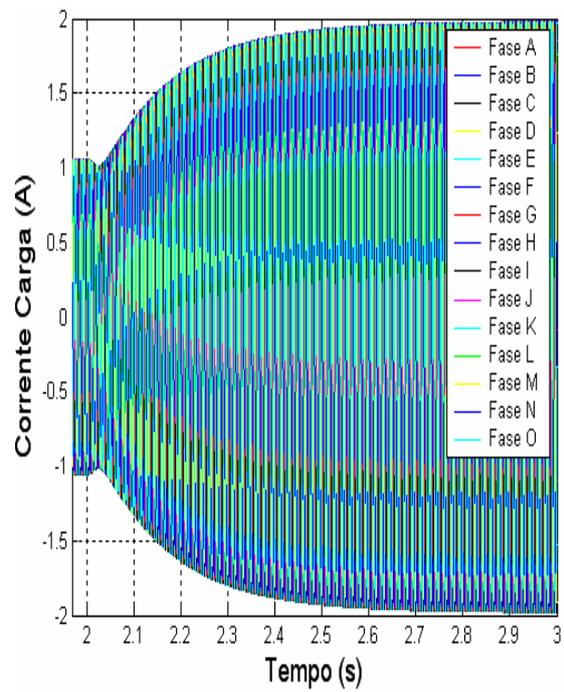


Fig. 121: Ampliação na Corrente no Momento de Aplicação da Carga.

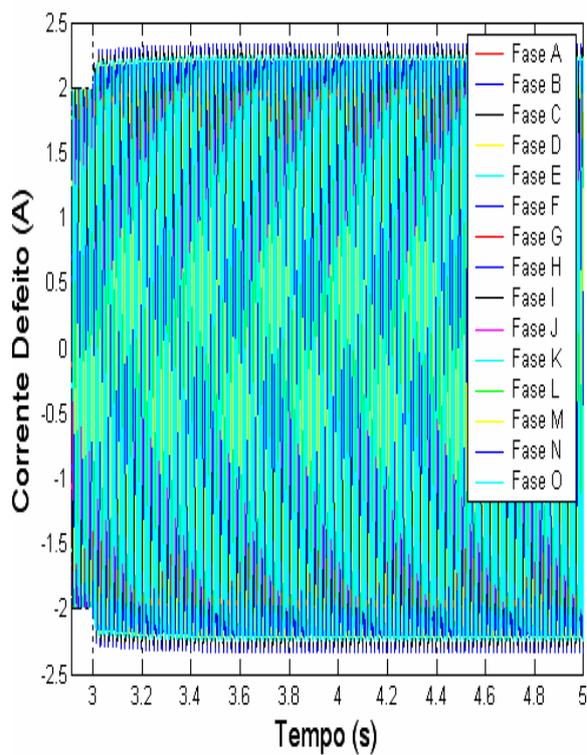


Fig. 122: Perda da Fase A.

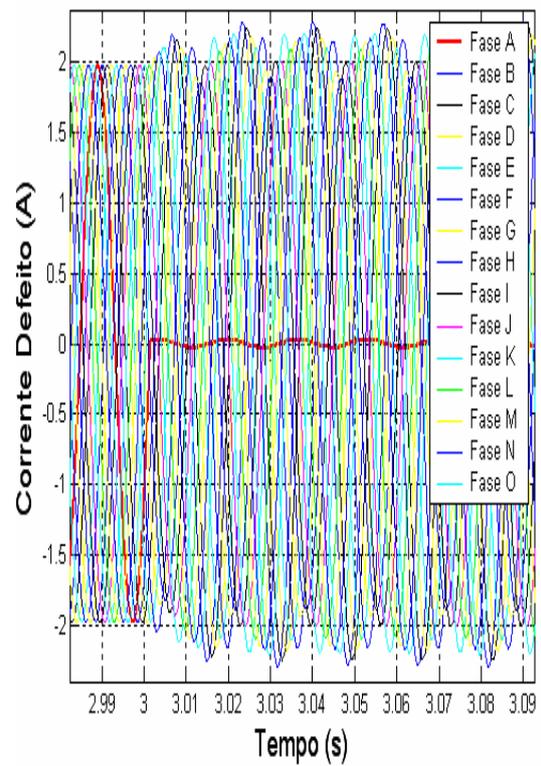


Fig. 123: Zoom no Momento da Perda da Fase A.

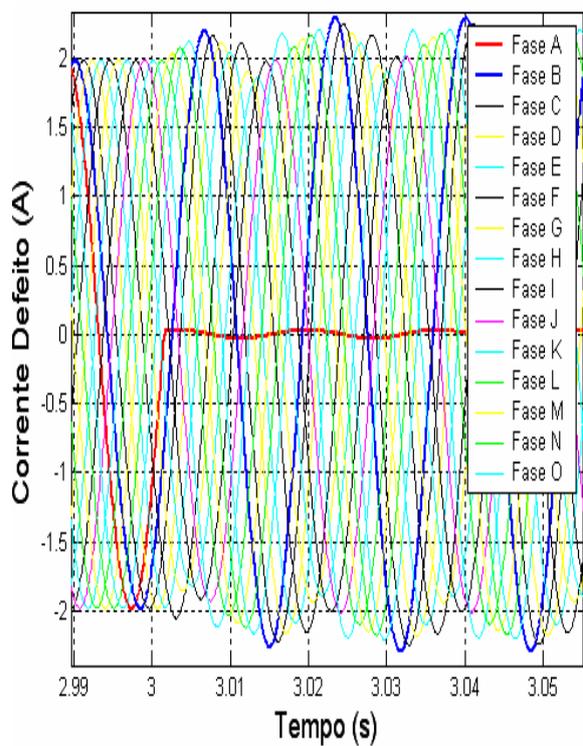


Fig. 124: Zoom no Momento da Perda da Fase A.

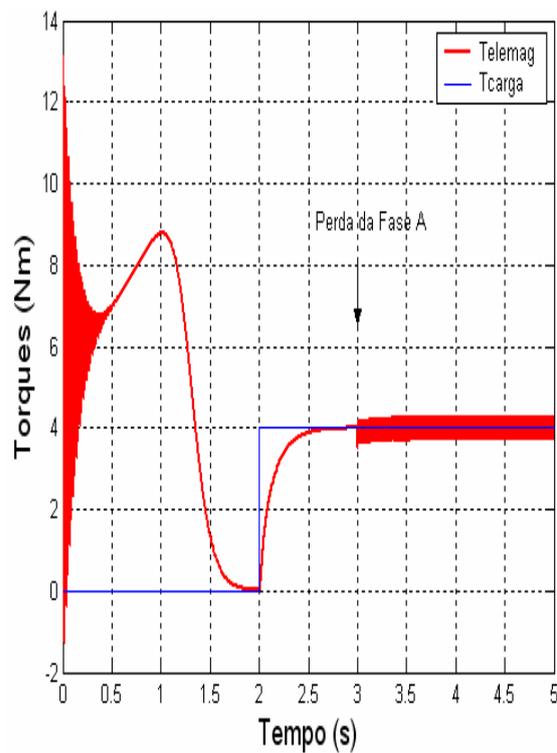


Fig. 125: Torques: Eletromagnético e Torque da Carga.

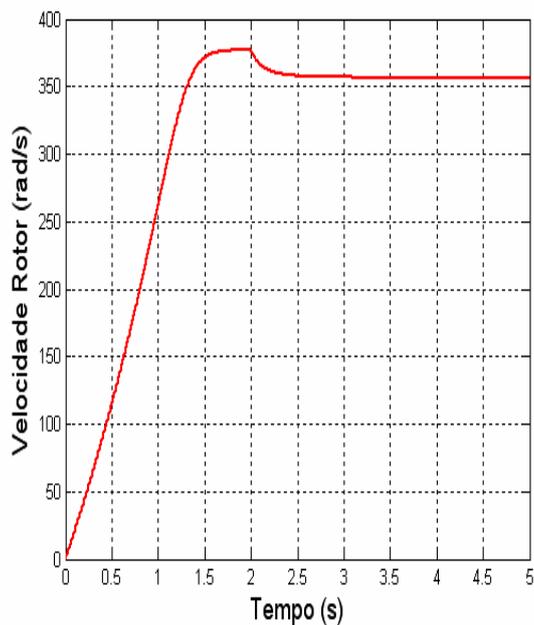


Fig. 126: Comportamento da Velocidade do Rotor.

Pela análise das Fig. 123 e Fig. 124, verifica-se que nas fases remanescentes circulam correntes cujas amplitudes não são mais equilibradas. Observa-se o maior aumento na corrente da fase B, o qual corresponde a um valor 10% maior que a corrente do motor operando com carregamento nominal.

Destaque é dado para os principais valores que definem a característica de torque da máquina, ou sejam, os torques inicial, máximo e nominal. Conforme comentado anteriormente, a tensão de alimentação do motor foi ajustada de forma garantir a mesma curva de torque para as três máquinas (03, 05 e 15 fases).

O conjunto seguinte Fig. 125 e Fig. 126 apresentam as características dinâmicas das variáveis mecânicas torque e velocidade. O motor representado apresenta um torque inicial de 6,0 Nm, aproximadamente, um torque máximo de 8,7 Nm e um torque nominal de 4,0 Nm. O tempo de aceleração do motor é de 1,5 s.

A amplitude das oscilações de torque encontrada na Fig. 125 foi de 0,5 Nm de pico a pico, representando 12,5% do valor do torque nominal. Verifica-se que, para as mesmas condições de carregamento, a amplitude do torque oscilante e o aumento das correntes de fase reduziram significativamente quando comparadas com as obtidas para o motores trifásico e pentafásico, representando uma melhora para as condições de projeto e acionamento.

7.9) Motor de Indução com 15 Fases com Controle Vetorial

O objetivo desta análise é verificar a aplicabilidade do controle vetorial em motores multifásicos, em particular no motor de quinze fases cujo modelo foi desenvolvido no Capítulo 5.

Os diagramas de blocos são apresentados nas Fig. 127 a Fig. 130.

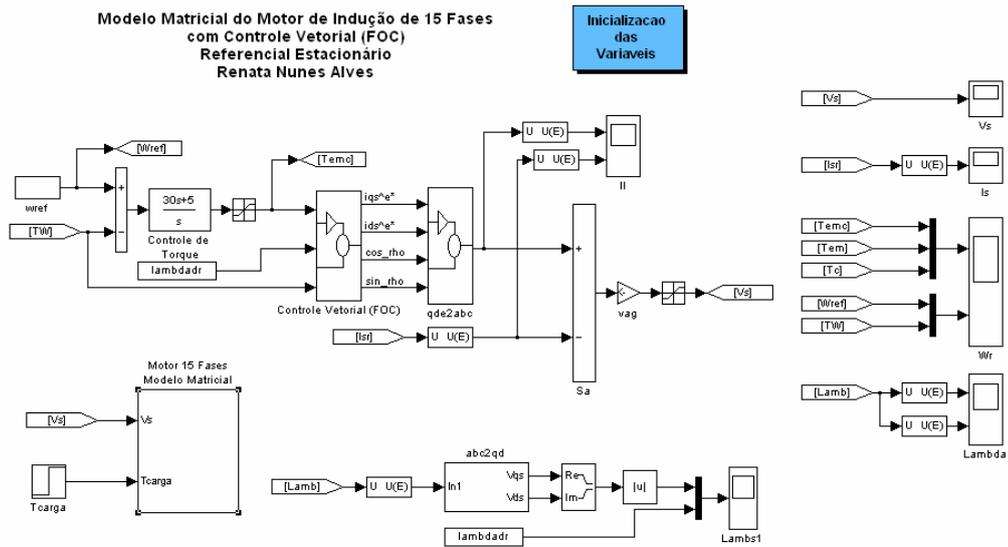


Fig. 127: Diagrama de Blocos do Motor de 15 Fases com Controle Vetorial.

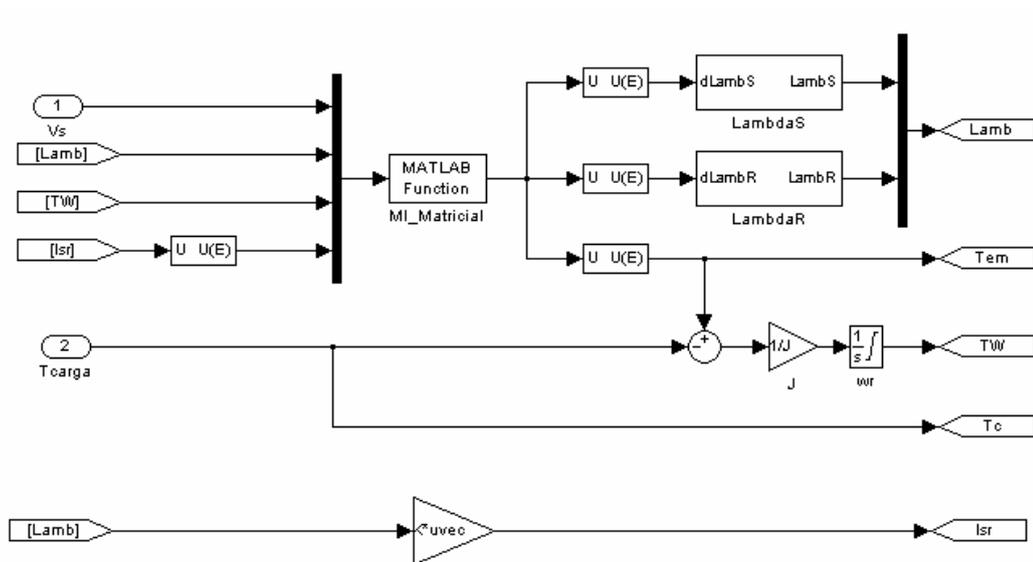


Fig. 128: Bloco Modelo do Motor de Indução de 15 Fases.

