



ACIONAMENTO DE MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES  
PENTAFÁSICO COM CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE

Samuel Alves de Souza

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Walter Issamu Suemitsu

Rio de Janeiro

Abril de 2016

ACIONAMENTO DE MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES  
PENTAFÁSICO COM CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE


Samuel Alves de Souza

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ  
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS  
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM  
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:



Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.



Prof. Darizon Alves de Andrade, Ph. D.



Prof. Antônio Carlos Ferreira, Ph. D.



Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr. Ing



Prof. Ivan Eduardo Chabu, D. Sc.



Prof. João Onofre Pereira Pinto, Ph. D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

ABRIL DE 2016

Souza, Samuel Alves de

Acionamento de Motor Síncrono de Ímãs Permanentes Pentafásico com Controle Tolerante a Falta de Fase/ Samuel Alves de Souza. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2016.

XIX, 168 p.: il.; 29,7 cm

Orientador: Walter Issamu Suemitsu

Tese (doutorado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2016.

Referências Bibliográficas: p. 101 – 112.

1. Motor Síncrono de Ímãs Permanentes Pentafásico. 2. Controle Tolerante a Falta de Fase. 3. Eletrônica de Potência. I. Suemitsu, Walter Issamu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

## **Agradecimentos**

Ao professor Walter Issamu Suemitsu pela orientação, incentivo e conhecimento compartilhado.

Ao professor João Onofre Pereira Pinto pela contribuição na proposta de transformação de múltiplas fases.

Aos membros da banca de doutorado, Prof. Darizon Alves de Andrade, Prof. Antônio Carlos Ferreira, Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Prof. Ivan Eduardo Chabu, e Prof. João Onofre Pereira Pinto, pelo tempo despendido, pelos comentários e contribuições.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da COPPE/UFRJ, pela oportunidade de realização do doutorado e ao CNPq (142764/2011- 6) pela provisão da bolsa de estudos.

Aos professores, funcionários e colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência e do Laboratório de Máquinas Elétricas pela convivência durante o período de realização do doutorado.

Aos meus colegas, professores e funcionários do Ifes – Campus Vitória, pelo apoio para a conclusão desta tese.

Ao Instituto Federal do Espírito Santo – Campus Vitória, pela liberação para estudos de doutorado.

Aos meus amigos e familiares, que sempre me apoiaram em todos os momentos da minha vida.

Meu agradecimento especial à minha esposa Vanessa Abreu de Souza, aos meus filhos Benjamim Abreu de Souza e Levi Abreu de Souza e aos meus pais Noeme Xavier de Souza e Efraim Alves de Souza.

Meu agradecimento final ao Eterno, pela vida, saúde, proteção e sabedoria.

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

## ACIONAMENTO DE MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES PENTÁFÁSICO COM CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE

Samuel Alves de Souza

Abril/2016

Orientador: Walter Issamu Suemitsu

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta o estudo do acionamento de um motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP) pentafásico com controle tolerante a falta de fase. É apresentado um esquema de controle que permite que o MSIP pentafásico continue funcionando de forma segura e estável durante a falta de uma ou até duas fases, sem oscilação de torque e sem necessidade de nenhum componente e equipamento adicional, apenas ajustando a corrente nas fases remanescentes. Análise teórica, estudos de simulação e implementação prática, são etapas de realização deste trabalho. O estudo de simulação foi realizado no ambiente Matlab/Simulink/SimPowerSystems<sup>®</sup>. Os protótipos de um MSIP pentafásico de polos salientes, 11 kW, 220 V, 90 Hz, 6 polos e de um inversor pentafásico foram projetados e construídos. A implementação prática foi realizada utilizando os protótipos (MSIP e inversor) e um programa específico para uma placa de controle baseada no processador de sinais digitais TMS320F28335 da Texas Instruments, Inc. O esquema de controle tolerante a falta de fase foi validado por meio dos resultados de simulação e experimentais.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D. Sc.).

FIVE-PHASE PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE  
WITH PHASE FAULT TOLERANT CONTROL

Samuel Alves de Souza

April/2016

Advisor: Walter Issamu Suemitsu

Department: Electrical Engineering

This work presents the study of a five phase permanent magnet synchronous motor (5PMSM) drive with phase fault tolerant control. A control scheme that enables 5PMSM continue to function in a safe and stable condition during the loss of one or even two phases without torque ripple and without any components and additional equipment, just by adjusting the current in remaining phases is presented. The work comprehends a theoretical analysis, simulations studies, and experimental validation. The simulation studies was carried out in the Matlab/Simulink/SimPowerSystems<sup>®</sup> environment. The prototypes of a salient-pole 5PMSM, 11 kW, 220 V, 90 Hz, six pole and a five phase inverter was designed and built. Practical implementation was performed using the prototypes (5PMSM and five phase inverter) and a specific program for a control board based on TMS320F28335 digital signal processor from Texas Instruments, Inc.. The phase fault tolerante control scheme was validated by means of simulation and experimental results.

# SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1. PROPULSÃO ELÉTRICA DE EMBARCAÇÕES.....	1
1.2. MÁQUINAS SÍNCRONAS DE ÍMÃS PERMANENTES.....	3
1.3. MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS .....	4
1.4. ACIONAMENTO DE MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES MULTIFÁSICO COM CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE.....	6
1.5. TRABALHOS DE PESQUISAS ANTERIORES.....	7
1.6. OBJETIVO DA PESQUISA .....	9
1.7. METODOLOGIA DA PESQUISA .....	9
1.8. ORGANIZAÇÃO DA TESE .....	10
<b>2. MODELO MATEMÁTICO DO MSIP PENTAFÁSICO .....</b>	<b>12</b>
2.1. EQUAÇÕES DA TENSÃO E DO FLUXO DO ESTATOR NO REFERENCIAL ESTACIONÁRIO.....	12
2.2. MATRIZ DE INDUTÂNCIA DO ESTATOR.....	14
2.3. MATRIZ DE TRANSFORMAÇÃO $[T_{qd,x_1,y_1,0}]$ .....	16
2.4. EQUAÇÕES DA TENSÃO E DO FLUXO DO ESTATOR NO REFERENCIAL GIRANTE .....	21
2.5. CIRCUITO EQUIVALENTE DO MSIP PENTAFÁSICO NO REFERENCIAL GIRANTE .....	26
2.6. EQUAÇÃO DO TORQUE ELETROMAGNÉTICO.....	27
2.7. CONCLUSÕES .....	30
<b>3. MSIP PENTAFÁSICO COM CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE.....</b>	<b>31</b>
3.1. INTRODUÇÃO .....	31
3.2. ACIONAMENTO DE MSIP PENTAFÁSICO COM ESQUEMA DE CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE .....	32
3.3. PROPOSTA DE TRANSFORMAÇÃO DE MÚLTIPLAS FASES .....	46

3.4. CONCLUSÕES .....	51
<b>4. SIMULAÇÃO DO MSIP PENTAFÁSICO COM ESQUEMA DE CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE.....</b>	<b>52</b>
4.1. MODELO DO MSIP EM AMBIENTE MATLAB/SIMULINK® .....	52
4.2. SIMULAÇÃO DO MSIP PENTAFÁSICO COM ESQUEMA DE CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE .....	55
4.3. CONCLUSÕES .....	61
<b>5. PROTÓTIPO DO MSIP PENTAFÁSICO .....</b>	<b>63</b>
5.1. PROJETO DO ENROLAMENTO PENTAFÁSICO .....	63
5.2. CONFIGURAÇÃO DO ENROLAMENTO PENTAFÁSICO .....	64
5.3. DIAGRAMA DO ENROLAMENTO PENTAFÁSICO .....	65
5.4. VALORES NOMINAIS E CARACTERÍSTICAS DO MSIP TRIFÁSICO .....	71
5.5. VALORES NOMINAIS, CARACTERÍSTICAS E CÁLCULOS DO MSIP PENTAFÁSICO .....	72
5.6. PARÂMETROS DO PROTÓTIPO DO MSIP PENTAFÁSICO .....	74
5.6.1. RESISTÊNCIA DO ENROLAMENTO DO ESTATOR .....	74
5.6.2. INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO .....	76
5.6.3. INDUTÂNCIA DO EIXO DIRETO .....	81
5.6.4. INDUTÂNCIA DO EIXO EM QUADRATURA .....	83
5.6.5. FLUXO ENLAÇADO DO IMÃ PERMANENTE .....	84
<b>6. IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>86</b>
6.1. DESCRIÇÃO DA BANCADA .....	86
6.2. OPERAÇÃO E CONTROLE DO MOTOR .....	90
6.3. PARTIDA DO MOTOR .....	92
6.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	94
<b>7. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>99</b>
7.1. CONCLUSÕES .....	99



7.2. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....	100
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>101</b>
<b>APÊNDICE A –PROPULSÃO ELÉTRICA DE EMBARCAÇÕES .....</b>	<b>113</b>
A-1. HISTÓRICO .....	113
A-2. CLASSIFICAÇÃO DOS SISTEMAS DE PROPULSÃO .....	116
A-3. PROPULSÃO ELÉTRICA INTEGRADA .....	119
A-4. PROPULSÃO AZIMUTAL VERSUS PROPULSÃO “ <i>POD</i> ” .....	120
A-5. VANTAGENS DA PROPULSÃO ELÉTRICA .....	121
<b>APÊNDICE B–MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS .....</b>	<b>127</b>
B-1. INTRODUÇÃO .....	127
B-2. ACIONAMENTOS E MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS .....	127
B-3. TIPOS DE MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS .....	128
B-4. VANTAGENS DAS MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS .....	131
B-5. CONTROLE DE VELOCIDADE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS .....	132
B-5.1. CONTROLE ESCALAR DE MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS .....	132
B-5.2. CONTROLE VETORIAL DE MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS .....	133
B-5.3. CONTROLE DIRETO DE TORQUE – DTC DE MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS .....	137
<b>APÊNDICE C – PROGRAMA FONTE .....</b>	<b>139</b>
<b>ANEXO I – CHAPA DO ESTATOR ORIGINAL TRIFÁSICO .....</b>	<b>154</b>
<b>ANEXO II – CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO ROTOR .....</b>	<b>155</b>
<b>ANEXO III – DIAGRAMA DO ENROLAMENTO TRIFÁSICO .....</b>	<b>157</b>
<b>ANEXO IV – REGISTRO FOTOGRÁFICO DO MSIP TRIFÁSICO .....</b>	<b>158</b>