O principal bloco do controle vetorial é apresentado na Fig. 129. Utilizando o valor do torque eletromagnético, determinado a partir do erro de velocidade atuando sobre um Controlador Proporcional-Integral (PI), e do valor do enlace de fluxo nominal do motor, pode-se determinar as correntes de eixo direto e de quadratura. A hipótese subjacente é de que o referencial utilizado é o do fluxo do rotor. Para determinar a

posição deste referencial, soma-se à posição do rotor o ângulo existente entre a corrente de eixo direto e a de eixo de quadratura.

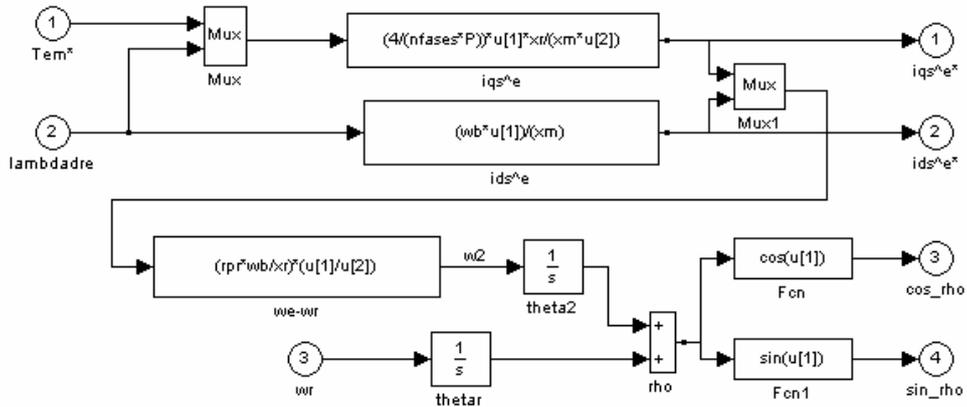


Fig. 129: Bloco do Controle Vetorial Orientado pelo Campo (FOC).

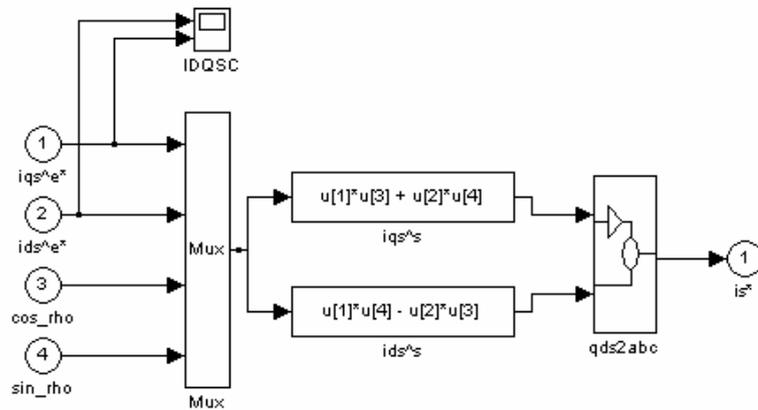


Fig. 130: Bloco da Transformação de Referenciais (dq0 para abc).

Conforme pode ser visto nos diagramas de blocos apresentados acima, o princípio do controle vetorial foi mantido nesta implementação, ou seja, a síntese de uma corrente com quinze fases a partir de correntes representadas em dois eixos ortogonais. Assim, as principais modificações deram-se somente nas transformações entre os referenciais, uma vez que tiveram que ser expandidas para as quinze fases do motor. Além disso, os

ganhos do controlador PI que define o torque a ser aplicado também teve que ser reajustado.

Nos gráficos que seguem, têm-se os seguintes eventos representados:

- Aceleração em rampa em um intervalo de 3,0 s indo desde o repouso até a velocidade nominal; e
- Aplicação de carga nominal em $t = 4,0$ s.

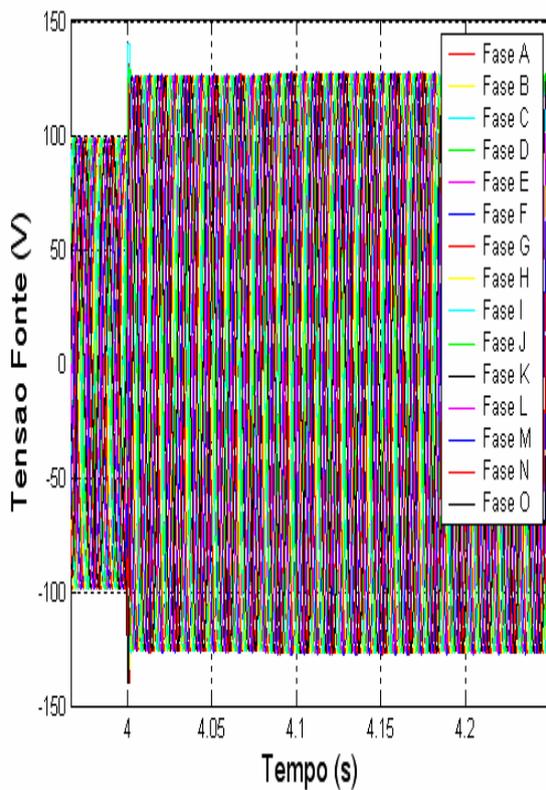


Fig. 131: Tensão de Alimentação na Fonte.

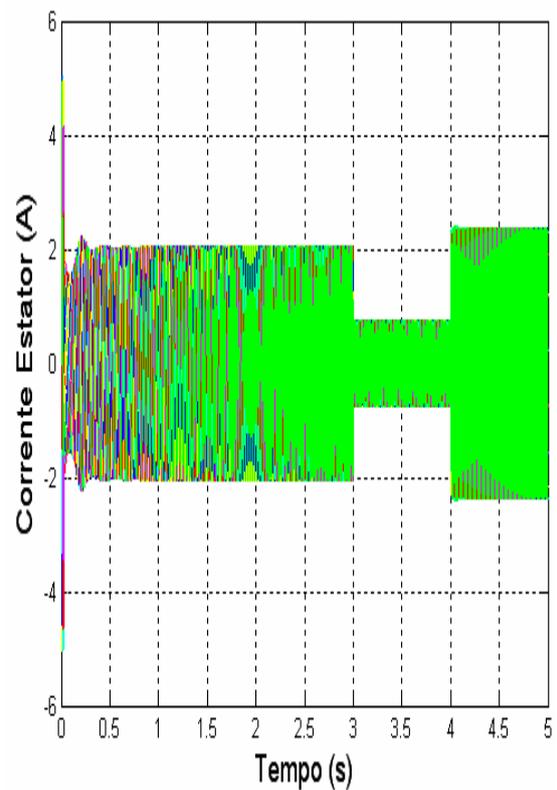


Fig. 132: Corrente no Estator.

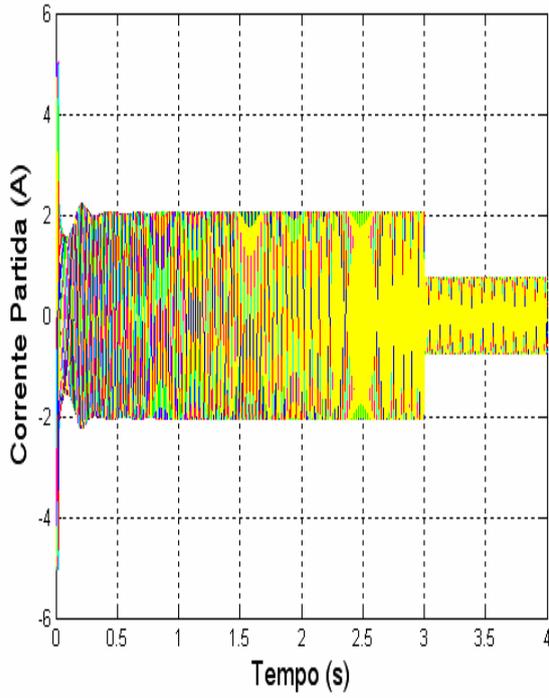


Fig. 133: Corrente de Partida do Motor.

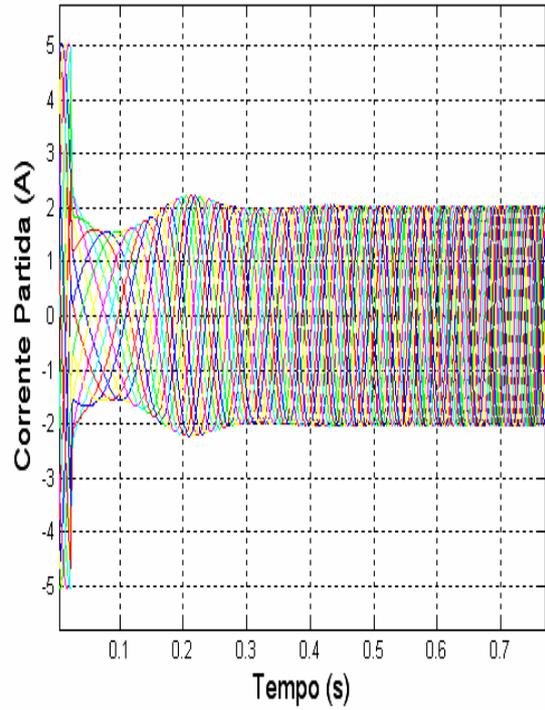


Fig. 134: Ampliação da Corrente na Partida do Motor.

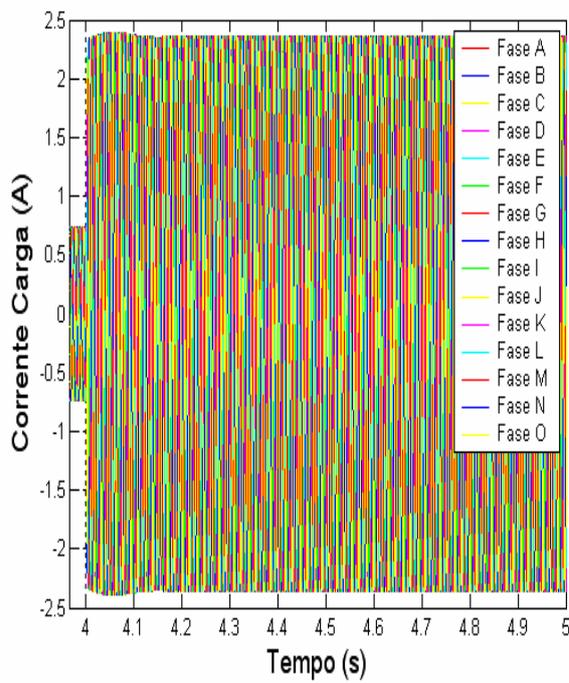


Fig. 135: Corrente no Momento de Aplicação da Carga.

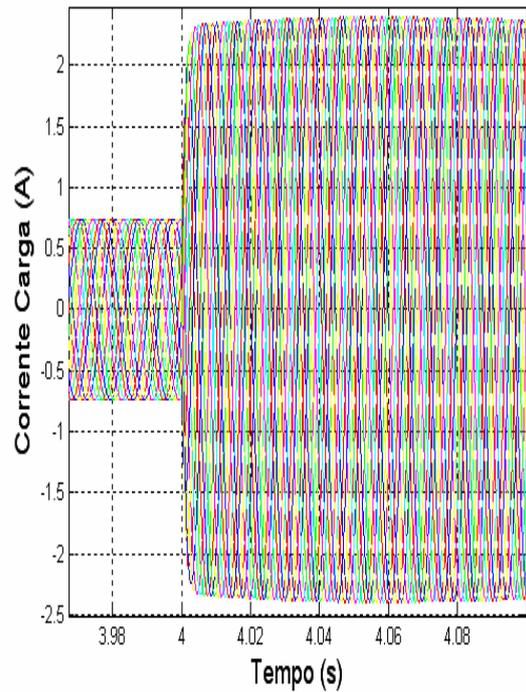


Fig. 136: Ampliação da Corrente no Momento de Aplicação da Carga.

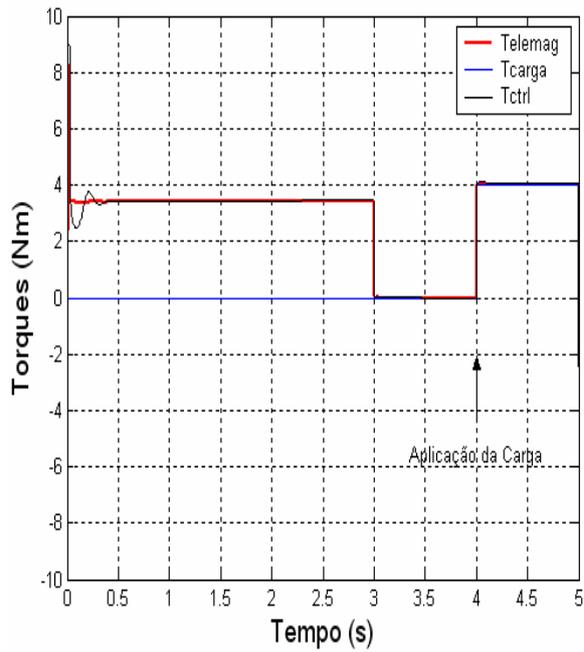


Fig. 137: Torques: Eletromagnético, da Carga, e de Controle (Referência).

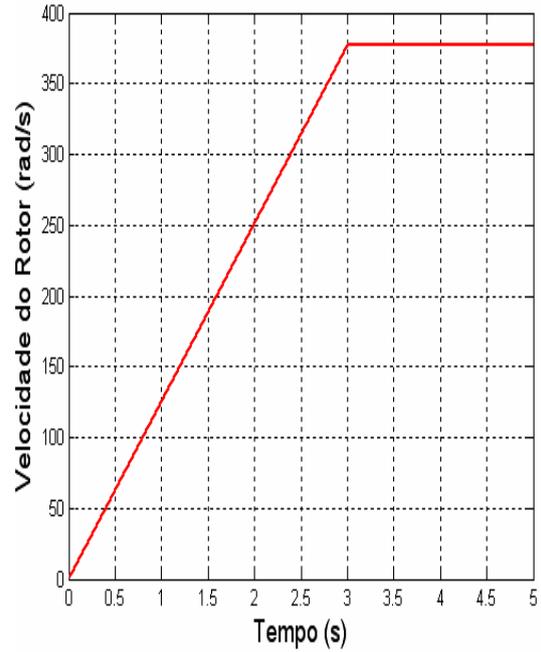


Fig. 138: Comportamento da Velocidade do Rotor (rad/s).

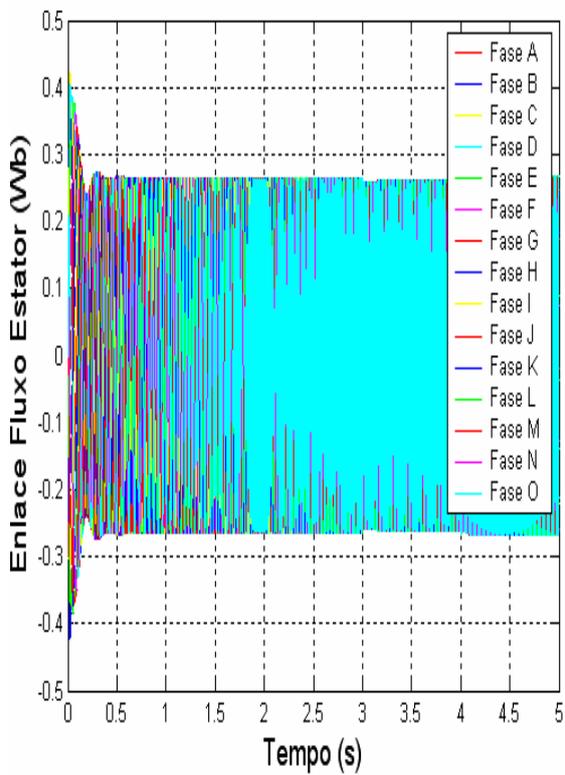


Fig. 139: Enlace do Fluxo do Estator.

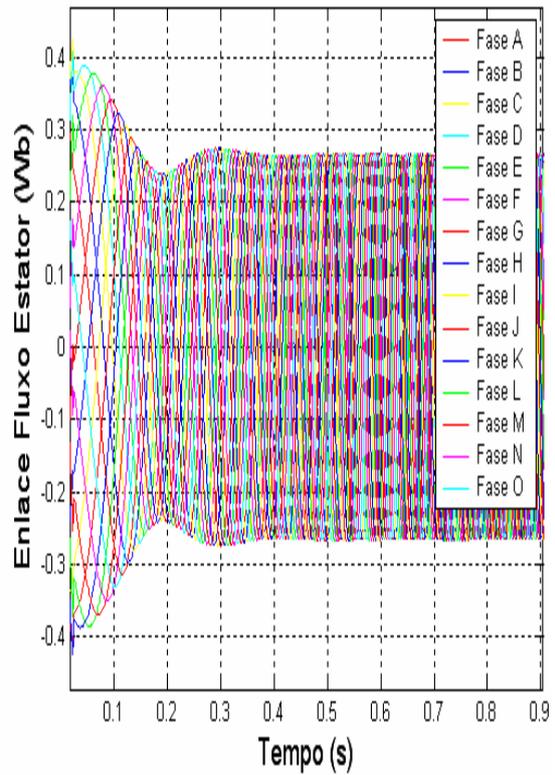


Fig. 140: Ampliação no Enlace do Fluxo do Estator na Partida do Motor.

As Fig. 137 e Fig. 138 apresentam o comportamento das variáveis mecânicas torque e velocidade em função do tempo.

O estabelecimento do fluxo nominal leva alguns ciclos para ocorrer (Fig. 139 e Fig. 140) e, durante esta fase, não se tem um desacoplamento entre as correntes d e q, levando a oscilações no torque eletromagnético do motor. Por outro lado, uma vez estabelecido o torque nominal, a resposta dinâmica do motor apresenta uma grande melhoria, respondendo rapidamente a variações na carga aplicada no eixo.

7.10) Conclusões

Os três modelos desenvolvidos no Capítulo 5 foram simulados: motor de indução com três (03), cinco (05) e quinze (15) fases. Para cada um dos modelos foram realizadas três simulações:

- Acionamento direto para verificação das características nominais e tempo de aceleração do motor. Considera-se o conversor de frequência como uma fonte de tensão senoidal, simétrica e equilibrada, porém sem nenhum controle associado à mesma. Após a partida do motor, é aplicada carga nominal;
- Acionamento direto com perda de uma (01) fase do motor para verificação da redução do torque eletromagnético do motor, sua amplitude de oscilação, e também a elevação de corrente do estator. Novamente é analisada a operação do motor com carga nominal aplicada após a partida. A perda de fase ocorre após a aplicação da carga no eixo; e
- Acionamento do motor através de conversor com controle vetorial de velocidade para verificação da aplicabilidade de tal estratégia em máquinas multifásicas.

Através da análise dos resultados das simulações foi possível:

- testar e compreender melhor os conceitos teóricos que norteiam a aplicação de motores multifásicos em sistemas que requeiram alta confiabilidade;
- comparar o efeito que o aumento do número de fases provoca no desempenho do motor conforme o número de fases aumenta;
- observar a pequena redução do torque eletromagnético que ocorre quando da perda de uma fase de alimentação; e
- executar o controle de velocidade do motor através do uso de técnicas de controle vetorial indireto.

Todos os arquivos desenvolvidos no Programa Matlab/Simulink para a realização das simulações apresentadas neste capítulo encontram-se no Apêndice.

Capítulo 8: Conclusões

8.1) Introdução

Conforme proposto no escopo desta dissertação, inicialmente foram apresentados os novos conceitos e as modernas tecnologias que viabilizaram a aplicação da Propulsão Elétrica em navios militares. Os avanços na área de Eletrônica de Potência proporcionaram um acentuado desenvolvimento nos acionamentos eletrônicos de motores elétricos, especialmente no caso dos motores não convencionais empregados na Propulsão Elétrica de navios.

A busca por motores elétricos que apresentem elevada densidade de potência, reduzidas dimensões e peso, e alta confiabilidade proporcionou o desenvolvimento dos motores multifásicos (“HPO”) como o Motor de Indução Avançado, que possui 15 fases não aterradas.

A partir da generalização do modelo matricial completo do motor de indução trifásico, foram obtidos os modelos matemáticos dos motores de 05 e de 15 fases.

A implementação destes modelos matemáticos no Programa Matlab/Simulink foi executada para verificar as seguintes características associadas aos motores multifásicos, ou seja:

- A redução da oscilação do torque eletromagnético quando da perda de uma fase de alimentação; e
- A possibilidade de executar o controle de velocidade do motor através do uso de técnicas de controle vetorial indireto.

Os três modelos desenvolvidos foram simulados: motor de indução com três (03), cinco (05) e quinze (15) fases. Com isto pode-se comparar o efeito que o aumento do

número de fases provoca no desempenho dinâmico do motor conforme o número de fases aumenta.

Para cada um dos modelos dos motores foram realizadas três simulações:

- Acionamento direto para verificação das características nominais e tempo de aceleração do motor. O conversor de frequência foi considerado como uma fonte de tensão senoidal, simétrica e equilibrada, porém sem nenhum controle associado à mesma. Após a partida do motor, foi aplicada carga nominal;
- Acionamento direto com perda de uma (01) fase do motor para verificação do torque eletromagnético instantâneo da máquina e elevação de corrente do estator. Novamente é analisada a operação do motor com carga nominal aplicada após a partida. A perda de fase ocorre após a aplicação da carga no eixo; e
- Acionamento do motor através de conversor com Controle Vetorial Orientado pelo Campo (FOC) de velocidade para verificação da aplicabilidade de tal estratégia em máquinas multifásicas.

8.2) Conclusões

Neste trabalho, não se dispunha dos parâmetros do motor de 15 fases dado o caráter confidencial do projeto desta máquina. Com isso, não foi possível verificar o desempenho dinâmico específico do motor AIM baseado no modelo desenvolvido.

Assim, para se atender aos objetivos listados, escolheu-se manter os mesmos parâmetros de circuito para todos os motores simulados, trifásico, pentafásico e de 15 fases, ignorando as diferenças existentes devido às diferenças geométricas entre eles. A potência nominal também foi considerada a mesma para todos os três motores.

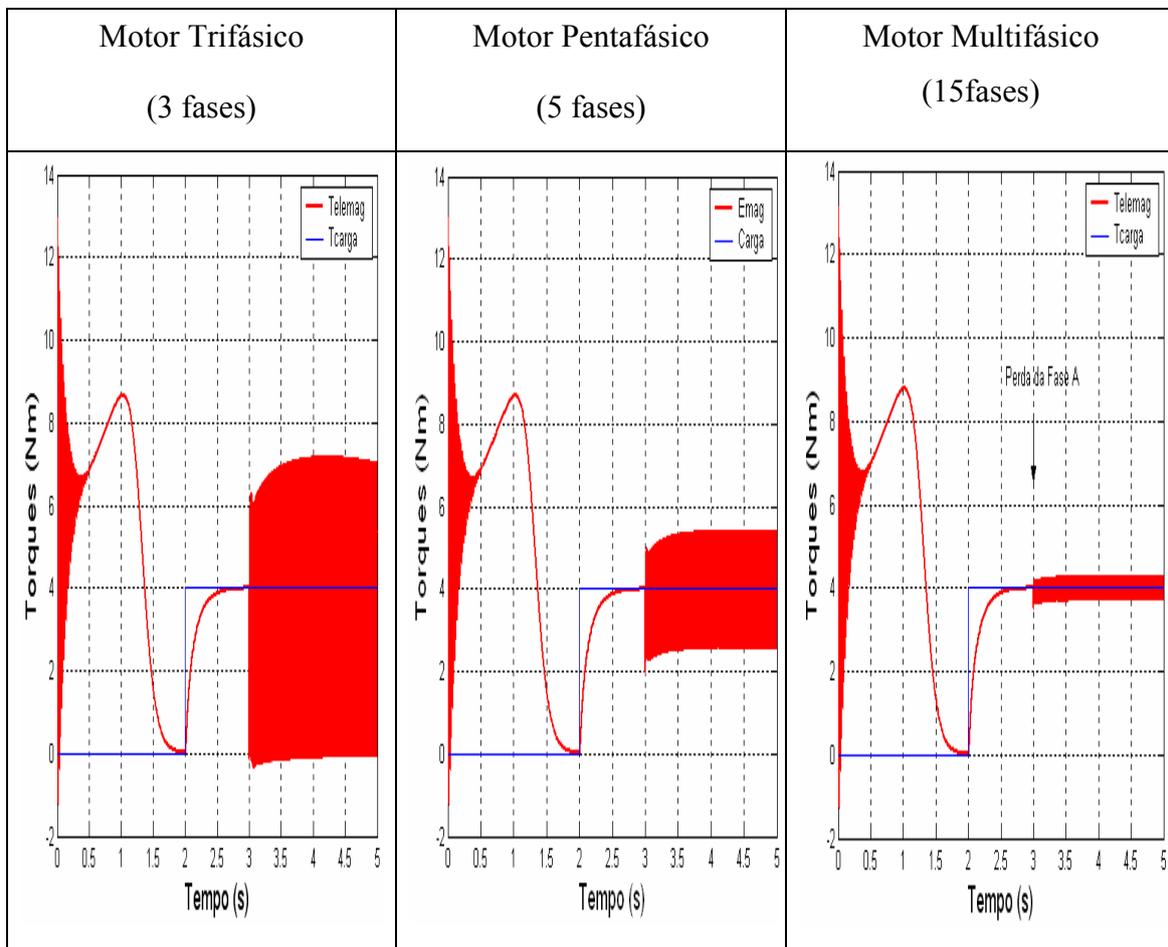
Um ajuste adicional teve de ser feito: Para garantir a mesma característica de torque em regime permanente, a tensão aplicada em cada um dos motores modelados foi ajustada para garantir a mesma curva de torque. Isso significou que a tensão aplicada reduz à medida que se aumenta o número de fases.

Considerando as simulações efetuadas, os resultados das Tabela 7 e Tabela 8 foram verificados na análise de perda de uma fase em cada um das máquinas analisadas.

Tabela 7: Análise dos Resultados das Simulações.

Número de Fases do Motor	Maior Aumento da Corrente de Fase (%)	Amplitude da Oscilação de Torque (% pico a pico)
3	100	180
5	50	65
15	10	12,5

Tabela 8: Comparação dos Resultados.



Os valores de aumento de corrente e torque apresentados tomam por base as grandezas corrente e torque nominais da máquina.

Pelos resultados encontrados, verifica-se que o aumento do número de fases reduz a sobrecorrente das fases remanescentes e também a amplitude das oscilações de torque.

O objetivo desta dissertação foi alcançado, pois foram desenvolvidos os modelos matemáticos matriciais completos do Motor de Indução Trifásico, Pentafásico e de Quinze Fases e realizado o controle vetorial de cada um destes motores. As características principais que interferem de forma mais significativa no comportamento dinâmico do sistema foram incluídas, tornando o modelo desenvolvido bastante representativo para análise de prova de conceitos.