<b>ANEXO V – ENSAIO A VAZIO DO MSIP ORIGINAL TRIFÁSICO .....</b>	<b>160</b>
<b>ANEXO VI – CHAPA DO ESTATOR PENTAFÁSICO .....</b>	<b>162</b>
<b>ANEXO VII – DIAGRAMA DO ENROLAMENTO PENTAFÁSICO.....</b>	<b>163</b>
<b>ANEXO VIII – ENSAIO A VAZIO DO MSIP PENTAFÁSICO .....</b>	<b>164</b>
<b>ANEXO IX – REGISTRO FOTOGRÁFICO DO MSIP PENTAFÁSICO .....</b>	<b>167</b>

# LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Matriz de transformação de Clarke, $[T_{\alpha\beta x_1 y_1 \dots 0}]$ .....	16
Figura 2.2 – Sistemas de coordenadas da transformação $\alpha\beta x_1 y_1 0$ .....	17
Figura 2.3 – Sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ e $qd$ , transformação rotacional.....	19
Figura 2.4 – Circuitos equivalentes do MSIP pentafásico no referencial girante.....	26
Figura 3.1 – Diagrama fasorial das correntes, funcionamento normal.....	40
Figura 3.2 – Diagrama fasorial das correntes, após a perda da fase “a”.....	40
Figura 3.3 – Diagrama de blocos do esquema de controle tolerante a falta de fase..	41
Figura 3.4 – Diagrama fasorial das correntes, após a perda da fase “a” e “b”.....	43
Figura 3.5 – Diagrama fasorial das correntes, após a perda da fase “a” e “c”.....	45
Figura 3.6 – Sistema de coordenadas $abc$ e $\alpha\beta$ .....	47
Figura 3.7 – Sistema de coordenadas $abcde$ e $\alpha\beta$ .....	48
Figura 3.8 – Sistema de coordenadas $abde$ e $\alpha\beta$ .....	50
Figura 4.1 – Bloco SimPowerSystems MSIP 5 Fases.....	53
Figura 4.2 – Subsistema do Bloco SimPowerSystems MSIP 5 Fases.....	53
Figura 4.3 – Subsistema do bloco MSIP 5 fases.....	54
Figura 4.4– Subsistema do bloco modelo mecânico dinâmico.....	54
Figura 4.5 – Subsistema do bloco modelo elétrico dinâmico.....	55
Figura 4.6 – Diagrama de blocos utilizado na simulação do esquema de controle tolerante a falta de fase.....	56
Figura 4.7 – Subsistema do bloco controlador de velocidade .....	57
Figura 4.8 – Subsistema do bloco Controle Tolerante a Falta de Fase.....	57
Figura 4.9 – Correntes $i_{as}$ a $i_{es}$ antes e durante a falta da fase “a” e após a reconfiguração.....	59
Figura 4.10 – Torque antes e durante a falta da fase “a” e após a reconfiguração.....	59
Figura 4.11 – Velocidade antes e durante a falta da fase “a” fase e após a	

reconfiguração.....	59
Figura 4.12 – Correntes $i_{bs}$ a $i_{es}$ antes e durante a falta da fase “a” e “b” após a reconfiguração.....	60
Figura 4.13 – Torque antes e durante a falta da fase “a” e “b” e após a reconfiguração.....	61
Figura 4.14 – Velocidade antes e durante a falta da fase “a” e “b” e após a reconfiguração.....	61
Figura 5.1 – Distribuição de ranhuras, sequência de fase e pontos de início e de término das fases.....	67
Figura 5.2 – Disposição dos enrolamentos das fases A a E.....	69
Figura 5.3 – Diagrama do enrolamento (representação simbólica planificada).....	70
Figura 5.4– Conexão para medição da resistência do enrolamento do estator.....	75
Figura 5.5– Indutâncias de dispersão do enrolamento do estator.....	77
Figura 5.6– Ilustração das dimensões da ranhura oval semi-fechada.....	78
Figura 5.7– Conexão para medição das indutâncias.....	82
Figura 6.1 – Bancada experimental.....	87
Figura 6.2 – Topologia do protótipo do inversor pentafásico.....	88
Figura 6.3 – Diagrama esquemático da bancada experimental.....	89
Figura 6.4 – Fluxograma básico de operação e controle.....	90
Figura 6.5 – Interrupção do PWM.....	90
Figura 6.6 – Fluxograma básico do algoritmo de controle.....	91
Figura 6.7 – Vetor $\bar{I}_{sref}$ deslocado $90^\circ$ elétricos do vetor $\bar{\psi}_r$ .....	93
Figura 6.8 – Transitório de partida do MSIP pentafásico.....	96
Figura 6.9 – Transitório de aceleração do MSIP pentafásico.....	98
Figura A.1 – Propulsão mecânica e sistema elétrico de serviço de bordo.....	116
Figura A.2 – Propulsão elétrica com propulsor azimutal e sistema elétrico de serviço de bordo.....	117
Figura A.3 – Propulsão elétrica integrada com propulsor <i>pod</i> .....	118

Figura A.4 – Propulsão elétrica integrada.....	120
Figura B.1 – Ilustração de enrolamentos do estator em máquinas trifásicas e pentafásicas.....	130
Figura B.2 – Esquema básico de controle vetorial para máquina multifásica com controle de corrente no referencial estacionário, enrolamento distribuído (FMM senoidal).....	133
Figura B.3 – Esquema básico de controle vetorial para máquina multifásica com controle de corrente no referencial síncrono, enrolamento distribuído (FMM senoidal).....	134
Figura B.4 – Esquema básico de controle vetorial para máquina multifásica de 5 fases com controle de corrente no referencial estacionário, enrolamento concentrado (FMM quase retangular).....	136
Figura B.5 – Esquema básico de controle vetorial para máquina multifásica de 5 fases com controle de corrente no referencial síncrono, enrolamento concentrado (FMM quase retangular).....	137

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Fasores de referências das correntes remanescentes.....	46
Tabela 4.1 – Parâmetros do MSIP usado na simulação.....	55
Tabela 5.1 – Fatores de enrolamento harmônicos.....	65
Tabela 5.2 – Sequência de grupos de bobinas e distribuição de ranhuras de uma unidade básica de enrolamento.....	66
Tabela 5.3 – Valores da resistência de fase dos enrolamentos.....	75
Tabela 5.4 – Valores dos coeficientes de permeância e indutâncias de dispersão....	81
Tabela 5.5 – Valores das indutâncias do eixo direto.....	83
Tabela 5.6 – Valores das indutâncias de eixo em quadratura.....	84
Tabela 5.7 – Dados do Protótipo do MSIP pentafásico.....	85

# LISTA DE ABREVIACÕES E SÍMBOLOS

## ABREVIACÕES

5PMSM	<i>Five Phase Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
AD	<i>Analogic Digital</i>
BLDC	<i>Brushless DC Machines</i>
CC	Corrente Contínua
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
fcem	Força contra eletromotriz
FMM	Força Magnetomotriz
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IO	<i>Input / Output</i>
IPM	<i>Interior Permanent Magnet Machine</i>
ISR	<i>Interrupt Service Routine</i>
LABMAQ	Laboratório de Máquinas Elétricas
MSIP	Motor Síncrono de Im Permanente
PI	Proporcional Integral
PM	<i>Permanent Magnet</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machines</i>
pod	<i>Propulsion with Outboard Electric motor</i>
pu	Sistema por unidade
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPM	<i>Surface Permanent Magnet machine</i>

## SÍMBOLOS

$\phi$	Ângulo espacial elétrico
$\Phi_p$	Fluxo magnético por polo no entreferro
$\eta$	Rendimento
$\lambda_{as}$	Fluxo enlaçado da fase a do estator devido a circulação de corrente
$\lambda_{lc}$	Coefficiente de permeância da cabeça de bobina
$\lambda_{le}$	coeficiente da permeância de entreferro
$\lambda_m$	Fluxo enlaçado devido ao fluxo produzido pelos ímãs permanentes
$\lambda_{lr}$	Coefficiente de permeância da ranhura
$\lambda_{lt}$	Coefficiente de permeância do topo de dente
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do ar
$\theta_m$	Ângulo espacial
$\theta_r$	Posição do rotor em graus elétricos
$\tau_{d1}$	Fator de entreferro
$\omega$	Frequência angular elétrica
$\omega_r$	Velocidade angular elétrica
$\omega_{rm}$	Velocidade angular mecânica do motor
$a_{fe}$	Área do fio de uma espira
$B$	Coefficiente de atrito viscoso
$b_{14}$	Largura da abertura da ranhura
$B_g$	Número de bobinas por grupo
$D_{ext}$	Diâmetro externo do núcleo do estator
$D_{in}$	Diâmetro interno do núcleo do estator



$f$	Frequência
$F_{e1}$	Fator de enrolamento fundamental
$F_{eh}$	Fator de enrolamento
$fp$	Fator de potência
$g$	Entreferro físico do eixo d
$g_q$	Entreferro físico do eixo q
$G_b$	Número de grupos de bobinas
$h$	Ordem da harmônica
$h_{1t}$	Altura do dente
$i_{as}$	Corrente na fase a do estator
$I_{máx}$	Amplitude da corrente
$\vec{i}_s(t)$	Vetor espacial da corrente do estator
$J$	Monento de inércia
$k_C$	coeficiente de Carter
$k_{sat}$	Coeficiente de saturação do circuito magnético
$L_{asas}$	Indutância própria da fase a do estator
$L_{asbs}$	Indutância mútua entre as fases a e b do estator
$L$	Comprimento do núcleo do estator
$l_{lc}$	Comprimento de um lado da cabeça da bobina
$L_{lc}$	Indutância de dispersão da cabeça de bobina do estator
$L_{le}$	Indutância de dispersão do entreferro do enrolamento do estator
$L_{lr}$	Indutância de dispersão da ranhura do estator
$L_{lt}$	Indutância de dispersão do topo do dente do estator