Os pontos mais significativos que foram alcançados com este trabalho foram:

- a oportunidade de compreender a elevada complexidade que envolve o desenvolvimento de novas tecnologias e foi possível testar e compreender melhor os conhecimentos teóricos através das simulações;
- o aprendizado dos conhecimentos teóricos de modelagem de motores e das estratégias de controle foi imprescindível para a realização das simulações com o Programa Matlab/Simulink;
- a observação da importância da escolha dos parâmetros utilizados para alcançar os resultados desejados, pois o modelo do motor é muito sensível à variação de seus parâmetros;
- a efetiva modelagem matemática matricial completa dos motores de indução trifásico, pentafásico, e de quinze fases, para a realização das simulações e uma posterior análise comparativa entre os resultados encontrados;
- a modelagem dos motores de indução trifásico, pentafásico, e de quinze fases, específica para análise de perda de fases, para a realização das simulações e uma posterior análise comparativa entre os resultados encontrados, de forma a comprovar a elevada confiabilidade do sistema de acionamento do motor;

- a constatação das vantagens de aplicação de motores multifásicos para propulsão naval, ou seja, a verificação do incremento de confiabilidade que os mesmos agregam; e
- que o modelo utilizado se mostrou controlável e estável, e os resultados obtidos com as simulações são peças importantes para o aprofundamento dos estudos envolvendo as novas tecnologias para o acionamento elétrico de motores não convencionais para a Propulsão Elétrica de Navios;

8.3) Proposta para Trabalhos Futuros

Devido ao fato do pioneirismo do assunto tratado neste trabalho, e também pela inexistência de dados concretos disponíveis sobre o sistema de acionamento elétrico do Motor de Indução Avançado, que se encontra em comissionamento na Inglaterra, a gama de possibilidades de estudos e trabalhos futuros é bastante ampla.

Dentre as múltiplas opções de estudos e trabalhos futuros pode-se citar:

- Como todos os motores com mais de três fases devem ser acionados através de conversores de frequência, efetuar a modelagem e a implementação dos conversores para o acionamento dos motores de três, cinco e quinze fases, de forma a ser possível observar os harmônicos na corrente decorrente dos chaveamentos da tensão gerada pelo conversor e seus efeitos no acionamento (oscilações de torque);
- Empregar outra estratégia de Controle (por exemplo: Controle de Torque Direto (DTC)), nos modelos matriciais completos do motor de indução trifásico, pentafásico, e de 15 fases, e efetuar uma análise comparativa dos resultados obtidos com aqueles encontrados com o emprego do Controle Orientado pelo Campo (FOC);
- Desenvolver técnicas de detecção de defeitos nos enrolamentos do motor de indução, como parte da estratégia de auto avaliação e correção;
- Neste trabalho supôs-se que a estratégia de controle consistia em deixar de acionar a fase sob defeito e manter o acionamento das demais fases

inalterado, o que acarreta um torque oscilante. Como proposta fica a necessidade de se analisar estratégias de controle que adaptem o acionamento das fases remanescentes. Como referência, ver [47];

- Efetuar uma avaliação da Distorção Harmônica Total (THD) encontrado na simulação dos motores trifásico, pentafásico, e de quinze fases;
- Efetuar a modelagem matemática do motor trifásico, pentafásico e de quinze fases, específica para análise da perda de mais de uma fase, de forma a comprovar, através de uma análise mais abrangente, a elevada confiabilidade do sistema de acionamento do motor. Comparar os resultados obtidos com a perda das fases com aqueles encontrados quando o sistema funciona normalmente (3, 5 e 15 fases), e no caso do motor de quinze fases, também com apenas 5 ou 10 fases;
- Efetuar a simulação dos modelos matemáticos do motor trifásico, pentafásico e de quinze fases em outros programas, como por exemplo o PSCAD e o EMTP.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] FREIRE, P., R., M., FERREIRA, C., L., 2004, “Propulsão Elétrica – Histórico e Perspectivas Futuras”, *20º Congresso Nacional de Transporte Marítimos, Construção Naval e Offshore – EXPONAVAL 2004*, Sociedade Brasileira de Engenharia Naval – SOBENA.
- [2] CNO EXECUTIVE BOARD, 2001, *Executive Summary Roadmap to an Electric Naval Force*, Naval Research Advisory Committee.
- [3] SMITH, S., WILLIAMSON, S., HODGE, C., 2002, “Direct Drive Marine Propulsion Motors”, *ICEM Conference*, Brugge
- [4] ARRINGTON, J., W., 1998, *The Analysis of Components, Designs, and Operation for Electric Propulsion and Integrated Electrical System*, Master of Science in Electrical Engineering, Naval Postgraduate School (NPS), Monterey, California, USA.
- [5] HODGE, C., G., MATTICK, D., J., 1996, “The Electric Warship”, *Transactions IMarE*, Vol. 108, Part 2, pp. 109-125.
- [6] WESTWOOD, D., “Fewer Ships but Bigger Powers - The World Marine Propulsion Report 2003-2007”, *The Naval Architect*, pp.13-14, Mar. 2003
- [7] ERICSEN, T., HINGORANI, N., KHERSONSKY, Y., “Power Electronics and Future Marine Electrical Systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, Nº 1, pp. 155-163, Jan. / Feb. 2006.
- [8] DOYLE, T., J., STEVENS, H., O., ROBEY, H., 1999, *An Historical Overview of Navy Electric Drive*, Naval Symposium on Electric Machines Warfare Center, Annapolis Detachment.
- [9] WHITMAN, E., C., “The IPS Advantage. Electric Drive: A Propulsion System for Tomorrow’s Submarine Fleet?”, *Seapower Magazine*, Jul. 2001.
- [10] BASSHAM, B., A., 2003, *An Evaluation of Electric Motors for Ship Propulsion*, Master of Science in Electrical Engineering, Naval Postgraduate School (NPS), Monterey, California, USA.

- [11] “Converteam's Advanced Induction Motors, built to the exacting requirements for naval propulsion, are smaller and lighter than the traditionally used synchronous motors, making them particularly suitable for naval vessels where space is at a premium”, *Naval-Technology.com*. Disponível em: < <http://www.naval-technology.com/contractors/propulsion/alstom/alstom1.html> >. Acesso em: 21 Mar.2006.
- [12] “First High Temperature Superconductor Propulsion Motor”, *Marine Talk Site*. Disponível em:< <http://www.marinetalk.com/articles-marine-companies/art/First-High-Temp-Superconductor-Propulsion-Motor-AME03792859TU.html> >. Acesso em: 27 Jul.2006.
- [13] JEBSEN, G., M., 2001, “Electric Warship Technology Overview”, *Office of Naval Research (ONR)*.
- [14] MCCOY, T., J., 2002, “Trends in Ship Electric Propulsion”, *Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol. 1, pp. 343-346, IEEE.
- [15] NEWELL, J., M., YOUNG, S., S., 2000, “Beyond Electric Ship”, *Transactions IMarE*, Vol. 112.
- [16] HODGE, C., G., MATTICK, D., J., 1997, “The Electric Warship II”, *Transactions IMarE*, Vol. 109, Part 2, pp. 127-144.
- [17] HODGE, C., G., MATTICK, D., J., 1998, “The Electric Warship III”, *Transactions IMarE*, Vol. 110, Part 2, pp. 119-134.
- [18] PEREIRA, N., N., BRINATI, H., L., 2006, “Estudo do Impacto da Propulsão Diesel-Elétrica Na Emissão de Gases Poluentes”, *22º Congresso Nacional de Transporte Marítimos, Construção Naval e Offshore – EXPONAVAL 2006*, Sociedade Brasileira de Engenharia Naval – SOBENA.
- [19] PESCE, E., I., “Royal Navy: uma Marinha Oceânica em Ação”, *Segurança e Defesa*, Edição 77. Disponível em:< <http://www.segurancaedefesa.com/Royal%20Navy.html> >. Acesso em: 14 Abr.2006.
- [20] “Electric Ship Technology Demonstrator”, *Marine Talk Site*. Disponível em: < <http://www.marinetalk.com/articles-marine-companies/art/Electric-Ship-Technology-Demonstrator-ALS006100737IN.html> >. Acesso em: 27 Jul.2006.

- [21] PORCHE, I., WILLIS, H., RUSZKOWSKI, M., 2004, “Framework for Quantifying Uncertainty in Electric Ship Design”, *National Defense Research Institute – RAND*.
- [22] “Type 45 Destroyers for Royal Navy”, *Marine Talk Site*. Disponível em: < <http://marinetalk.com/articles-marine-companies/art/Type-45-Destroyers-for-Royal-Navy-xxx00021427IN.html> >. Acesso em: 4 Jul.2006.
- [23] “HMS Daring Launched”, *Warship Technology – March 2006*. Disponível em: < <http://www.rina.org.uk/rfiles/warship/News0306.pdf> > Acesso em: 17 Jun.2006.
- [24] AHMED, A., 2000, *Eletrônica de Potência*, Prentice Hall, São Paulo, Brasil.
- [25] RASHID, M., H., 2001, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, USA.
- [26] HUDGINS, J., L., 2004, *Standard Handbook of Electronic Engineering*, McGraw Hill. Disponível em: < <http://www.digitalengineeringlibrary.com> > Acesso em: 14 Jun.2006.
- [27] MOHAN, N., UNDERLAND, T., ROBBINS, W., 1989, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, New York, USA.
- [28] PADILHA, F., J., C., 2006, *Implementação de um Inversor NPC com Ênfase no Circuito de Acionamento e Controle de Equalização*, Tese de Mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, R.J., Brasil.
- [29] RADAN, D., 2004, “Power Electronic Converters for Ship Propulsion Electric Motors”, Technical Report, Department of Marine Technology, NTNU, Trondheim, Norway. Disponível em: < http://www.ntnu.no/~radan/papers/shippowerconverters_radan.pdf > . Acesso em: 25 Jul.2006.
- [30] ADNANES, A., K., SORENSEN, A., J., HACKMAN, T., “Essential Characteristics of Electrical Propulsion and Thruster in DP Vessels”, *Dynamic Positioning Conference*, pp. 1-20, Houston, EUA. Oct. 1997.
- [31] ENGLISH, P., “The Evolution of Marine and Drilling Drives in Today’s Market”, *Dynamic Positioning Conference*, pp. 1-15, Houston, EUA, Sep. 2001.
- [32] M. MURPHY, 1996, "Variable Speed Drives for Marine Electric Propulsion", *Transactions IMarE*, Vol. 108, Part 2, pp. 97-107.
- [33] CAD, M., M., 2000, *Estratégias de Modelagem Dinâmica e Simulação Computacional do Motor de Indução Trifásico*, Tese de Mestrado, Universidade de São Paulo (USP), São Carlos, São Paulo, Brasil.

- [34] LEONHARD, W., 1997, *Control of Electrical Drives*, 2a ed., N.Y., Springer.
- [35] “Motor de Indução de Corrente Alternada”, *Notas Técnicas Motores (GE – GEVISA – NT01)*. Disponível em: <
<http://www.geindustrial.com.br/download/artigos/nt01.pdf> >. Acesso em: 01
 Ago.2006.
- [36] TORO, V., D., 1990, *Fundamentos de Máquinas Elétricas*, Prentice-Hall do Brasil.
- [37] SHINDO, R., 2003, *Cálculo de Parâmetros de Motor de Indução Trifásico Utilizando o Método dos Elementos Finitos*, Tese de Mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, R.J., Brasil.
- [38] CHAPMAN, S., J., 1985, *Electric Machinery Fundamentals*, 2ª ed., McGraw-Hill, USA.
- [39] WILLIAMSON, S., SMITH, S., “Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, Nº 4, pp. 986-993, Jul. / Aug. 2003.
- [40] TOLIYAT, H., A., FAHIMI, B., “Reconfigurable Motor Drives and Power Electronics Based Architectures for Military Vehicles”, Short Course presented at the Army Research Lab (TARDEC), Jan. 14, 2004, Detroit, MI. Disponível em:<
[http://www.ece.tamu.edu/People/bios/toliyat.htm#lectures and short courses](http://www.ece.tamu.edu/People/bios/toliyat.htm#lectures_and_short_courses)
[es](http://www.ece.tamu.edu/People/bios/toliyat.htm#lectures_and_short_courses)>. Acesso em: 18 Ago.2006.
- [41] TOLIYAT, H., A., LIPO, T., A., WHITE, J., C., “Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications - Part 1 (Motor Analysis)”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.6, nº 4, pp.679-683, Dec. 1991.
- [42] TOLIYAT, H., A., LIPO, T., A., WHITE, J., C., “Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications - Part 2 (Motor Design and Performance)”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.6, nº 4, pp.684-692, Dec. 1991.
- [43] PEREIRA, L., A., SCHARLAU, C., C., PEREIRA, L., F., A., HAFFNER, J., F., 2006, “Controle por Orientação Direta do Campo em Máquinas Pentafásicas com Inclusão de Harmônicos do Entreferro”, *Congresso Brasileiro de Automação (CBA)*, pp.3110-3115, Brasil.

- [44] SMITH, S., WILLIAMSON, S., HODGE, C., 2003, "Fault Tolerance in Multiphase Propulsion Motors", *AES Conference, IMarEST*, Edinburgh, UK.
- [45] PARSA, L., "On Advantages of Multi-Phase Machines", *Industrial Electronics Society (IECON) – 32^o Annual Conference of IEEE*, pp.1574-1579, Nov. 2005.
- [46] SCHOUTEN, N., P., V., D., D, GORDON, B., M., MCMAHON, R., A., 1999, "Multiphase Induction Motors for Integrated Drives", *Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives*, IEE, Conference Publication n^o 468, pp.6-11.
- [47] TOLIYAT, H., A., "Analysis and Simulation of Five-Phase Variabel-Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, N^o. 4, pp. 748-756, Jul. 1998.
- [48] TERRIEN, F., SIALA, S., NOY, P., 2004, "Multiphase Induction Motors Sensorless Control for Electric Ship Propulsion", *ALSTOM Power Conversion Marine & Offshore*, France, pp.556-561.
- [49] BUCKLEY, J., 2002, "Future Trends in Commercial and Military Shipboard Power Systems", *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol.1, pp. 340-342.
- [50] SMITH, S., WILLIAMSON, S., HODGE, C., 2002, "Marine Propulsion Direct Drive Multi Phase Induction Motors", *Journal of Marine Design and Operations*, n^o B5, pp. 3-36.
- [51] HODGE, C., "Modern Applications of Power Electronics to Marine Propulsion Systems", *14th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, pp. 9-16, Jun. 2003.
- [52] TOLIYAT, H., A., LIPO, T., A., "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machines for Adjustable Speed Drive Applications-Experimental Results", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.9, n^o 4, pp.695-700, Dec. 1994.
- [53] XU, H., TOLIYAT, H., A., PETERSEN, L., J., "Five-Phase Induction Motor Drives With DSP Based Control System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, N^o. 4, pp.524-532, Jul. 2002.
- [54] TOLIYAT, H., A., LIPO, T., A., LUO, X., LIAO, Y., EL-ANTABLY, A., "Multiple Coupled Circuit Modeling of Induction Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, N^o 2, pp. 311-318, Mar./Apr. 1995.

- [55] PEREIRA, L., A., SCHARLAU, C., C., PEREIRA, L., F., A., HAFFNER, J., F., “Model of a Five-Phase Induction Machine Allowing for Harmonics in the Air-Gap Field Part I: Parameter Determination and General Equations”, *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 98-103, Busan - Korea, Nov. 2004.
- [56] PEREIRA, L., A., SCHARLAU, C., C., PEREIRA, L., F., A., HAFFNER, J., F., “Model of a Five-Phase Induction Machine Allowing for Harmonics in the Air-Gap Field Part II: Transformation of Co-ordinates and d-q Models”, *The 30th IEEE Annual Conference of Industrial Electronics Society*, pp.1682-1687, Busan - Korea, Nov. 2004.
- [57] “Chorus Meshcon Tutorial” Disponível em: <
<http://www.chorusmotors.gi/technology/MeshconDerivation.pdf> >. Acesso em:
 01 Out.2006.
- [58] JACOBINA, C., B., FREITAS, I., S., OLIVEIRA, T., M., DA SILVA, E., R., C., LIMA, A., M., N., “Fault Tolerant Control of Five-Phase AC Motor Drive”, *The 35th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp.3486-3492, Jun. 2004.
- [59] JACOBINA, C., B., RIBEIRO, R., L., A., DA SILVA, E., R., C., LIMA, A., M., N., “Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverters AC Motor Drive Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, N° 2, pp. 439-446, Apr. 2004.
- [60] LEWIS, C., 2002, “The Advanced Induction Motor”, *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol.1, pp. 250-253.
- [61] MIRZAIAN, A., ENON, J., SARRIBOUEFFE, A., LATEB, R., TAKORABET, N., MEIBODY-TABAR, F., 2005, “Performances Comparison of Induction Motors and Surface Mounted PM Motor for POD Marine Propulsion”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp.1342-1349.
- [62] BUCKNALL, R., W., G., FERREIRA, C., L., 2004, “Modelling and Real-Time Simulation of an Advanced Marine Full-Electrical Propulsion System”, *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives - PEMD*, Vol. 2, pp.574-579.
- [63] ONG, C., M., 1998, *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using MATLAB/SIMULINK*, Prentice Hall PTR, New Jersey, USA.

- [64] JACOBINA, C., B., 2005, “Sistemas de Acionamento Estático de Máquinas Elétricas”, *8º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP-2005)*, Minicurso, Recife, Pernambuco, Brasil.
- [65] BOSE, B., K., 2002, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey, USA.
- [66] PALMA, J., C., P., 1999, *Accionamentos Eletromecânicos de Velocidade Variável*, 1ª ed. Lisboa, Fundação Calouste Gulbenkian, Portugal.
- [67] KRAUSE, P., C., 1986, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw Hill, New York, USA.
- [68] LIPO, T., A., LIU, TIAN-HUA, FU, JEN-REN, “A Strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, Nº 5, pp. 910-918, Sep./Oct. 1993.
- [69] SMITH, J., CHEN, M., J., 1993, *Three-Phase Electrical Machine Systems – Computer Simulation*, Research Studies Press LTD / John Wiley & Sons Inc., Somerset, U.K.
- [70] LIPO, T., A., ZHAO, Y., “Modeling and Control of a Multi-Phase Induction Machine with Structural Unbalance”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 11, Nº 3, pp. 578-584, Sep. 1996.
- [71] LIPO, T., A., FU, JEN-REN, “Disturbance-Free Operation of a Multiphase Current-Regulated Motor Drive with an Opened Phase”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, Nº 5, pp. 1267-1274, Sep./Oct. 1994.
- [72] DUMITRESCU, A., FODOR, D., JOKINEN, T., ROSU, M., BUCURENCIU, S., 1999, “Modeling and Simulation of Electric Drive Systems Using Matlab/Simulink Environments”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference - IEMD*, pp. 451-453.
- [73] TANG, L., RAHMAN, M., F., 2001, “A New Direct Torque Control Strategy for Flux and Torque Ripple Reductions for Induction Motor Drive – A Matlab/Simulink Model”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference- IEMDC*, pp. 884-890.
- [74] BEZERRA, L., B., 2004, *Implementação de uma Bancada para o Controle Eletrônico de Motores Síncronos de Imã Permanente Utilizando um DSP*, Tese de Mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, R.J., Brasil.

APÊNDICES

APÊNDICE A: Arquivo ChenInic.m (Motor Trifásico).

```
%=====
% Inicializacao:
%=====

clc

clear

%global matA matLI tcte wk NP
global Lss Lrr NP Rsm Rrm Lms

% Duracao da Simulacao:

tstop = 5;

%=====

% Dados da Maquina (SI) modelo CAD:
%=====

% Tensao Nominal (V):

Vn = 380;

% Numero de Polos:

NP = 2;

% Resistencia do Estator:

R1 = 7.56;

% Reatancia de Dispersao do Estator:

L1 = 0.35085;

% Reatancia de Magnetizacao:

Lh = 0.33615;

% Resistencia do Rotor (partida):

R2 = 3.84;

% Reatancia de Dispersao do Rotor (regime):

L2 = L1;

% Momento de Inercia (kg.m^2)

J = 0.027;

% Coeficiente de Atrito Dinamico:

Kd = 0;

%=====

% Dados da Maquina (SI) modelo CHEN:
%=====

% Tensao Nominal (V):

Vn = 380;

% Numero de Polos:

NP = 2;

% Resistencia do Estator:

Rsm = R1;

% Reatancia de Dispersao do Estator:

Lls = L1 - Lh;

% Reatancia de Magnetizacao:

Lms = Lh;

% Resistencia do Rotor (partida):

Rrm = R2;

% Reatancia de Dispersao do Rotor (regime):

Llr = L2 - Lh;

% Momento de Inercia (kg.m^2)

J = 0.027;

% Coeficiente de Atrito Dinamico:

Kd = 0;

%=====

% Dados Base:
%=====

% Frequencia (Hz):

f = 60;

% Tensao (V):

Vb = Vn/sqrt(3);

% Velocidade Sincrona (rad/s):

wb = 2*pi*f;

% Velocidade Angular (rad/s):

wm = 2*wb/NP;

% Sigma:

sig = 1 - Lh^2/(L1*L2);

%=====

% Dados do sistema (pu):
%=====
```

```

Vs = Vb;

Tcarga = 4;

%=====

% Condiçoes Iniciais:

%=====

teta0 = 0;

wr0 = 0;

Isa0 = 0;

Isb0 = 0;

Isc0 = 0;

Ira0 = 0;

Irb0 = 0;

Irc0 = 0;

%=====

% Variaveis Globais:

%=====

Lss = (Lls + Lms)*eye(3) + (-0.5)*[0 Lms Lms; Lms 0 Lms;
Lms Lms 0];

Lrr = (Llr + Lms)*eye(3) + (-0.5)*[0 Lms Lms; Lms 0 Lms;
Lms Lms 0];

Rsm = R1*eye(3);

Rrm = R2*eye(3);

break

%=====

% Variaveis Globais:

%=====

% Referencial do Estator:

wk = 0;

% Referencial Girando na Velocidade Sincrona:

%wk = wb;

% Constante de Torque (ja englobando
% o momento de inercia):

tcte = (NP/2)*Lh/(sqrt(3)*sig*L1*L2*J);

% Matriz de Estados incompleta:

% Os estados relativos a velocidade do
% rotor devem ser preenchidos durante
% a simulacao.

matA = zeros(7);

matA(1,1) = -R1/(sig*L1);

matA(1,2) = wk/sqrt(3);

matA(1,3) = -wk/sqrt(3);

```

```

matA(1,4) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(2,1) = -wk/sqrt(3);

matA(2,2) = -R1/(sig*L1);

matA(2,3) = wk/sqrt(3);

matA(2,5) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(3,1) = wk/sqrt(3);

matA(3,2) = -wk/sqrt(3);

matA(3,3) = -R1/(sig*L1);

matA(3,6) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(4,1) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(4,4) = -R2/(sig*L2);

matA(5,2) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(5,5) = -R2/(sig*L2);

matA(6,3) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(6,6) = -R2/(sig*L2);

matA(7,7) = -Kd/J;

% Matriz de Transf. Lambda -> I

a11 = 1/(sig*L1);

a12 = -Lh/(sig*L1*L2);

a21 = -Lh/(sig*L1*L2);

a22 = 1/(sig*L2);

matL1 = [a11*eye(3) a12*eye(3); a21*eye(3) a22*eye(3)];

APÊNDICE B: Arquivo
ChenMIStates.m (Motor Trifásico).

function y = MIStates(x)

% Entradas:

% x(1:3): Tensao do sistema;

% x(4:6): Corrente do Estator;

% x(7:9): Corrente do Rotor;

% x(10): Posição angular rotor;

% x(11): Velocidade Angular rotor.

% Matrizes constantes:

global Lss Lrr NP Rsm Rrm Lms

% Inicializacao:

VS = [x(1); x(2); x(3)];

IS = [x(4) x(5) x(6)];

IR = [x(7); x(8); x(9)];

TR = x(10);

WR = x(11);

```

```

% Definição das matrizes:

TR120p = TR + 120*pi/180;

TR120n = TR - 120*pi/180;

Lsr = Lms*(cos(TR)*eye(3) + [0 cos(TR120p) cos(TR120n);
cos(TR120n) 0 cos(TR120p);...
cos(TR120p) cos(TR120n) 0]);

Gsr = Lms*(-sin(TR)*eye(3) + [0 -sin(TR120p) -sin(TR120n);
-sin(TR120n) 0 -sin(TR120p);...
-sin(TR120p) -sin(TR120n) 0]);

Lrs = Lsr';
Grs = Gsr';

Gss = zeros(3);
Grr = zeros(3);

% Torque Eletromagnetico:

Tem = IS*Gsr*IR;

% Determina os valores dos estados (IS & IR):

% Resolve o Sistema de Equações Lineares A*X = B

A = [Lss Lsr; Lrs Lrr];

B = [VS; 0; 0; 0] - ([Rsm Gss; Grr Rrm] + WR*[Gss Gsr; Grs
Grr])*[IS; IR];

Plsr = inv(A)*B;

% Equacao de Estado:

y = [Plsr; Tem];

```

APÊNDICE C: Arquivo Inicializa.m (Motor Trifásico).

```

%=====

% Inicializacao:

%=====

clc

clear

global matA matLI tcte wk NP

% Duracao da Simulacao:

tstop = 5;

%=====

% Dados da Maquina (SI):

%=====

% Tensao Nominal (V):

Vn = 380;

% Numero de Polos:

NP = 2;

```

```

% Resistencia do Estator:

R1 = 7.56;

% Reatancia de Dispersao do Estator:

L1 = 0.35085;

% Reatancia de Magnetizacao:

Lh = 0.33615;

% Resistencia do Rotor (partida):

R2 = 3.84;

% Reatancia de Dispersao do Rotor (regime):

L2 = L1;

% Momento de Inercia (kg.m^2)

J = 0.027;

% Coeficiente de Atrito Dinamico:

Kd = 0;

%=====

% Dados Base:

%=====

% Frequencia (Hz):

f = 60;

% Tensao (V):

Vb = Vn/sqrt(3);

% Velocidade Sincrona (rad/s):

wb = 2*pi*f;

% Velocidade Angular (rad/s):

wm = 2*wb/NP;

% Sigma:

sig = 1 - Lh^2/(L1*L2);

%=====

% Dados do sistema:

%=====

Vs = Vb;

Tcarga = 4;

%=====

% Condiçoes Iniciais:

%=====

teta0 = 0;

wr0 = 0;

Isa0 = 0;

Isb0 = 0;

Isc0 = 0;