$L_{ls}$	Indutância de dispersão do enrolamento do estator
$L_{qm}$	Indutância de magnetização equivalente do eixo $q$
$L_q$	Indutância síncrona do eixo $q$
$L_{mm0}$	Indutância própria devido ao fluxo fundamental espacial de entreferro
$L_{mm2}$	Indutância própria devido às saliências do rotor
$m$	Número de fases do motor
$N$	Velocidade
$N_{ef}$	Número de espiras por fase
$N_{eb}$	Número de espiras por bobina
$N_s$	Número de espiras por fase
$p$	Número de polos
$P$	Potência elétrica
$P_d$	Permeâncias do eixo direto
$P_q$	Permeâncias do eixo em quadratura
$q$	Número de ranhuras por polo e por fase
$Q$	Número de ranhuras do estator
$r_s$	Resistência do enrolamento do estator
$t_1$	Passo de ranhura
$t$	Tempo
$T_e$	Torque eletromagnético
$T_F$	Torque de atrito
$T_L$	Torque de carga
$T_M$	Torque que produz trabalho mecânico útil

$T_w$	Torque de ventilação
$[T_{\alpha\beta x_1 y_1 \dots 0}]$	Matriz de transformação de Clarke para um sistema de $m$ fases
$[T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}]$	Matriz de transformação de Clarke para um sistema de 5 fases
$[T_{qd x_1 y_1 0}]$	Matriz de transformação do sistema de coordenadas $abcde$ para $qdx_1 y_1 0$
$[T_{\theta_r}]$	Matriz de transformação rotacional (Matriz de transformação de Park)
$v_{as}$	Tensão na fase a do stator
$V_f$	Tensão de fase (valor eficaz)
$X_{ds}$	Reatância do eixo direto
$X_{qs}$	Reatância do eixo em quadratura
$y$	Passo do enrolamento
$y_{fe}$	Passo de fase em graus elétricos
$y_{fm}$	Passo de fase em graus mecânicos
$y_{fr}$	Passo de fase em número de ranhuras
$y_{re}$	Passo de ranhura em graus elétricos
$y_{rm}$	Passo de ranhura em graus mecânicos
$y_p$	Passo polar

# 1. INTRODUÇÃO

A utilização de propulsão diesel-elétrica em embarcações apresenta ganhos significativos em relação aos aspectos econômicos, técnicos e ambientais. No aspecto ambiental a utilização da propulsão elétrica permite a redução do consumo de combustível entre 30% a 40% em navios armadores e uma redução de gases poluentes entre 20% a 40% em navios com propulsor *Azipod*, quando comparada com a propulsão mecânica [1] [2]. A utilização da propulsão elétrica permite também atualização tecnológica que possibilitará no futuro substituir as atuais máquinas primárias (motores diesel, turbina a gás, ou turbinas a vapor) e geradores elétricos por novas tecnologias de geração de energia elétrica mais eficiente, renováveis e sustentáveis, incluindo equipamentos de conversão direta de energia, como células combustíveis [3].

Dentre os motores considerados para propulsão elétrica, o motor síncrono de ímãs permanentes tem se mostrado como uma boa opção por apresentar maior eficiência, maior densidade de torque e menor volume [4] [5].

A confiabilidade da propulsão elétrica é bastante superior, quando comparada à propulsão mecânica. Pode-se aumentar a confiabilidade garantindo que o motor continue funcionando mesmo durante a ocorrência de uma falha.

Os motores multifásicos, ao contrário dos motores trifásicos, podem continuar funcionando mesmo durante a ocorrência da perda de uma ou mais fases com controle individual das correntes nas fases remanescentes sem necessidade de mudança no arranjo físico, portanto o uso destes motores é adequado para aplicações que exigem alta confiabilidade como a propulsão elétrica de embarcações. Técnicas de controle apropriadas são necessárias para que o sistema de acionamento elétrico multifásico continue funcionando com as fases restantes, tornando-se tolerante a falta de fase e garantindo alta confiabilidade [6].

## 1.1. Propulsão Elétrica de Embarcações

O conceito de propulsão elétrica de embarcações não é novo, a ideia surgiu há mais de 100 anos atrás. A tecnologia de propulsão elétrica, embora promissora, não era competitiva com a tecnologia de acionamento mecânico para submarinos e navios de

superfície de grande porte até 1980, quando os avanços tecnológicos em motores elétricos, especialmente em acionamentos de motores usando eletrônica de potência, tornou a propulsão elétrica potencialmente mais econômica que a propulsão mecânica para navios de grande porte [3].

A Propulsão elétrica usando “*pod*” (“*podded propulsion*”) foi introduzida no início dos anos 1990. O motor é instalado diretamente no eixo de uma hélice de passo fixo em um “*pod*” rotativo e submerso. O termo “*pod*” vem da língua inglesa “*Propulsion with Outboard Electric motor*” (propulsão com motor elétrico externo) e consiste de um motor dentro de um casulo selado e conectado à hélice e fica localizado na parte externa do casco, na popa do navio. Embora este conceito tenha sido originalmente desenvolvido para melhorar o desempenho de navios quebra-gelos, logo verificou-se benefícios adicionais na eficiência hidrodinâmica e na manobrabilidade. Atualmente a propulsão elétrica usando “*pod*” é um padrão nos novos navios de cruzeiro e também está sendo utilizada em navios de guerra [7]. O Apêndice A aborda detalhadamente a classificação dos sistemas de propulsão, propulsão elétrica integrada e as vantagens da propulsão elétrica.

Os motores síncronos de ímãs permanentes têm sido utilizados em aplicações de alta potência, como acionamento de compressores, tração elétrica de trens e carros de metrô e mais recentemente na propulsão de navios. Os benefícios associados a estes motores são a sua alta eficiência e o tamanho compacto. Isto faz com que estes motores sejam apropriados para sistemas de propulsão usando “*pod*”, onde as dimensões devem ser minimizadas para melhorar as características hidrodinâmicas. Além disso, o projeto e instalação de propulsores tipo “*pods*” são simplificados com a utilização destes motores [4].

Em [5] foi realizada a avaliação de vários motores considerados para propulsão elétrica de navios. Foram examinados os seguintes motores: motor de indução, motor síncrono com enrolamento de campo, motor síncrono de ímãs permanentes, motor síncrono com materiais supercondutores e motor homopolar de corrente contínua com materiais supercondutores. A avaliação revelou que o motor síncrono de ímãs permanentes é a melhor opção para a propulsão elétrica de navios quando se leva em consideração a maturidade da tecnologia, a densidade de potência e o desempenho acústico.

## 1.2. Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes

O desenvolvimento de ímãs permanentes (“*Permanent Magnet – PM*”) com alta densidade de energia permitiu a substituição do enrolamento de campo por ímãs permanentes em máquinas síncronas. O desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência (transistores, *IGBTs* e retificadores de potência) permitiu o surgimento do conversor de frequência e tensão. Estes dois desenvolvimentos contribuíram para a evolução das máquinas síncronas de ímãs permanentes (“*Permanent Magnet Synchronous Machines – PMSM*”) e das máquinas de corrente contínua sem escovas (“*Brushless DC Machines – BLDC*”). Nestas máquinas, o ímã permanente está alojado na estrutura do rotor e a armadura está localizada na estrutura do estator. A corrente da armadura (estator) é controlada por um conversor de frequência em sincronismo com a posição do rotor [8].

Baseado na direção do fluxo de campo, as máquinas síncronas de ímãs permanentes podem ser classificadas como de fluxo radial, em que a direção do fluxo está ao longo do raio da máquina e como de fluxo axial, em que a direção do fluxo é paralelo ao eixo do rotor.

As máquinas síncronas de ímã permanente com fluxo radial possuem simplicidade de fabricação e de montagem, e conseqüentemente, são as mais usadas em aplicações de velocidade variável, enquanto que as máquinas com fluxo axial e com fluxo transversal têm se destacado em um pequeno número de aplicações, pois embora tenham maior densidade de potência e capacidade de aceleração, a estrutura destas máquinas é complexa e os custos de fabricação são altos [9].

Baseado na maneira como os ímãs são montados no rotor, as máquinas síncronas de ímãs permanentes podem ser classificadas como máquinas com ímãs montados na superfície do rotor (“*Surface Permanent Magnet machine – SPM*”) ; e como máquinas com ímãs montados no interior do rotor (“*Interior Permanent Magnet Machine – IPM*”). As máquinas com ímãs montados na superfície são usadas em aplicações de baixa velocidade e as máquinas com ímãs montados no interior do rotor possuem o rotor mais robusto e por isso podem ser usadas em aplicações de alta velocidade (acima de 3.000 rpm) [10].

Nas últimas três décadas, as propriedades magnéticas e térmicas dos materiais magnéticos dos ímãs permanentes têm melhorado significativamente [11] [12]. Nas últimas quatro décadas, os avanços e a evolução nas áreas de tecnologia dos dispositivos semicondutores de potência e de tecnologia de integração de componentes eletrônicos levaram ao desenvolvimento de chaves semicondutoras de potência e de microcontroladores de baixo custo e de alto desempenho. O desenvolvimento da tecnologia dos materiais de ímãs permanentes e da tecnologia da eletrônica de potências aliado a técnicas avançadas de controle digital, têm tornando o acionamento do motor síncrono de ímãs permanentes uma escolha preferencial para aplicações de acionamento de velocidade variável de alto desempenho [13] [14].

Os principais tipos de motores de corrente alternada, atualmente utilizados em acionamentos de velocidade variável são: motor de indução, motor síncrono com enrolamento de campo, motor síncrono de ímãs permanentes, motor de relutância variável, e motor síncrono de relutância. Apesar de não permitir o controle do fluxo dos ímãs, não permitir a regulação do fator de potência, apresentar risco de demagnetização e ter um custo maior, o motor síncrono de ímãs permanentes possui maior eficiência, maior densidade de energia, e menor ruído em relação aos outros tipos de motores citados [15] [16] [17] [18] [19].