```

```

Ira0 = 0;

Irb0 = 0;

Irc0 = 0;

%=====

% Variaveis Globais:

%=====

% Referencial do Estator:

wk = 0;

% Referencial Girando na Velocidade Sincrona:

%wk = wb;

% Constante de Torque (ja englobando

% o momento de inercia):

tcte = (NP/2)*Lh/(sqrt(3)*sig*L1*L2*J);

% Matriz de Estados incompleta:

% Os estados relativos a velocidade do

% rotor devem ser preenchidos durante

% a simulacao.

matA = zeros(7);

matA(1,1) = -R1/(sig*L1);

matA(1,2) = wk/sqrt(3);

matA(1,3) = -wk/sqrt(3);

matA(1,4) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(2,1) = -wk/sqrt(3);

matA(2,2) = -R1/(sig*L1);

matA(2,3) = wk/sqrt(3);

matA(2,5) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(3,1) = wk/sqrt(3);

matA(3,2) = -wk/sqrt(3);

matA(3,3) = -R1/(sig*L1);

matA(3,6) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(4,1) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(4,4) = -R2/(sig*L2);

matA(5,2) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(5,5) = -R2/(sig*L2);

matA(6,3) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(6,6) = -R2/(sig*L2);

matA(7,7) = -Kd/J;

% Matriz de Transf. Lambda -> I

a11 = 1/(sig*L1);

a12 = -Lh/(sig*L1*L2);

```

```

a21 = -Lh/(sig*L1*L2);

a22 = 1/(sig*L2);

matLI = [a11*eye(3) a12*eye(3); a21*eye(3) a22*eye(3)];

```

APÊNDICE D: Arquivo MStates.m (Motor Trifásico).

```

function y = MStates(x)

% Entradas:

% x(1:3): Tensao do sistema;

% x(4:6): Enlace de Fluxo do Estator;

% x(7:9): Enlace de Fluxo do Rotor;

% x(10): Velocidade Angular.

% Matrizes constantes:

global matA matLI tcte wk NP

% Inicializacao:

%VS = [x(1); x(2); x(3)];

LAMBS = [x(4) x(5) x(6)];

LAMBR = [x(7); x(8); x(9)];

WR = x(10);

% Torque Eletromagnetico:

%MdpJ = tcte*(LAMBS*(circshift(LAMBR,1) -
circshift(LAMBR,2)));

MdpJ = tcte*(x(4)*(x(9) - x(8)) + x(5)*(x(7) - x(9)) +
x(6)*(x(8) - x(7)));

% Vetor de Entradas:

U = zeros(7,1);

U(1:3,1) = x(1:3,1);

U(7,1) = MdpJ;

% Completando a Matriz A:

w2 = wk - (NP/2)*WR;

matA(4,5) = 0.57735*w2;

matA(4,6) = -0.57735*w2;

matA(5,4) = -0.57735*w2;

matA(5,6) = 0.57735*w2;

matA(6,4) = 0.57735*w2;

matA(6,5) = -0.57735*w2;

% Equacao de Estado:

LAMB = [LAMBS; LAMBR; WR];

y = matA*LAMB + U;

```

APÊNDICE E: Arquivo Inicializa.m (Motor Pentafásico).

```

%=====
% Inicializacao:
%=====

clc

clear

global matA matLI wk NP matK nfases

% Duracao da Simulacao:

tstop = 5;

%=====

% Dados da Maquina (SI):

%=====

% Tensao Nominal (V):

Vn = 380*sqrt(8.66/14.4);

% Numero de Polos:

NP = 2;

% Resistencia do Estator:

R1 = 7.56;

% Reatancia de Dispersao do Estator:

L1 = 0.35085;

% Reatancia de Magnetizacao:

Lh = 0.33615;

% Resistencia do Rotor (partida):

R2 = 3.84;

% Reatancia de Dispersao do Rotor (regime):

L2 = L1;

% Momento de Inercia (kg.m^2)

J = 0.027;

% Coeficiente de Atrito Dinamico:

Kd = 0;

%=====

% Dados Base:

%=====

% Frequencia (Hz):

f = 60;

% Tensao (V):

Vb = Vn/sqrt(3);

% Velocidade Sincrona (rad/s):

wb = 2*pi*f;

% Velocidade Angular (rad/s):

wm = 2*wb/NP;

% Sigma:

sig = 1 - Lh^2/(L1*L2);

%=====

% Dados do sistema (pu):

%=====

Vs = Vb;

Tcarga = 4;

%=====

% Condicoes Iniciais:

%=====

teta0 = 0;

wr0 = 0;

Isa0 = 0;

Isb0 = 0;

Isc0 = 0;

Ira0 = 0;

Irb0 = 0;

Irc0 = 0;

%=====

% Matriz K:

%=====

nfases = 5;

angvet = (0:(nfases - 1))*(2*pi/nfases);

matK = zeros(nfases);

for i = 1:nfases

    for k = 1:nfases

        if (i ~= k)

            ang = angvet(k) - angvet(i);

            matK(i,k) = 1/tan(ang);

        end

    end

end

%=====

% Variaveis Globais:

%=====

% Referencial do Estator:

wk = 0;

```

```

% Referencial Girando na Velocidade Sincrona:

%wk = wb;

% Constante de Torque (ja englobando
% o momento de inercia):

%tcte = (NP/2)*Lh/(sqrt(3)*sig*L1*L2*J);

% Matriz de Estados incompleta:

% Os estados relativos a velocidade do
% rotor devem ser preenchidos durante
% a simulacao.

matA = zeros(2*nfases + 1);

matA(1,1) = -R1/(sig*L1);

matA(1,2) = wk*(-matK(1,2));

matA(1,3) = wk*(-matK(1,3));

matA(1,4) = wk*(-matK(1,4));

matA(1,5) = wk*(-matK(1,5));

matA(1,6) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(2,1) = wk*(-matK(2,1));

matA(2,2) = -R1/(sig*L1);

matA(2,3) = wk*(-matK(2,3));

matA(2,4) = wk*(-matK(2,4));

matA(2,5) = wk*(-matK(2,5));

matA(2,7) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(3,1) = wk*(-matK(3,1));

matA(3,2) = wk*(-matK(3,2));

matA(3,3) = -R1/(sig*L1);

matA(3,4) = wk*(-matK(3,4));

matA(3,5) = wk*(-matK(3,5));

matA(3,8) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(4,1) = wk*(-matK(4,1));

matA(4,2) = wk*(-matK(4,2));

matA(4,3) = wk*(-matK(4,3));

matA(4,4) = -R1/(sig*L1);

matA(4,5) = wk*(-matK(4,5));

matA(4,9) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(5,1) = wk*(-matK(5,1));

matA(5,2) = wk*(-matK(5,2));

matA(5,3) = wk*(-matK(5,3));

matA(5,4) = wk*(-matK(5,5));

matA(5,5) = -R1/(sig*L1);

matA(5,10) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

```

```

matA(6,1) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(6,6) = -R2/(sig*L2);

matA(7,2) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(7,7) = -R2/(sig*L2);

matA(8,3) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(8,8) = -R2/(sig*L2);

matA(9,4) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(9,9) = -R2/(sig*L2);

matA(10,5) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(10,10) = -R2/(sig*L2);

matA(11,11) = -Kd/J;

% Matriz de Transf. Lambda -> I

a11 = 1/(sig*L1);

a12 = -Lh/(sig*L1*L2);

a21 = -Lh/(sig*L1*L2);

a22 = 1/(sig*L2);

matLI = [a11*eye(nfases) a12*eye(nfases); a21*eye(nfases)
a22*eye(nfases)];

```

APÊNDICE F: Arquivo Inicializa.m (Motor Pentafásico com Perda de Fase).

```

% Torque Mximo 3fases: 8.66

% Torque Mximo 5fases: 14.4

% Ajuste na Tensao: sqrt(8.66/14.4)

%=====

% Inicializacao:

%=====

clc

clear

global matA matLI wk NP matK nfases

% Duracao da Simulacao:

tstop = 5;

%=====

% Dados da Maquina (SI):

%=====

% Tensao Nominal (V):

Vn = 380*sqrt(8.66/14.4);

% Numero de Polos:

NP = 2;

% Resistencia do Estator:

```

```

R1 = 7.56;
% Reatancia de Dispersao do Estator:
L1 = 0.35085;
% Reatancia de Magnetizacao:
Lh = 0.33615;
% Resistencia do Rotor (partida):
R2 = 3.84;
% Reatancia de Dispersao do Rotor (regime):
L2 = L1;
% Momento de Inercia (kg.m^2)
J = 0.027;
% Coeficiente de Atrito Dinamico:
Kd = 0;
%=====
% Dados Base:
%=====
% Frequencia (Hz):
f = 60;
% Tensao (V):
Vb = Vn/sqrt(3);
% Velocidade Sincrona (rad/s):
wb = 2*pi*f;
% Velocidade Angular (rad/s):
wm = 2*wb/NP;
% Sigma:
sig = 1 - Lh^2/(L1*L2);
%=====
% Dados do sistema (pu):
%=====
Vs = Vb;
Tcarga = 4;
% Instante de Perda da Fase A:
tfaseA = 3;
%=====
% Condicoes Iniciais:
%=====
teta0 = 0;
wr0 = 0;
Isa0 = 0;
Isb0 = 0;

Isc0 = 0;
Ira0 = 0;
Irb0 = 0;
Irc0 = 0;
%=====
% Matriz K:
%=====
nfases = 5;
angvet = (0:(nfases - 1))*(2*pi/nfases);
matK = zeros(nfases);
for i = 1:nfases
    for k = 1:nfases
        if (i ~= k)
            ang = angvet(k) - angvet(i);
            matK(i,k) = 1/tan(ang);
        end
    end
end
%=====
% Variaveis Globais:
%=====
% Referencial do Estator:
wk = 0;
% Constante de Torque (ja englobando
% o momento de inercia):
%tcte = (NP/2)*Lh/(sqrt(3)*sig*L1*L2*J);
% Matriz de Estados incompleta:
% Os estados relativos a velocidade do
% rotor devem ser preenchidos durante
% a simulacao.
matA = zeros(2*nfases + 1);
matA(1,1) = -R1/(sig*L1);
matA(1,2) = wk*(-matK(1,2));
matA(1,3) = wk*(-matK(1,3));
matA(1,4) = wk*(-matK(1,4));
matA(1,5) = wk*(-matK(1,5));
matA(1,6) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(2,1) = wk*(-matK(2,1));
matA(2,2) = -R1/(sig*L1);
matA(2,3) = wk*(-matK(2,3));

```

APÊNDICE G: Arquivo Inicializa.m (Motor Pentafásico com Controle Vetorial).

```

matA(2,4) = wk*(-matK(2,4));
matA(2,5) = wk*(-matK(2,5));
matA(2,7) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(3,1) = wk*(-matK(3,1));
matA(3,2) = wk*(-matK(3,2));
matA(3,3) = -R1/(sig*L1);
matA(3,4) = wk*(-matK(3,4));
matA(3,5) = wk*(-matK(3,5));
matA(3,8) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(4,1) = wk*(-matK(4,1));
matA(4,2) = wk*(-matK(4,2));
matA(4,3) = wk*(-matK(4,3));
matA(4,4) = -R1/(sig*L1);
matA(4,5) = wk*(-matK(4,5));
matA(4,9) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(5,1) = wk*(-matK(5,1));
matA(5,2) = wk*(-matK(5,2));
matA(5,3) = wk*(-matK(5,3));
matA(5,4) = wk*(-matK(5,5));
matA(5,5) = -R1/(sig*L1);
matA(5,10) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(6,1) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(6,6) = -R2/(sig*L2);
matA(7,2) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(7,7) = -R2/(sig*L2);
matA(8,3) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(8,8) = -R2/(sig*L2);
matA(9,4) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(9,9) = -R2/(sig*L2);
matA(10,5) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(10,10) = -R2/(sig*L2);
matA(11,11) = -Kd/J;
% Matriz de Transf. Lambda -> I
a11 = 1/(sig*L1);
a12 = -Lh/(sig*L1*L2);
a21 = -Lh/(sig*L1*L2);
a22 = 1/(sig*L2);
matLI = [a11*eye(nfases) a12*eye(nfases); a21*eye(nfases)
a22*eye(nfases)];

```

```

% Torque MMaximo 3fases: 8.66
% Torque MMaximo 5fases: 14.4
% Ajuste na Tensao: sqrt(8.66/14.4)
%=====
% Inicializacao:
%=====
clc
clear
global matA matLI wk NP matK nfases
% Duracao da Simulacao:
tstop = 5;
%=====
% Dados da Maquina (SI):
%=====
% Tensao Nominal (V):
Vn = 380*sqrt(8.66/14.4);
% Numero de Polos:
NP = 2;
% Resistencia do Estator:
R1 = 7.56;
% Reatancia de Dispersao do Estator:
L1 = 0.35085;
% Reatancia de Magnetizacao:
Lh = 0.33615;
% Resistencia do Rotor (partida):
R2 = 3.84;
% Reatancia de Dispersao do Rotor (regime):
L2 = L1;
% Momento de Inercia (kg.m^2)
J = 0.027;
% Coeficiente de Atrito Dinamico:
Kd = 0;
%=====
% Dados Base:
%=====
% Frequencia (Hz):

```

```

f = 60;
% Tensao (V):
Vb = Vn/sqrt(3);
% Velocidade Sincrona (rad/s):
wb = 2*pi*f;
% Velocidade Angular (rad/s):
wm = 2*wb/NP;
% Sigma:
sig = 1 - Lh^2/(L1*L2);
%====
% Dados do sistema (pu):
%====
Vs = Vb;
Tcarga = 4;
% Instante de Perda da Fase A:
tfaseA = 2*tstop;
%====
% Dados para Controle Vetorial:
%====
vas = Vb;
rs = R1;
rpr = R2;
xs = wb*L1;
xm = wb*Lh;
xr = wb*L2;
P = NP;
Zb = 220/3.5;
% Reatancia Transitoria do Estator:
xsprime = xs - xm*xm/xr;
% Corrente a Vazio do Motor:
inl=vas/(rs +j*xs);
% Tensao atras da Reatancia Transitoria do Estator:
eprime = vas - (rs +j*xsprime)*inl;
% Enlace de Fluxo Nominal:
lambdadr = real(eprime)*(xr/xm)/wb;
% Enlace de fluxo determinado por simulacao:
lambdadr = 0.6;
% Define a velocidade de referencia:
% tauw = 1.5;
% nstp = 2e3;

% time_wref=0:tstop/nstp:tstop;
% speed_wref=wm*(1 - exp(-tauw*time_wref));
time_wref=[0 3 tstop];
speed_wref=[0 wm wm];
%=====
% Condicoes Iniciais:
%=====
teta0 = 0;
wr0 = 0;
Isa0 = 0;
Isb0 = 0;
Isc0 = 0;
Ira0 = 0;
Irb0 = 0;
Irc0 = 0;
%=====
% Matriz K:
%=====
nfases = 5;
angvet = (0:(nfases - 1))*(2*pi/nfases);
matK = zeros(nfases);
for i = 1:nfases
    for k = 1:nfases
        if (i ~= k)
            ang = angvet(k) - angvet(i);
            matK(i,k) = 1/tan(ang);
        end
    end
end
%=====
% Variaveis Globais:
%=====
% Referencial do Estator:
wk = 0;
% Referencial Girando na Velocidade Sincrona:
%wk = wb;
% Constante de Torque (ja englobando
% o momento de inercia):
%tcte = (NP/2)*Lh/(sqrt(3)*sig*L1*L2*J);
% Matriz de Estados incompleta:

```

```

% Os estados relativos a velocidade do
% rotor devem ser preenchidos durante
% a simulacao.

matA = zeros(2*nfases + 1);

matA(1,1) = -R1/(sig*L1);

matA(1,2) = wk*(-matK(1,2));

matA(1,3) = wk*(-matK(1,3));

matA(1,4) = wk*(-matK(1,4));

matA(1,5) = wk*(-matK(1,5));

matA(1,6) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(2,1) = wk*(-matK(2,1));

matA(2,2) = -R1/(sig*L1);

matA(2,3) = wk*(-matK(2,3));

matA(2,4) = wk*(-matK(2,4));

matA(2,5) = wk*(-matK(2,5));

matA(2,7) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(3,1) = wk*(-matK(3,1));

matA(3,2) = wk*(-matK(3,2));

matA(3,3) = -R1/(sig*L1);

matA(3,4) = wk*(-matK(3,4));

matA(3,5) = wk*(-matK(3,5));

matA(3,8) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(4,1) = wk*(-matK(4,1));

matA(4,2) = wk*(-matK(4,2));

matA(4,3) = wk*(-matK(4,3));

matA(4,4) = -R1/(sig*L1);

matA(4,5) = wk*(-matK(4,5));

matA(4,9) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(5,1) = wk*(-matK(5,1));

matA(5,2) = wk*(-matK(5,2));

matA(5,3) = wk*(-matK(5,3));

matA(5,4) = wk*(-matK(5,5));

matA(5,5) = -R1/(sig*L1);

matA(5,10) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(6,1) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(6,6) = -R2/(sig*L2);

matA(7,2) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(7,7) = -R2/(sig*L2);

matA(8,3) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(8,8) = -R2/(sig*L2);

```

```

matA(9,4) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(9,9) = -R2/(sig*L2);

matA(10,5) = R2*Lh/(sig*L1*L2);

matA(10,10) = -R2/(sig*L2);

matA(11,11) = -Kd/J;

% Matriz de Transf. Lambda -> I

a11 = 1/(sig*L1);

a12 = -Lh/(sig*L1*L2);

a21 = -Lh/(sig*L1*L2);

a22 = 1/(sig*L2);

matLI = [a11*eye(nfases) a12*eye(nfases); a21*eye(nfases)
a22*eye(nfases)];

```

APÊNDICE H: Arquivo Inicializa.m (Motor Multifásico – 15 fases).

```

%=====
% Inicializacao:
%=====

clc

clear

global matA matLI wk NP matK nfases

% Duracao da Simulacao:

tstop = 5;

%=====
% Dados da Maquina (SI):
%=====

% Tensao Nominal (V):

Vn = 380*sqrt(8.66/42.734);

% Numero de Polos:

NP = 2;

% Resistencia do Estator:

R1 = 7.56;

% Reatancia de Dispersao do Estator:

L1 = 0.35085;

% Reatancia de Magnetizacao:

Lh = 0.33615;

% Resistencia do Rotor (partida):

R2 = 3.84;

% Reatancia de Dispersao do Rotor (regime):

L2 = L1;

```

```

% Momento de Inercia (kg.m^2)
J = 0.027;

% Coeficiente de Atrito Dinamico:
Kd = 0;

%=====

% Dados Base:
%=====

% Frequencia (Hz):
f = 60;

% Tensao (V):
Vb = Vn/sqrt(3);

% Velocidade Sincrona (rad/s):
wb = 2*pi*f;

% Velocidade Angular (rad/s):
wm = 2*wb/NP;

% Sigma:
sig = 1 - Lh^2/(L1*L2);

%=====

% Dados do sistema (pu):
%=====

Vs = Vb;
Tcarga = 4;

%=====

% Condicoes Iniciais (revisar):
%=====

teta0 = 0;
wr0 = 0;
Isa0 = 0;
Isb0 = 0;
Isc0 = 0;
Ira0 = 0;
Irb0 = 0;
Irc0 = 0;

%=====

% Matriz K:
%=====

nfases = 15;
angvet = (0:(nfases - 1))*(2*pi/nfases);
matK = zeros(nfases);

for i = 1:nfases

for k = 1:nfases
    if (i ~= k)
        ang = angvet(k) - angvet(i);
        matK(i,k) = 1/tan(ang);
    end
end
end

angvet = -angvet;

%=====

% Variaveis Globais:
%=====

% Referencial do Estator:
wk = 0;

% Referencial Girando na Velocidade Sincrona:
%wk = wb;

% Matriz de Estados incompleta:
% Os estados relativos a velocidade do
% rotor devem ser preenchidos durante
% a simulacao.

matA = zeros(2*nfases + 1);

% Estator:
matA(1,1) = -R1/(sig*L1);
matA(1,2) = wk*(-matK(1,2));
matA(1,3) = wk*(-matK(1,3));
matA(1,4) = wk*(-matK(1,4));
matA(1,5) = wk*(-matK(1,5));
matA(1,6) = wk*(-matK(1,6));
matA(1,7) = wk*(-matK(1,7));
matA(1,8) = wk*(-matK(1,8));
matA(1,9) = wk*(-matK(1,9));
matA(1,10) = wk*(-matK(1,10));
matA(1,11) = wk*(-matK(1,11));
matA(1,12) = wk*(-matK(1,12));
matA(1,13) = wk*(-matK(1,13));
matA(1,14) = wk*(-matK(1,14));
matA(1,15) = wk*(-matK(1,15));
matA(1,16) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(2,1) = wk*(-matK(2,1));
matA(2,2) = -R1/(sig*L1);
matA(2,3) = wk*(-matK(2,3));

```



```

matA(7,4) = wk*(-matK(7,4));
matA(7,5) = wk*(-matK(7,5));
matA(7,6) = wk*(-matK(7,6));
matA(7,7) = -R1/(sig*L1);
matA(7,8) = wk*(-matK(7,8));
matA(7,9) = wk*(-matK(7,9));
matA(7,10) = wk*(-matK(7,10));
matA(7,11) = wk*(-matK(7,11));
matA(7,12) = wk*(-matK(7,12));
matA(7,13) = wk*(-matK(7,13));
matA(7,14) = wk*(-matK(7,14));
matA(7,15) = wk*(-matK(7,15));
matA(7,22) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(8,1) = wk*(-matK(8,1));
matA(8,2) = wk*(-matK(8,2));
matA(8,3) = wk*(-matK(8,3));
matA(8,4) = wk*(-matK(8,4));
matA(8,5) = wk*(-matK(8,5));
matA(8,6) = wk*(-matK(8,6));
matA(8,7) = wk*(-matK(8,7));
matA(8,8) = -R1/(sig*L1);
matA(8,9) = wk*(-matK(8,9));
matA(8,10) = wk*(-matK(8,10));
matA(8,11) = wk*(-matK(8,11));
matA(8,12) = wk*(-matK(8,12));
matA(8,13) = wk*(-matK(8,13));
matA(8,14) = wk*(-matK(8,14));
matA(8,15) = wk*(-matK(8,15));
matA(8,23) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(9,1) = wk*(-matK(9,1));
matA(9,2) = wk*(-matK(9,2));
matA(9,3) = wk*(-matK(9,3));
matA(9,4) = wk*(-matK(9,4));
matA(9,5) = wk*(-matK(9,5));
matA(9,6) = wk*(-matK(9,6));
matA(9,7) = wk*(-matK(9,7));
matA(9,8) = wk*(-matK(9,8));
matA(9,9) = -R1/(sig*L1);
matA(9,10) = wk*(-matK(9,10));
matA(9,11) = wk*(-matK(9,11));
matA(9,12) = wk*(-matK(9,12));
matA(9,13) = wk*(-matK(9,13));
matA(9,14) = wk*(-matK(9,14));
matA(9,15) = wk*(-matK(9,15));
matA(9,24) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(10,1) = wk*(-matK(10,1));
matA(10,2) = wk*(-matK(10,2));
matA(10,3) = wk*(-matK(10,3));
matA(10,4) = wk*(-matK(10,4));
matA(10,5) = wk*(-matK(10,5));
matA(10,6) = wk*(-matK(10,6));
matA(10,7) = wk*(-matK(10,7));
matA(10,8) = wk*(-matK(10,8));
matA(10,9) = wk*(-matK(10,9));
matA(10,10) = -R1/(sig*L1);
matA(10,11) = wk*(-matK(10,11));
matA(10,12) = wk*(-matK(10,12));
matA(10,13) = wk*(-matK(10,13));
matA(10,14) = wk*(-matK(10,14));
matA(10,15) = wk*(-matK(10,15));
matA(10,25) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(11,1) = wk*(-matK(11,1));
matA(11,2) = wk*(-matK(11,2));
matA(11,3) = wk*(-matK(11,3));
matA(11,4) = wk*(-matK(11,4));
matA(11,5) = wk*(-matK(11,5));
matA(11,6) = wk*(-matK(11,6));
matA(11,7) = wk*(-matK(11,7));
matA(11,8) = wk*(-matK(11,8));
matA(11,9) = wk*(-matK(11,9));
matA(11,10) = wk*(-matK(11,10));
matA(11,11) = -R1/(sig*L1);
matA(11,12) = wk*(-matK(11,12));
matA(11,13) = wk*(-matK(11,13));
matA(11,14) = wk*(-matK(11,14));
matA(11,15) = wk*(-matK(11,15));
matA(11,26) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(12,1) = wk*(-matK(12,1));
matA(12,2) = wk*(-matK(12,2));
matA(12,3) = wk*(-matK(12,3));

```

```

matA(12,4) = wk*(-matK(12,4));
matA(12,5) = wk*(-matK(12,5));
matA(12,6) = wk*(-matK(12,6));
matA(12,7) = wk*(-matK(12,7));
matA(12,8) = wk*(-matK(12,8));
matA(12,9) = wk*(-matK(12,9));
matA(12,10) = wk*(-matK(12,10));
matA(12,11) = wk*(-matK(12,11));
matA(12,12) = -R1/(sig*L1);
matA(12,13) = wk*(-matK(12,13));
matA(12,14) = wk*(-matK(12,14));
matA(12,15) = wk*(-matK(12,15));
matA(12,27) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(13,1) = wk*(-matK(13,1));
matA(13,2) = wk*(-matK(13,2));
matA(13,3) = wk*(-matK(13,3));
matA(13,4) = wk*(-matK(13,4));
matA(13,5) = wk*(-matK(13,5));
matA(13,6) = wk*(-matK(13,6));
matA(13,7) = wk*(-matK(13,7));
matA(13,8) = wk*(-matK(13,8));
matA(13,9) = wk*(-matK(13,9));
matA(13,10) = wk*(-matK(13,10));
matA(13,11) = wk*(-matK(13,11));
matA(13,12) = wk*(-matK(13,12));
matA(13,13) = -R1/(sig*L1);
matA(13,14) = wk*(-matK(13,14));
matA(13,15) = wk*(-matK(13,15));
matA(13,28) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(14,1) = wk*(-matK(14,1));
matA(14,2) = wk*(-matK(14,2));
matA(14,3) = wk*(-matK(14,3));
matA(14,4) = wk*(-matK(14,4));
matA(14,5) = wk*(-matK(14,5));
matA(14,6) = wk*(-matK(14,6));
matA(14,7) = wk*(-matK(14,7));
matA(14,8) = wk*(-matK(14,8));
matA(14,9) = wk*(-matK(14,9));
matA(14,10) = wk*(-matK(14,10));
matA(14,11) = wk*(-matK(14,11));

matA(14,12) = wk*(-matK(14,12));
matA(14,13) = wk*(-matK(14,13));
matA(14,14) = -R1/(sig*L1);
matA(14,15) = wk*(-matK(14,15));
matA(14,29) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(15,1) = wk*(-matK(15,1));
matA(15,2) = wk*(-matK(15,2));
matA(15,3) = wk*(-matK(15,3));
matA(15,4) = wk*(-matK(15,4));
matA(15,5) = wk*(-matK(15,5));
matA(15,6) = wk*(-matK(15,6));
matA(15,7) = wk*(-matK(15,7));
matA(15,8) = wk*(-matK(15,8));
matA(15,9) = wk*(-matK(15,9));
matA(15,10) = wk*(-matK(15,10));
matA(15,11) = wk*(-matK(15,11));
matA(15,12) = wk*(-matK(15,12));
matA(15,13) = wk*(-matK(15,13));
matA(15,14) = wk*(-matK(15,14));
matA(15,15) = -R1/(sig*L1);
matA(15,30) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
% Rotor:
matA(16,1) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(16,16) = -R2/(sig*L2);
matA(17,2) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(17,17) = -R2/(sig*L2);
matA(18,3) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(18,18) = -R2/(sig*L2);
matA(19,4) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(19,19) = -R2/(sig*L2);
matA(20,5) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(20,20) = -R2/(sig*L2);
matA(21,6) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(21,21) = -R2/(sig*L2);
matA(22,7) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(22,22) = -R2/(sig*L2);
matA(23,8) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(23,23) = -R2/(sig*L2);
matA(24,9) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(24,24) = -R2/(sig*L2);