### **1.3.Máquinas Elétricas Multifásicas**

Atualmente, a maioria das aplicações de velocidade variável utiliza acionamentos com motores trifásicos. Existe disponibilidade comercial de uma grande variedade de motores e conversores trifásicos. Com o rápido avanço da eletrônica de potência e da tecnologia de integração de componentes eletrônicos, o acionamento de motores por conversores com controle digital passou a ser usado na maioria das aplicações. A utilização de motores acionados por conversores, eliminou as limitações do número de fases, possibilitando a utilização de motores multifásicos (com mais de três fases) em aplicações especiais [20].

Pesquisas recentes têm demonstrado que as máquinas multifásicas oferecem vantagens significativas em relação às máquinas trifásicas convencionais [21]. O

aumento do número de fases permite obter maior produção de torque por ampère para máquinas com mesmo volume.

No acionamento de um motor multifásico, a potência total é distribuída em um número maior de fases, de modo que elevados níveis de potência podem ser obtidos, sem aumentar a tensão e a corrente nominal dos dispositivos semicondutores.

Outra vantagem do acionamento é que pode ser uma alternativa aos conversores multiníveis, pois a redução na corrente de fase do conversor permite o uso de um único dispositivo semicondutor para cada chave eletrônica ao invés de um grupo de dispositivos em série e paralelo. Problemas de divisão da tensão e da corrente dinâmica e estática entre os dispositivos são eliminados.

Em um sistema de acionamento multifásico é possível em motores com enrolamento concentrado obter aumento do torque pela injeção no estator de corrente harmônica de baixa ordem [22].

O acionamento de máquinas elétricas multifásicas é detalhado no Apêndice B que aborda os tipos de máquinas multifásicas, suas vantagens e o seu controle de velocidade.

Aplicações especiais de alta potência e alto desempenho exigem alta eficiência e funcionamento confiável do sistema de acionamento do motor. O acionamento de motores multifásicos é usado nestas aplicações para atingir alta densidade de potência, alta eficiência e melhorar a confiabilidade, sendo que os motores síncronos de ímãs permanentes multifásicos são candidatos adequados para essas aplicações especiais.

O aumento do número de fases além de aumentar a confiabilidade também aumenta a complexidade, então deve-se optar por um número de fases que represente um compromisso entre o aumento de confiabilidade e o aumento da complexidade e do custo.

Em [23] é utilizado um índice de desempenho baseado na força magnetomotriz útil para demonstrar que o motor de corrente alternada de 5 fases acionado por conversor de frequência apresenta a melhor relação torque por corrente eficaz, quando comparado com motores CA de 3, 6, 7, 9 fases.



## **1.4. Acionamento de Motor Síncrono de Ímãs Permanentes Multifásico com Controle Tolerante a Falta de Fase**

Em aplicações especiais como aviação, propulsão elétrica, veículos elétricos ou veículos híbridos, etc., a alta confiabilidade é uma exigência para o sistema de acionamento elétrico. Em muitas aplicações é essencial continuar funcionando para garantir a segurança (integridade física) de pessoas. Nestas aplicações, existe a exigência da continuidade do funcionamento mesmo sob a condição de falha em uma ou mais fases.

As principais falhas que podem ocorrer em um sistema com acionamento elétrico podem ser resumidas em dois tipos: circuito aberto (falta de fase) e curto-circuito. As falhas que geralmente ocorrem em um sistema de acionamento elétrico de um motor síncrono de ímãs permanentes são: enrolamento do estator com circuito aberto, curto circuito no enrolamento do estator, chave eletrônica com circuito aberto (similar a enrolamento do estator com circuito aberto), curto circuito de uma chave eletrônica (similar a curto circuito no enrolamento do estator) e falha no elo CC [24].

Em um sistema com acionamento elétrico trifásico, quando ocorre a falta de uma das fases, o motor torna-se uma máquina monofásica, e não consegue continuar funcionando. É necessário uma mudança no arranjo físico para que as correntes na duas fases remanescentes possam ser controladas individualmente. Por exemplo, interligar o ponto neutro de um motor trifásico com o ponto intermediário entre os capacitores do elo CC do inversor faz-se necessário, para que na ocorrência da falta de uma das três fases, as correntes remanescentes possam ser controladas individualmente [6].

Acionamentos elétricos multifásicos proporcionam graus de liberdade adicionais em relação aos acionamentos elétricos trifásicos, devido ao maior número de fases. Estes graus de liberdade adicionais podem ser utilizados para manter o funcionamento do motor durante a ocorrência da falta de uma ou mais fases. As correntes nas fases restantes podem ser controladas para compensar a(s) falta(s) de fase(s) e produzir o torque da saída necessário. O funcionamento de máquinas multifásicas durante a ocorrência de faltas de fases pode ser obtido modificando somente a técnica de controle, sem necessidade de mudança no arranjo físico e componentes adicionais. Assim, utilizando técnicas de controle apropriadas, um sistema de acionamento elétrico

multifásico pode tornar-se tolerante a falta de fase(s) e funcionar com alta confiabilidade e segurança [25].

Neste trabalho, técnicas de controle para MSIP pentafásicos sob diversas situações de falta de fase(s) serão estudadas. Este estudo pode ser estendido para motores com número de fases maiores.

## 1.5. Trabalhos de Pesquisas Anteriores

Nesta seção, trabalhos de pesquisas anteriores abordando o controle tolerante a falta de fase em máquinas multifásicas serão revisados.

Em [26] foi abordado o acionamento do motor multifásico tolerante a falta de fase(s), baseado em estrutura modular. Cada fase da estrutura do estator e os correspondentes componentes do conversor de potência são considerados em conjunto como um único módulo. As interações elétricas, magnéticas e térmicas entre os módulos são minimizadas de tal modo que o motor consegue continuar funcionando mesmo sob condições de falha em qualquer um dos módulos. Conversores em meia ponte isolados são utilizados para isolar eletricamente as fases do estator. Máquinas elétricas de ímãs permanentes com ímãs de superfície com um único enrolamento por ranhura são usados para obter interações magnéticas e térmicas mínimas. Neste caso, as correntes sob condições de falha permanecem as mesmas que em condições normais de funcionamento.

Em [27] foi apresentada uma estratégia de controle tolerante a falta de fase de um motor multifásico de corrente contínua sem escovas (*Brushless DC Machines – BLDC*). Para obter isolamento elétrica, cada fase do motor é acionada por um conversor em ponte H isolado. Nesta estratégia, para modificar as condições de falta de fase(s), as correntes nas fases remanescentes são aumentadas sem nenhum cálculo analítico, até obter-se o torque nominal, porém com oscilação bastante elevada.

Em [28] foi apresentada uma técnica de controle tolerante a falta de fase de um motor síncrono de ímãs permanentes. Cada fase do motor é alimentada separadamente por um inversor fonte de tensão em ponte H e a corrente de fase é controlada por uma malha independente. Para obter oscilação de torque mínima sob condições normais de

funcionamento, formas de ondas de correntes otimizadas são injetadas no enrolamento do estator. Na condição da falta de uma fase, um método efetivo é desenvolvido para reduzir as oscilações de torque, pela modificação das correntes nas fases remanescentes. As fases remanescentes, nas quais as correntes devem ser modificadas, são localizadas aproximadamente em quadratura com a corrente de fase em falha.

Em [6] foi apresentado um controle tolerante a falta de fase de máquinas de indução multifásicas sob condição de falta de uma fase. A estratégia de controle consiste em calcular as correntes remanescentes para manter o campo magnético girante inalterado sob condições normais e sob condição de falta de uma fase.

Em [29] foi apresentada a análise do acionamento de um motor de indução pentafásico sob diferentes condições de falta de fase. As correntes remanescentes tolerantes a falta de fase são calculadas para produzir um campo magnético girante igual ao produzido pelas correntes em condições normais de funcionamento. Controle vetorial indireto, incluindo regulador de corrente por histerese é usado para a implementação da técnica de controle tolerante a falta de fase.

Em [30] foi apresentado o controle tolerante a falta de fase de um motor síncrono de ímã permanente com força contra eletromotriz trapezoidal. A abordagem do trabalho é semelhante à abordagem apresentada em [6], onde o campo magnético girante é mantido inalterado.

Em [31] foi apresentado o controle tolerante a falta de fase de um motor síncrono de ímã permanente, utilizando estratégias para reduzir as oscilações do torque de saída. O modelo do motor baseado na densidade do fluxo de entreferro é utilizado para obter as correntes tolerantes a falta de fase, que produzem o torque de saída desejado e compensam as componentes de oscilação do torque de saída.

Os artigos referenciados nesta revisão abordam o controle tolerante a falta de fase, mas nenhum destes trabalhos abordam detecção e identificação da falta de fase, apenas a reconfiguração do controle. Em [32] é apresentado um método de detecção e identificação de falta de fase baseado no erro entre as correntes medidas em cada fase e os respectivos sinais de referência. Este método foi desenvolvido para detectar e identificar a falha de chave eletrônica aberta em um inversor trifásico fonte de tensão, com chaveamento por modulação de largura de pulso.

## 1.6. Objetivo da Pesquisa

Este trabalho tem dois objetivos principais. O primeiro objetivo é o estudo e implementação de um MSIP pentafásico. O segundo objetivo é a melhoria da confiabilidade do acionamento de um MSIP pentafásico com relação a falta de até duas fases, baseada na modificação do algoritmo de controle, sem necessidade de mudança no arranjo físico.

## 1.7. Metodologia da Pesquisa

A metodologia de trabalho de pesquisa consiste nas seguintes etapas:

- 1- Apresentação do modelo matemático de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico;
- 2- Estudo do acionamento de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico com controle tolerante a falta de fase;
- 3- Simulação de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico com esquema de controle tolerante a falta de fase em ambiente Matlab/Simulink/SimPowerSystems®;
- 4- Projeto e construção do protótipo de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico, 11 kW, 45 ranhuras, 6 polos, 90 Hz, 1800 rpm, a partir da modificação de motor síncrono de ímãs permanentes trifásico, 11 kW, 36 ranhuras, 6 polos, 90 Hz, 1800 rpm;
- 5- Obtenção dos parâmetros (resistências, indutâncias e fluxo) do protótipo do motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico;
- 6- Implementação do esquema de controle tolerante a falta de fase, utilizando um sistema experimental constituído do protótipo de um inversor pentafásico, protótipo do motor síncrono de ímãs permanentes e de um processador de sinais digitais;
- 7- Análise dos resultados de simulação e experimentais.

## 1.8. Organização da Tese

Esta tese está organizado em 7 capítulos, sendo que neste capítulo é apresentado informações básicas sobre máquinas síncronas de ímas permanentes, vantagens e características importantes de máquinas elétricas multifásicas, bem como os trabalhos de pesquisas anteriores abordando o controle tolerante a falta de fase. É apresentado também o objetivo e a metodologia da pesquisa.

No Capítulo 2 é apresentado o modelo matemático de um motor síncrono de ímãs permanentes de polos salientes pentafásico com enrolamento distribuído (fcem senoidal).

No capítulo 3 é apresentado um esquema de controle para o acionamento de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico sob condições de falta de fase. A utilização deste esquema permite que o motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico continue funcionando de forma segura e estável durante a falta de até duas fases, sem oscilação de torque e sem necessidade de nenhum componente e equipamento adicional, apenas ajustando a corrente nas fases remanescentes.

No capítulo 4 é desenvolvido o modelo de um MSIP de polos salientes de cinco fases em ambiente Matlab/Simulink/SimPowerSystems<sup>®</sup> e realizada a simulação do motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico com esquema de controle tolerante a falta de fase.

No capítulo 5 é apresentado o projeto e a construção do protótipo de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico, 11 kW, 45 ranhuras, 6 polos, 90 Hz, 1800 rpm, a partir da modificação de motor síncrono de ímãs permanentes trifásico, 11 kW, 36 ranhuras, 6 polos, 90 Hz, 1800 rpm. Neste capítulo é apresentada também a determinação dos parâmetros elétricos e magnéticos obtidos por meio de cálculo analítico e ensaios estáticos.

No capítulo 6 é mostrada a implementação do esquema proposto para controle tolerante a falta de fase no acionamento de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico. A implementação é realizada em um sistema experimental constituído do protótipo de um inversor pentafásico, do protótipo do motor síncrono de ímãs

permanentes e de um processador digital de sinais. Os resultados obtidos no ambiente de simulação e os resultados experimentais são comparados.

No capítulo 7 é apresentado o resumo e as conclusões deste trabalho de tese, bem como sugestões para trabalhos de pesquisa futuros.

## 2. MODELO MATEMÁTICO DO MSIP PENTAFÁSICO

O modelo matemático do MSIP pentafásico será apresentado inicialmente no referencial estacionário em termos de variáveis de fase, e depois, com a finalidade de simplificar o modelo, os termos de indutâncias variáveis no tempo serão removidos pela aplicação da transformação  $qd_{x_1y_1}0$ ,  $T_{qd_{x_1y_1}0}$ , obtendo-se assim o modelo  $qd_{x_1y_1}0$  (referencial girante) do MSIP [33] [34] [35] [36].

Foram consideradas as seguintes hipóteses simplificadoras:

- Os efeitos da saturação, histerese e correntes parasitas são desprezados;
- A distância espacial entre quaisquer duas fases consecutivas é igual a  $2\pi/5$  ;
- Enrolamentos conectados em estrela (y), sem condutor neutro;
- Distribuição de força magneto-motriz (FMM) senoidal ao longo do entreferro, considerando-se somente a primeira harmônica (fundamental) e desprezando-se as demais harmônicas espaciais;
- Força contra eletromotriz induzida (fcem) senoidal;
- Tensões de fase equilibradas;
- Correntes de fase pentafásicas senoidais e equilibradas;
- Indutância, resistência e fcem simétricas.

### 2.1. Equações da Tensão e do Fluxo do Estator no Referencial Estacionário

O modelo matemático do MSIP pentafásico no referencial estacionário em termos de variáveis de fase e expresso por equações no formato matricial é apresentado a seguir.

A equação da tensão do estator é dada por:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[L_s] \quad (2.1)$$

$[R_s]$ ,  $[I_s]$  e  $[\Lambda_s]$  são as matrizes da resistência, corrente e fluxo enlaçado do estator, respectivamente.

$$[V_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs} \quad v_{ds} \quad v_{es}]^T \quad (2.2)$$

$$[I_s] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad i_{ds} \quad i_{es}]^T \quad (2.3)$$

$$[\Lambda_s] = [\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs} \quad \lambda_{ds} \quad \lambda_{es}]^T \quad (2.4)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

A equação do fluxo enlaçado do estator é dada por:

$$[\Lambda_s] = [\Lambda_{ss}] + [\Lambda_m] \quad (2.6)$$

ou

$$[\Lambda_s] = [L_{ss}][I_s] + [\Lambda_m] \quad (2.7)$$

$[\Lambda_{ss}]$  é a matriz do fluxo enlaçado do enrolamento do estator devido à circulação das correntes,  $[I_s]$ , das fases nos enrolamentos do estator.

$[L_{ss}]$  é a matriz de indutâncias do estator contendo as indutâncias próprias e mútuas das fases do estator e é dada por:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{asas} & L_{asbs} & L_{ascs} & L_{asds} & L_{ases} \\ L_{bsas} & L_{bsbs} & L_{bscs} & L_{bsdbs} & L_{bses} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscs} & L_{csds} & L_{cses} \\ L_{dsas} & L_{dsbs} & L_{dscs} & L_{dsds} & L_{dses} \\ L_{esas} & L_{esbs} & L_{escs} & L_{esds} & L_{eses} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$L_{ls}$  é a indutância de dispersão das fases do estator.



$L_{asas}, L_{bsbs}, L_{csacs}, L_{dsds}, L_{eses}$ , são as indutâncias próprias das fases do estator.

$L_{asbs}, L_{ascs} \dots L_{escs}, L_{esds}$ , são as indutâncias mútuas entre as fases do estator.

$[\Lambda_m]$  é a matriz do fluxo enlaçado do enrolamento do estator devido ao fluxo produzido pelos ímãs permanentes do rotor e considerando que as tensões induzidas nos enrolamentos do estator pelos ímãs permanentes do rotor são tensões senoidais de amplitude constante, a matriz é dada por [37]:

$$[\Lambda_m] = \lambda_m \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_r) \\ \text{sen}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \text{sen}\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \text{sen}\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \text{sen}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

onde  $\lambda_m$  é a amplitude do fluxo enlaçado e  $\theta_r$  é a posição do rotor.

## 2.2. Matriz de Indutância do Estator

Para o MSIP de polos salientes (entreferro não uniforme), com enrolamento distribuído, as indutâncias próprias e mútuas do estator possuem valores que variam com a posição do rotor.

As indutâncias próprias e mútuas do estator podem ser expressas como mostrado a seguir [38] [39] [40].

$$L_{ii} = L_{sl} + L_{mm0} + L_{mm2} \cos 2\left(\theta_r - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right), \quad i = 1,2,3,4,5 \quad (2.10)$$

$$L_{ij} = L_{mm0} \cos\left((i-j)\frac{2\pi}{m}\right) + L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - (i+j-2)\frac{2\pi}{m}\right), \quad i, j = 1,2,3,4,5 \quad (2.11)$$

$$L_{mm0} = N_{ef}^2 \left(\frac{P_d + P_q}{2}\right) \quad L_{mm2} = N_{ef}^2 \left(\frac{P_q - P_d}{2}\right) \quad (2.12)$$

onde  $L_{ls}$  é a componente de indutância devido ao fluxo de dispersão do enrolamento de fase do estator;  $L_{mno}$  é a componente de indutância própria devido ao fluxo fundamental espacial de entreferro;  $L_{mm2}$  é a componente de indutância própria devido às saliências do rotor, que variam com a posição do mesmo ( $\theta_r$ );  $\theta_r$  é o ângulo entre o eixo direto (eixo  $d$ ) do rotor e o eixo da fase  $a$  do estator;  $N_{ef}$  é o número de espiras por fase;  $m$  é o número de fases do motor;  $P_d$  e  $P_q$  são as permeâncias dos eixos direto (eixo  $d$ ) e eixo em quadratura (eixo  $q$ ), respectivamente.

Logo, a matriz de indutância do estator é dada por:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} + \quad (2.13)$$

$$+ \begin{bmatrix} L_{mno} & L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mno} & L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mno} & L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mno} & L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mno} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mno} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} L_{mm2} \cos 2(\theta_r) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos(2\theta_r - 2\pi) \\ L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos 2\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos(2\theta_r - 2\pi) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos(2\theta_r - 2\pi) & L_{mm2} \cos 2\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos(2\theta_r - 2\pi) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos 2\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix}$$

### 2.3. Matriz de Transformação $[T_{qd x_1 y_1 0}]$

A transformação do sistema de coordenadas  $abcde$  para o sistema de coordenadas  $qdx_1y_10$ ,  $T_{qd x_1 y_1 0}$ , é obtida utilizando-se a transformação de Clarke,  $T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}$ , e a transformação rotacional,  $T_{\theta_r}$ .