```

```

matA(25,10) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(25,25) = -R2/(sig*L2);
matA(26,11) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(26,26) = -R2/(sig*L2);
matA(27,12) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(27,27) = -R2/(sig*L2);
matA(28,13) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(28,28) = -R2/(sig*L2);
matA(29,14) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(29,29) = -R2/(sig*L2);
matA(30,15) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(30,30) = -R2/(sig*L2);
matA(31,31) = -Kd/J;
% Matriz de Transf. Lambda -> I
a11 = 1/(sig*L1);
a12 = -Lh/(sig*L1*L2);
a21 = -Lh/(sig*L1*L2);
a22 = 1/(sig*L2);
matLI = [a11*eye(nfases) a12*eye(nfases); a21*eye(nfases)
a22*eye(nfases)];

```

APÊNDICE I: Arquivo MISates.m (Motor Multifásico – 15 fases).

```

function y = MISates(x)
% Entradas:
% x(1:15): Tensao do sistema;
% x(16:30): Enlace de Fluxo do Estator;
% x(31:45): Enlace de Fluxo do Rotor;
% x(46): Velocidade Angular;
% x(47:61): Corrente do Estator.
% Matrices constantes:
global matA matLI wk NP matK nfases
% Inicializacao:
%VS = [x(1); x(2); x(3)];
LAMBS = x(16:30);
LAMBR = x(31:45);
WR = x(46);
IEST = x(47:61);
% Torque Eletromagnetico:
MdpJ = -(NP/2)*(LAMBS)*matK*(IEST);

```

```

% Vetor de Entradas:
U = zeros((2*nfases + 1),1);
U(1:nfases,1) = x(1:nfases,1);
U((2*nfases + 1),1) = MdpJ;
% Completando a Matriz A:
w2 = wk - (NP/2)*WR;
for ii = 1:nfases
    id = ii + nfases;
    for jj = 1:nfases
        if (ii ~= jj)
            jd = jj + nfases;
            matA(id,jd) = -matK(ii,jj)*w2;
        end
    end
end
% Equacao de Estado:
LAMB = [LAMBS; LAMBR; WR];
y = matA*LAMB + U;

```

APÊNDICE J: Arquivo Inicializa.m (Motor Multifásico com Controle Vetorial).

```

%=====
% Inicializacao:
%=====
clc
clear
global matA matLI wk NP matK nfases
% Duracao da Simulacao:
tstop = 5;
%=====
% Dados da Maquina (SI):
%=====
% Tensao Nominal (V):
Vn = 380*sqrt(8.66/42.734);
% Numero de Polos:
NP = 2;
% Resistencia do Estator:
R1 = 7.56;
% Reatancia de Dispersao do Estator:

```

```

L1 = 0.35085;
% Reatancia de Magnetizacao:
Lh = 0.33615;
% Resistencia do Rotor (partida):
R2 = 3.84;
% Reatancia de Dispersao do Rotor (regime):
L2 = L1;
% Momento de Inercia (kg.m^2)
J = 0.027;
% Coeficiente de Atrito Dinamico:
Kd = 0;
%=====
% Dados Base:
%=====
% Frequencia (Hz):
f = 60;
% Tensao (V):
Vb = Vn/sqrt(3);
% Velocidade Sincrona (rad/s):
wb = 2*pi*f;
% Velocidade Angular (rad/s):
wm = 2*wb/NP;
% Sigma:
sig = 1 - Lh^2/(L1*L2);
%=====
% Dados do sistema (pu):
%=====
Vs = Vb;
Tcarga = 4;
tfaseA = 2*tstop;
%=====
% Dados para Controle Vetorial:
%=====
vas = Vb;
rs = R1;
rpr = R2;
xs = wb*L1;
xm = wb*Lh;
xr = wb*L2;
P = NP;

Zb = 220/3.5;
% Reatancia Transitoria do Estator:
xsprime = xs - xm*xm/xr;
% Corrente a Vazio do Motor:
inl=vas/(rs +j*xs);
% Tensao atras da Reatancia Transitoria do Estator:
eprime = vas - (rs +j*xsprime)*inl;
% Enlace de Fluxo Nominal:
lambdadr = real(eprime)*(xr/xm)/wb;
% Define a velocidade de referencia:
%tauw = 1.5;
% tauw = 0.5;
% nstp = 2e3;
% time_wref = 0:tstop/nstp:tstop;
% sp1 = 1.5*wm*(1 - exp(-tauw*time_wref));
% sp2 = wm*ones(size(time_wref));
% speed_wref = zeros(size(time_wref));
% for i = 1:length(time_wref)
%   speed_wref(i) = min(sp1(i),sp2(i));
% end
% figure
% plot(time_wref,speed_wref)
time_wref = [0 3 tstop];
speed_wref = wm*[0 1 1];
%=====
% Condicoes Iniciais (revisar):
%=====
teta0 = 0;
wr0 = 0;
Isa0 = 0;
Isb0 = 0;
Isc0 = 0;
Ira0 = 0;
Irb0 = 0;
Irc0 = 0;
%=====
% Matriz K:
%=====
nfases = 15;
angvet = (0:(nfases - 1))*(2*pi/nfases);

```

```

matK = zeros(nfases);

for i = 1:nfases

    for k = 1:nfases

        if (i ~= k)

            ang = angvet(k) - angvet(i);

            matK(i,k) = 1/tan(ang);

        end

    end

end

angvet = -angvet;

%=====

% Variaveis Globais:

%=====

% Referencial do Estator:

wk = 0;

% Referencial Girando na Velocidade Sincrona:

%wk = wb;

% Matriz de Estados incompleta:

% Os estados relativos a velocidade do

% rotor devem ser preenchidos durante

% a simulacao.

matA = zeros(2*nfases + 1);

% Estator:

matA(1,1) = -R1/(sig*L1);

matA(1,2) = wk*(-matK(1,2));

matA(1,3) = wk*(-matK(1,3));

matA(1,4) = wk*(-matK(1,4));

matA(1,5) = wk*(-matK(1,5));

matA(1,6) = wk*(-matK(1,6));

matA(1,7) = wk*(-matK(1,7));

matA(1,8) = wk*(-matK(1,8));

matA(1,9) = wk*(-matK(1,9));

matA(1,10) = wk*(-matK(1,10));

matA(1,11) = wk*(-matK(1,11));

matA(1,12) = wk*(-matK(1,12));

matA(1,13) = wk*(-matK(1,13));

matA(1,14) = wk*(-matK(1,14));

matA(1,15) = wk*(-matK(1,15));

matA(1,16) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(2,1) = wk*(-matK(2,1));

matA(2,2) = -R1/(sig*L1);

matA(2,3) = wk*(-matK(2,3));

matA(2,4) = wk*(-matK(2,4));

matA(2,5) = wk*(-matK(2,5));

matA(2,6) = wk*(-matK(2,6));

matA(2,7) = wk*(-matK(2,7));

matA(2,8) = wk*(-matK(2,8));

matA(2,9) = wk*(-matK(2,9));

matA(2,10) = wk*(-matK(2,10));

matA(2,11) = wk*(-matK(2,11));

matA(2,12) = wk*(-matK(2,12));

matA(2,13) = wk*(-matK(2,13));

matA(2,14) = wk*(-matK(2,14));

matA(2,15) = wk*(-matK(2,15));

matA(2,17) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(3,1) = wk*(-matK(3,1));

matA(3,2) = wk*(-matK(3,2));

matA(3,3) = -R1/(sig*L1);

matA(3,4) = wk*(-matK(3,4));

matA(3,5) = wk*(-matK(3,5));

matA(3,6) = wk*(-matK(3,6));

matA(3,7) = wk*(-matK(3,7));

matA(3,8) = wk*(-matK(3,8));

matA(3,9) = wk*(-matK(3,9));

matA(3,10) = wk*(-matK(3,10));

matA(3,11) = wk*(-matK(3,11));

matA(3,12) = wk*(-matK(3,12));

matA(3,13) = wk*(-matK(3,13));

matA(3,14) = wk*(-matK(3,14));

matA(3,15) = wk*(-matK(3,15));

matA(3,18) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

matA(4,1) = wk*(-matK(4,1));

matA(4,2) = wk*(-matK(4,2));

matA(4,3) = wk*(-matK(4,3));

matA(4,4) = -R1/(sig*L1);

matA(4,5) = wk*(-matK(4,5));

matA(4,6) = wk*(-matK(4,6));

matA(4,7) = wk*(-matK(4,7));

matA(4,8) = wk*(-matK(4,8));

matA(4,9) = wk*(-matK(4,9));

```



```

matA(14,10) = wk*(-matK(14,10));
matA(14,11) = wk*(-matK(14,11));
matA(14,12) = wk*(-matK(14,12));
matA(14,13) = wk*(-matK(14,13));
matA(14,14) = -R1/(sig*L1);
matA(14,15) = wk*(-matK(14,15));
matA(14,29) = R1*Lh/(sig*L1*L2);
matA(15,1) = wk*(-matK(15,1));
matA(15,2) = wk*(-matK(15,2));
matA(15,3) = wk*(-matK(15,3));
matA(15,4) = wk*(-matK(15,4));
matA(15,5) = wk*(-matK(15,5));
matA(15,6) = wk*(-matK(15,6));
matA(15,7) = wk*(-matK(15,7));
matA(15,8) = wk*(-matK(15,8));
matA(15,9) = wk*(-matK(15,9));
matA(15,10) = wk*(-matK(15,10));
matA(15,11) = wk*(-matK(15,11));
matA(15,12) = wk*(-matK(15,12));
matA(15,13) = wk*(-matK(15,13));
matA(15,14) = wk*(-matK(15,14));
matA(15,15) = -R1/(sig*L1);
matA(15,30) = R1*Lh/(sig*L1*L2);

% Rotor:
matA(16,1) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(16,16) = -R2/(sig*L2);
matA(17,2) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(17,17) = -R2/(sig*L2);
matA(18,3) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(18,18) = -R2/(sig*L2);
matA(19,4) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(19,19) = -R2/(sig*L2);
matA(20,5) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(20,20) = -R2/(sig*L2);
matA(21,6) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(21,21) = -R2/(sig*L2);
matA(22,7) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(22,22) = -R2/(sig*L2);
matA(23,8) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(23,23) = -R2/(sig*L2);

```

```

matA(24,9) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(24,24) = -R2/(sig*L2);
matA(25,10) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(25,25) = -R2/(sig*L2);
matA(26,11) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(26,26) = -R2/(sig*L2);
matA(27,12) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(27,27) = -R2/(sig*L2);
matA(28,13) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(28,28) = -R2/(sig*L2);
matA(29,14) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(29,29) = -R2/(sig*L2);
matA(30,15) = R2*Lh/(sig*L1*L2);
matA(30,30) = -R2/(sig*L2);
matA(31,31) = -Kd/J;

% Matriz de Transf. Lambda -> I
a11 = 1/(sig*L1);
a12 = -Lh/(sig*L1*L2);
a21 = -Lh/(sig*L1*L2);
a22 = 1/(sig*L2);

matLI = [a11*eye(nfases) a12*eye(nfases); a21*eye(nfases)
a22*eye(nfases)];

```

APÊNDICE H: Arquivo MIStates.m (Motor Multifásico com Controle Vetorial).

```

function y = MIStates(x)

% Entradas:
% x(1:15): Tensao do sistema;
% x(16:30): Enlace de Fluxo do Estator;
% x(31:45): Enlace de Fluxo do Rotor;
% x(46): Velocidade Angular;
% x(47:61): Corrente do Estator.

% Matrices constantes:
global matA matLI wk NP matK nfases

% Inicializacao:
%VS = [x(1); x(2); x(3)];

LAMBS = x(16:30);
LAMBR = x(31:45);

```

```

WR = x(46);

IEST = x(47:61);

% Torque Eletromagnetico:
MdpJ = -(NP/2)*(LAMBS)*matK*(IEST);

% Vetor de Entradas:
U = zeros(2*nfases + 1,1);

U(1:nfases,1) = x(1:nfases,1);

U((2*nfases + 1),1) = MdpJ;

% Completando a Matriz A:
w2 = wk - (NP/2)*WR;

for ii = 1:nfases

    id = ii + nfases;

    for jj = 1:nfases

        if (ii ~= jj)

            jd = jj + nfases;

            matA(id,jd) = -matK(ii,jj)*w2;

        end

    end

end

end

% Equacao de Estado:
LAMB = [LAMBS; LAMBR; WR];

y = matA*LAMB + U;

```