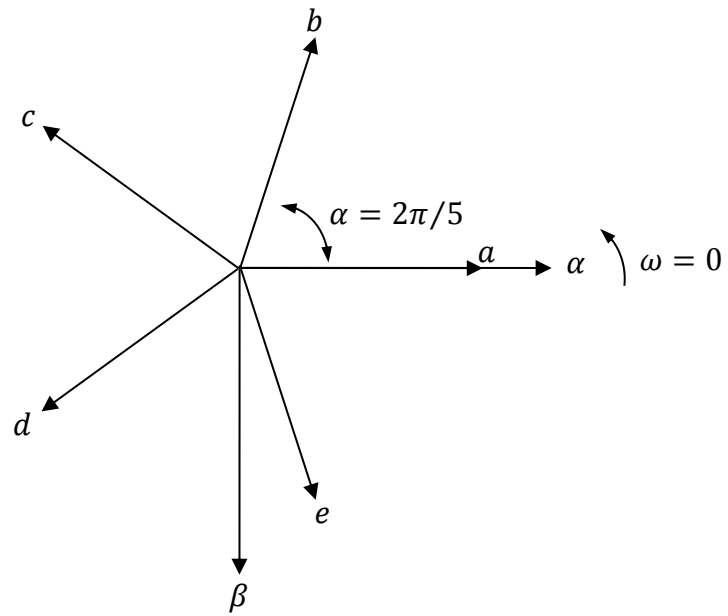
A matriz de transformação de Clarke,  $[T_{\alpha\beta x_1 y_1 \dots 0}]$ , para um sistema de  $m$  fases simétrico, na forma invariante em amplitude, é mostrada na Figura 2.1, onde  $\alpha = 2\pi/m$  [33].

$$\begin{matrix}
 \alpha \\
 \beta \\
 x_1 \\
 y_1 \\
 x_2 \\
 y_2 \\
 \dots \\
 \frac{2}{m}x_{\left(\frac{n-4}{2}\right)} \\
 x_{\left(\frac{n-4}{2}\right)} \\
 0_+ \\
 0_-
 \end{matrix}
 \begin{bmatrix}
 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \dots & \cos 3\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\
 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \dots & -\sin 3\alpha & -\sin 2\alpha & -\sin \alpha \\
 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \dots & \cos 6\alpha & \cos 4\alpha & \cos 2\alpha \\
 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \dots & -\sin 6\alpha & -\sin 4\alpha & -\sin 2\alpha \\
 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \dots & \cos 9\alpha & \cos 6\alpha & \cos 3\alpha \\
 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \dots & -\sin 9\alpha & -\sin 6\alpha & -\sin 3\alpha \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 1 & \cos\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\
 0 & \sin\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & -\sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & -\sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & -\sin\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\
 \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\
 \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}}
 \end{bmatrix}$$

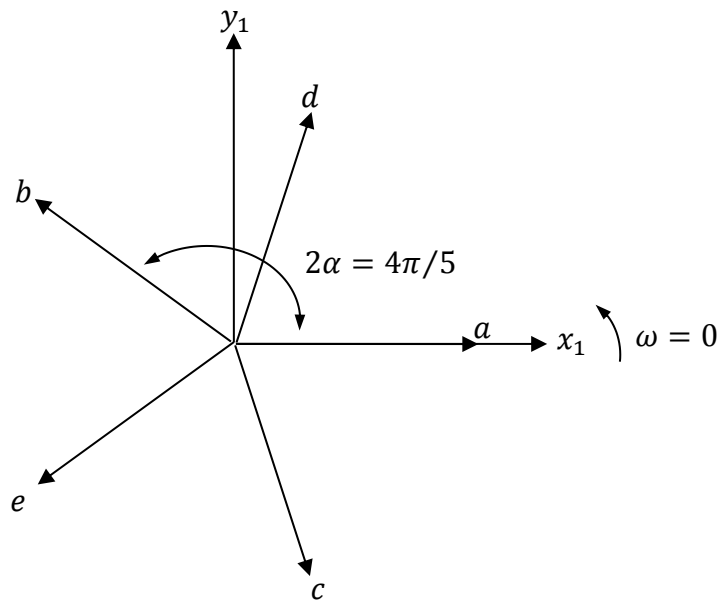
Figura 2.1 – Matriz de transformação de Clarke,  $[T_{\alpha\beta x_1 y_1 \dots 0}]$ .

A matriz de transformação de Clarke para um sistema de cinco fases simétrico,  $\alpha = 2\pi/5$ , na forma invariante em amplitude, adotando o sistema de coordenadas da Figura 2.2, pode ser escrita como mostrado a seguir:

$$[T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}] = \frac{2}{5} \begin{bmatrix}
 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\
 0 & -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\
 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\
 0 & \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\
 \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}
 \end{bmatrix} \begin{matrix}
 \alpha \\
 \beta \\
 x_1 \\
 y_1 \\
 0
 \end{matrix} \quad (2.14)$$



(a) Sistema de coordenadas abcde (1ª harmônica) e  $\alpha\beta$ .



(b) Sistema de coordenadas abcde (2ª harmônica) e  $x_1y_1$ .

Figura 2.2– Sistemas de coordenadas da transformação  $\alpha\beta x_1y_10$ .

Um sistema de cinco fases pode ser transformado utilizando a matriz de transformação de Clarke  $[T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}]$ , equação (2.14), em dois planos mutuamente ortogonais, definidos como plano  $\alpha - \beta$  (1ª e 2ª linha da matriz  $[T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}]$ ) e plano  $x_1 - y_1$  (3ª e 4ª linha da matriz  $[T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}]$ ).

O sistema de coordenadas  $\alpha - \beta$ , mostrado na Figura 2.2 (a), representa as componentes da primeira harmônica (frequência fundamental).

O sistema de coordenadas  $x_1 - y_1$ , mostrado na Figura 2.2(b), representa as componentes da segunda harmônica.

O sistema de coordenadas  $abcde$ , mostrado na figura 2.2(b), por representar a segunda harmônica espacial do fluxo apresenta ângulo  $2\alpha$  entre eixos magnéticos de fases consecutivas.

A última linha de matriz de transformação de Clarke  $[T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}]$  representa a componente de sequência zero, que não existe para sistema pentafásico equilibrado conectado em estrela sem o condutor neutro.

A matriz de transformação rotacional para um sistema de cinco fases simétrico, adotando o sistema de coordenadas da Figura 2.3, pode ser escrita como mostrado a seguir:

$$[T_{\theta_r}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\text{sen}(\theta_r) & 0 & 0 & 0 \\ \text{sen}(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$\theta_r = \omega_r t + \theta_0$ , onde  $\omega_r$  é a velocidade do rotor em radianos elétricos por segundo e

$\theta_0$  corresponde à posição inicial do eixo q em relação ao eixo  $\alpha$  (eixo da fase a).

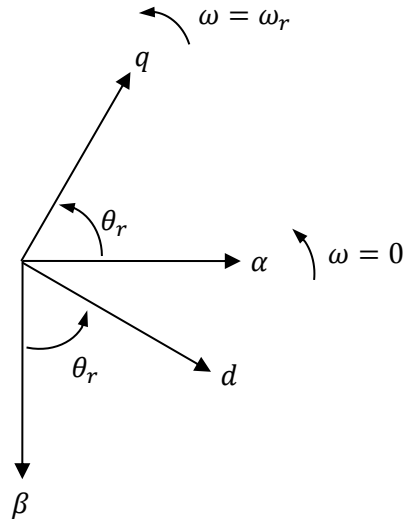


Figura 2.3 – Sistemas de coordenadas  $\alpha\beta$  e  $qd$ , transformação rotacional.

A matriz de transformação  $[T_{qd.x_1y_10}]$  é obtida multiplicando-se a matriz de transformação rotacional,  $[T_{\theta_r}]$ , pela matriz de transformação de Clarke,  $[T_{\alpha\beta.x_1y_10}]$ , como mostrado a seguir:

$$[T_{qd.x_1y_10}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\text{sen}(\theta_r) & 0 & 0 & 0 \\ \text{sen}(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 0 & -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$[T_{qd.x_1y_10}] = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \text{sen}(\theta_r) & \text{sen}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

A matriz  $[T_{qd,x_1,y_1,0}]$  possui a seguinte propriedade pseudo-ortogonal:

$$[T_{qd,x_1,y_1,0}]^{-1} = \frac{5}{2} [T_{qd,x_1,y_1,0}]^T \quad (2.18)$$

onde  $[T_{qd,x_1,y_1,0}]^{-1}$  e  $[T_{qd,x_1,y_1,0}]^T$  são as matrizes inversa e transposta de  $[T_{qd,x_1,y_1,0}]$ , respectivamente.

Logo, a matriz de transformação inversa é:

$$[T_{qd,x_1,y_1,0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \text{sen}(\theta_r) & 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \text{sen}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Considerando  $f$  uma variável geral, que pode representar tensão, corrente ou fluxo, obtém-se:

$$[f_q, f_d, f_{x_1}, f_{y_1}, f_0]^T = [T_{qd,x_1,y_1,0}] [f_a, f_b, f_c, f_d, f_e]^T \quad (2.20)$$

Multiplicando-se pela inversa  $[T_{qd,x_1,y_1,0}]^{-1}$ , obtém-se:

$$[f_a, f_b, f_c, f_d, f_e]^T = [T_{qd,x_1,y_1,0}]^{-1} [f_q, f_d, f_{x_1}, f_{y_1}, f_0]^T \quad (2.21)$$

## 2.4. Equações da Tensão e do Fluxo do Estator no Referencial Girante

Para simplificar o modelo obtido na forma de variáveis de fase no referencial estacionário, equações (2.1) a (2.13), e remover os termos de indutâncias variáveis no tempo, será aplicada a transformação  $T_{qd x_1 y_1 0}$ , obtendo-se assim o modelo  $q d x_1 y_1 0$  (referencial girante), como mostrado a seguir:

Multiplicando a equação da tensão do estator, equação (2.1), pela matriz de transformação  $[T_{qd x_1 y_1 0}]$ , obtém-se:

$$[T_{qd x_1 y_1 0}][V_s] = R_s [T_{qd x_1 y_1 0}][I_s] + [T_{qd x_1 y_1 0}] \frac{d}{dt} [\Lambda_s] \quad (2.22)$$

$$[V_{qd x_1 y_1 0 s}] = R_s [I_{qd x_1 y_1 0 s}] + [T_{qd x_1 y_1 0}] \frac{d}{dt} ([T_{qd x_1 y_1 0}]^{-1} [\Lambda_{qd x_1 y_1 0 s}])$$

Desenvolvendo a derivada:

$$[V_{qd x_1 y_1 0 s}] = R_s [I_{qd x_1 y_1 0 s}] + [T_{qd x_1 y_1 0}] \left( \frac{d}{dt} [T_{qd x_1 y_1 0}]^{-1} [\Lambda_{qd x_1 y_1 0 s}] + [T_{qd x_1 y_1 0}]^{-1} \frac{d}{dt} [\Lambda_{qd x_1 y_1 0 s}] \right) \quad (2.23)$$

$$[V_{qd x_1 y_1 0 s}] = R_s [I_{qd x_1 y_1 0 s}] + \frac{d}{dt} [\Lambda_{qd x_1 y_1 0 s}] + [T_{qd x_1 y_1 0}] \frac{d}{dt} [T_{qd x_1 y_1 0}]^{-1} [\Lambda_{qd x_1 y_1 0 s}]$$

onde:

$$[T_{qd x_1 y_1 0}] \frac{d}{dt} [T_{qd x_1 y_1 0}]^{-1} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = [\Omega] \quad (2.24)$$

A equação da tensão do estator pode ser expressa como:

$$[V_{qd x_1 y_1 0 s}] = R_s [I_{qd x_1 y_1 0 s}] + \frac{d}{dt} [\Lambda_{qd x_1 y_1 0 s}] + [\Omega] [\Lambda_{qd x_1 y_1 0 s}] \quad (2.25)$$



$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{x1s} \\ v_{y1s} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{x1s} \\ i_{y1s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{x1s} \\ \lambda_{y1s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{x1s} \\ \lambda_{y1s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Logo, as equações da tensão do estator, no sistema de coordenadas  $qd x_1 y_1 0$  (referencial girante) são mostradas a seguir:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} \quad (2.27)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} \quad (2.28)$$

$$v_{x1s} = r_s i_{x1s} + \frac{d}{dt} \lambda_{x1s} \quad (2.29)$$

$$v_{y1s} = r_s i_{y1s} + \frac{d}{dt} \lambda_{y1s} \quad (2.30)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \quad (2.31)$$

Multiplicando a equação do fluxo enlaçado do estator, equação (2.7), pela matriz de transformação  $[T_{qd.x_1y_1 0}]$ , obtém-se:

$$[T_{qd.x_1y_1 0}][\Lambda_s] = [T_{qd.x_1y_1 0}][L_{ss}][T_{qd.x_1y_1 0}]^{-1}[T_{qd.x_1y_1 0}][I_s] + [T_{qd.x_1y_1 0}][\Lambda_m] \quad (2.32)$$

onde:

$$[T_{qd.x_1y_1 0}][L_{ss}][T_{qd.x_1y_1 0}]^{-1} =$$

$$\begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{5}{2}(L_{mm0} + L_{mm2}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{5}{2}(L_{mm0} - L_{mm2}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} = [L_{qd.x_1y_1 0s}] \quad (2.33)$$

$$[T_{qd.x_1y_1 0}][\Lambda_m] = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_m \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [\Lambda_{qd.x_1y_1 0m}] \quad (2.34)$$

A equação do fluxo enlaçado do estator pode ser expressa como:

$$[\Lambda_{qd.x_1y_1 0s}] = [L_{qd.x_1y_1 0s}][I_{qd.x_1y_1 0s}] + [\Lambda_{qd.x_1y_1 0m}] \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{x_1s} \\ \lambda_{y_1s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{5}{2}(L_{mm0} + L_{mm2}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{5}{2}(L_{mm0} - L_{mm2}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} + 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{x_1s} \\ i_{x_2s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_m \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Definindo as indutâncias de magnetização equivalente dos eixos  $q$  e  $d$ , como  $L_{qm}$  e  $L_{dm}$ ;

$$L_{qm} = \frac{5}{2}(L_{mm0} + L_{mm2}) \quad (2.37)$$

$$L_{dm} = \frac{5}{2}(L_{mm0} - L_{mm2}) \quad (2.38)$$

Definindo as indutâncias síncronas equivalente dos eixos  $q$  e  $d$ , como  $L_q$  e  $L_d$ ;

$$L_q = L_{ls} + L_{qm} \quad (2.39)$$

$$L_d = L_{ls} + L_{dm} \quad (2.40)$$

Obtém-se as seguintes equações do fluxo enlaçado do estator;

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{x_1s} \\ \lambda_{y_1s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qs} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ds} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{x_1s} \\ i_{x_2s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_m \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Logo, as equações do fluxo enlaçado do estator, no sistema de coordenadas  $qdx_1y_10$  (referencial girante) são mostradas a seguir;

$$\lambda_{qs} = L_{qs}i_{qs} \quad (2.42)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ds}i_{ds} + \lambda_m \quad (2.43)$$

$$\lambda_{x_1s} = L_{ls}i_{x_1s} \quad (2.44)$$

$$\lambda_{y_1s} = L_{ls}i_{y_1s} \quad (2.45)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls}i_{0s} \quad (2.46)$$

Para um motor MSIP pentafásico alimentado com tensão senoidal pura e com distribuição senoidal do fluxo ao redor do entreferro, existe apenas a componente fundamental (primeira harmônica) dos termos das indutâncias do estator, do fluxo e do torque, assim as duas primeiras linhas da matriz de transformação de Clarke  $[T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}]$ , equação (2.14), definem as variáveis que são responsáveis pela produção da componente fundamental do fluxo e do torque, ou seja, as componentes  $\alpha - \beta$  que são as únicas componentes que possuem acoplamento entre estator e rotor, logo a transformação rotacional  $[T_{\theta_r}]$  é aplicada somente ao par de componentes  $\alpha - \beta$ , resultando nas equações (2.27) e (2.28).

Como não existem harmônicas do fluxo (harmônica espacial), não haverá, portanto interação entre as harmônicas espaciais e as harmônicas da corrente do estator (harmônica no tempo), não havendo assim acoplamento entre estator e rotor para as componentes da terceira e quarta linha da matriz de transformação de Clarke, ou seja, as componentes  $x_1 - y_1$  que não contribuem para produção de torque, assim a transformação rotacional não é aplicada, resultando nas equações (2.29) e (2.30).

A última linha da matriz de transformação de Clarke define a componente de sequência zero, que não existe para o sistema pentafásico equilibrado conectado em estrela sem o condutor neutro, resultando na equação (2.31).

As formas das equações (2.29) e (2.30) para as componentes  $x_1 - y_1$  são as mesmas para a componente de sequência zero, equação (2.31), significando que a impedância para as componentes  $x_1 - y_1$  é essencialmente composta pela resistência e pela indutância de dispersão do enrolamento do estator, ou seja, um baixo valor de impedância.

Como na prática, com a utilização de inversores, não é possível alimentar um motor com tensão senoidal pura e também como as assimetrias no enrolamento provocam desequilíbrios na carga, as componentes  $x_1 - y_1$  da tensão do estator e as componentes  $x_1 - y_1$  da corrente do estator não serão nulas provocando aquecimento e perdas, portanto é importante que o inversor não produza harmônicos mapeados nos

planos correspondentes às componentes do par  $x_1 - y_1$ , para tanto é necessário utilizar estratégias adequadas para o chaveamento do inversor.

## 2.5. Circuito Equivalente do MSIP Pentafásico no Referencial Girante

Usando as equações (2.27) a (2.31) e (2.42) a (2.46), os circuitos equivalentes do motor síncrono de ímãs permanentes de cinco fases no referencial girante (sistema de coordenadas  $qd x_1 y_1 0$ ), podem ser representados na Figura 2.4.

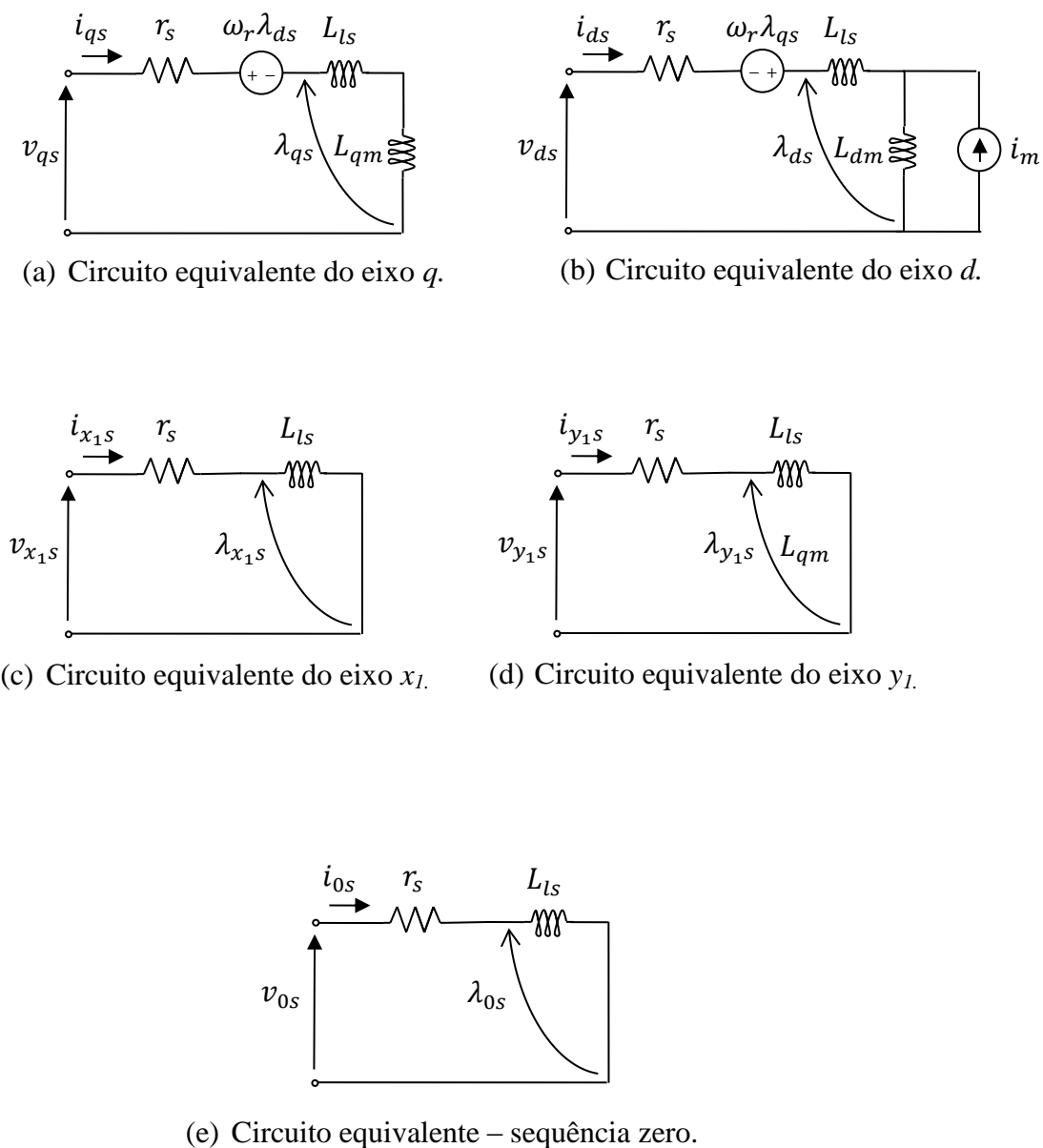


Figura 2.4 –Circuitos equivalentes do MSIP pentafásico no referencial girante.

## 2.6. Equação do Torque Eletromagnético

A expressão do torque eletromagnético desenvolvido pelo motor pode ser obtida a partir da componente da potência de entrada que é transferida através do entreferro. A potência instantânea total de entrada é dada por:

$$P_{entrada} = v_{as}i_{as} + v_{bs}i_{bs} + v_{cs}i_{cs} + v_{ds}i_{ds} + v_{es}i_{es} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ v_{ds} \\ v_{es} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ds} \\ i_{es} \end{bmatrix} = \quad (2.47)$$

$$= \begin{bmatrix} \left[ T_{qd x_1 y_1 0} \right]^{-1} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{x_1 s} \\ v_{y_1 s} \\ v_{0s} \end{bmatrix} \right]^T \left[ T_{qd x_1 y_1 0} \right]^{-1} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{x_1 s} \\ i_{y_1 s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{x_1 s} \\ v_{y_1 s} \\ v_{0s} \end{bmatrix}^T \left[ \left[ T_{qd x_1 y_1 0} \right]^{-1} \right]^T \left[ T_{qd x_1 y_1 0} \right]^{-1} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{x_1 s} \\ i_{y_1 s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

onde:

$$\left[ \left[ T_{qd x_1 y_1 0} \right]^{-1} \right]^T \left[ T_{qd x_1 y_1 0} \right]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{5}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{5}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Logo, a potência de entrada com variáveis no referencial girante, torna-se:

$$P_{entrada} = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{x_1s} \\ v_{y_1s} \\ v_{0s} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{5}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{5}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{x_1s} \\ i_{y_1s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$P_{entrada} = \frac{5}{2} (v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds} + v_{x_1s} i_{x_1s} + v_{y_1s} i_{y_1s} + v_{0s} i_{0s}) \quad (2.51)$$

Usando as equações (2.27) a (2.31) para substituir as tensões no lado direito da equação (2.51), obtém-se:

$$P_{entrada} = \frac{5}{2} r_s (i_{qs}^2 + i_{ds}^2 + i_{x_1s}^2 + i_{y_1s}^2 + i_{0s}^2) + \quad (2.52)$$

$$+ \frac{5}{2} \left( i_{qs} \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + i_{ds} \frac{d}{dt} \lambda_{ds} + i_{x_1s} \frac{d}{dt} \lambda_{x_1s} + i_{y_1s} \frac{d}{dt} \lambda_{y_1s} + i_{0s} \frac{d}{dt} \lambda_{0s} \right) +$$

$$+ \frac{5}{2} \omega_r (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds})$$

Onde o primeiro termo,  $(ri^2)$ , corresponde às perdas ôhmicas nos enrolamentos do estator, o segundo termo,  $(i d/dt(\lambda))$ , corresponde à variação da energia armazenada no campo eletromagnético e o terceiro termo  $(\omega\lambda i)$  corresponde à potência transferida através do entreferro.

O torque eletromagnético  $T_e$  desenvolvido pelo motor é dado pela soma dos termos  $\omega\lambda i$  dividida pela velocidade mecânica do rotor  $\omega_{rm}$ :

$$T_e = \frac{\frac{5}{2} \omega_r (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds})}{\omega_{rm}} = \frac{\frac{5}{2} p \omega_{rm} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds})}{\omega_{rm}} \quad (2.53)$$

$$T_e = \frac{5}{2} \frac{p}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds})$$

Onde  $p$  é o número de polos,  $\omega_{rm}$  é a velocidade mecânica do rotor e  $\omega_r = \frac{p}{2} \omega_{rm}$ .

Usando as equações (2.42) e (2.43) para substituir os fluxos  $\lambda_{qs}$  e  $\lambda_{ds}$  na equação (2.53), obtém-se:

$$T_e = \frac{5}{2} \frac{p}{2} \lambda_m i_{qs} + \frac{5}{2} \frac{p}{2} (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs} \quad (2.54)$$

onde o primeiro termo,  $\frac{5}{2} \frac{p}{2} \lambda_m i_{qs}$ , corresponde ao componente do torque produzido pelo campo dos ímãs permanentes (torque de excitação) e o segundo termo,  $\frac{5}{2} \frac{p}{2} (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}$ , corresponde ao componente do torque devido às saliências do rotor (torque de relutância), que varia com a posição do rotor ( $\theta_r$ ).

Qualquer sistema motor e carga pode ser representado por um sistema rotacional equivalente, o qual pode ser descrito pela equação fundamental do torque apresentada a seguir [41]:

$$T_e = T_L + J \frac{d}{dt} \omega_{rm} \quad (2.55)$$

onde  $J$  é o momento de inércia do sistema motor e carga referido ao eixo do motor,  $\omega_{rm}$  é a velocidade angular instantânea do eixo do motor,  $T_e$  é o torque eletromagnético



desenvolvido pelo motor e  $T_L$  é o torque de carga (torque resistente) referido ao eixo do motor.

O componente de torque  $J \frac{d}{dt} \omega_{rm}$ , é denominado torque dinâmico, pois só existe durante os transitórios.

O torque de carga, pode ser dividido em três componentes;

$$T_L = T_F + T_W + T_M \quad (2.56)$$

onde  $T_F$  é o torque de atrito,  $T_W$  é o torque de ventilação e  $T_M$  é o torque que produz trabalho mecânico útil.

Após algumas simplificações e aproximações, o torque de carga pode ser representado pela expressão [41]:

$$T_L = T_M + B\omega_{rm} \quad (2.57)$$

onde o termo  $B\omega_{rm}$  é o torque de atrito viscoso e  $B$  é o coeficiente de atrito viscoso.

Com esta aproximação, a equação (3.55) pode ser reescrita como:

$$T_e = J \frac{d}{dt} \omega_{rm} + T_M + B\omega_{rm} \quad (2.58)$$

## 2.7. Conclusões

As equações (2.27) a (2.31), (2.42) a (2.46), (2.54) e (2.58) fornecem o modelo completo da dinâmica eletromecânica de um motor síncrono de ímã permanente pentafásico, com força contra eletromotriz induzida (fcem) senoidal, no referencial girante.

As equações do modelo para os componentes  $q-d$  e a equação de torque são idênticas às equações para um MSIP trifásico, isto significa que, em princípio, os mesmos esquemas de controle poderão ser utilizados para acionar o MSIP pentafásico.

## **3. MSIP PENTAFÁSICO COM CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE**

### **3.1.Introdução**

Devido aos graus de liberdade adicionais, os motores pentafásicos possuem maior confiabilidade em comparação com os motores trifásicos convencionais [20].

Neste capítulo, será apresentado um esquema de controle que proporciona tolerância a falta de fase(s) aos motores síncronos de ímã permanente pentafásicos. Neste esquema, o motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico continua funcionando com segurança, mesmo com a falta de até duas fases, sem a necessidade de mudança no arranjo físico e componentes adicionais, apenas modificando o algoritmo de controle. Para evitar sobrecorrentes, principalmente no caso da perda de duas fases, a carga e a velocidade devem ser ajustadas.

A tolerância à falta de fase(s) é muito importante nas aplicações de tração e propulsão, onde a confiabilidade elevada é de extrema importância.

O motor síncrono de ímãs permanentes neste estudo possui força contra eletromotriz senoidal e é alimentado por correntes senoidais. Para obter o novo conjunto de correntes de fase a serem aplicadas no estator do motor durante a falta de fase(s), a força magnetomotriz (FMM) girante produzida pelo estator deve ser a mesma da condição de funcionamento normal ou reduzida para evitar correntes acima da nominal.

Convém ressaltar que, para um motor trifásico, acionado por um inversor trifásico de três pernas, continuar funcionando, após a perda de uma fase com controle individual das duas fases remanescentes, é necessário haver uma interligação entre o ponto neutro do motor trifásico e o ponto intermediário entre os capacitores do elo CC [42]. Em outras palavras, é necessário haver a componente de sequência zero da corrente, para produzir uma FMM girante sem oscilações após a perda de uma fase.

A corrente de sequência zero pode provocar correntes nos mancais, ocasionando falha prematura nos rolamentos do motor, diminuindo a confiabilidade e aumentando os custos de manutenção.

No motor pentafásico não é necessário haver a componente de sequência zero para que haja o controle individual das correntes remanescentes, após a falta de uma ou duas fases. O esquema de controle tolerante a falta de fase apresentado neste capítulo elimina a necessidade do condutor neutro e mantém a FMM sem oscilações após a falta de uma fase ou duas fases.

### 3.2. Acionamento de MSIP Pentafásico com Esquema de Controle Tolerante a Falta de Fase

Considerando que o motor é alimentado por correntes que variam de forma senoidal no tempo, sob condições de equilíbrio pentafásico e sequência positiva, as correntes instantâneas podem ser expressas por:

$$i_{as}(t) = I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) \quad (3.1)$$

$$i_{bs}(t) = I_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.2)$$

$$i_{cs}(t) = I_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{5}\right) \quad (3.3)$$

$$i_{ds}(t) = I_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{5}\right) \quad (3.4)$$

$$i_{es}(t) = I_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.5)$$

onde  $I_{m\acute{a}x}$  é a amplitude da corrente,  $\omega$  é a frequência angular elétrica e  $t$  é o tempo.

Considerando que o enrolamento do estator produz FMM senoidal ao longo do entreferro, e desprezando o efeito das ranhuras e das harmônicas espaciais devido à distribuição não ideal do enrolamento, as forças magnetomotrizes ( $FMM$ ) produzidas por fase podem ser expressas por:

$$FMM_{as}(\phi) = \frac{N_s}{2} i_{as}(t) \cos(\phi) \quad (3.6)$$

$$FMM_{bs}(\phi) = \frac{N_s}{2} i_{bs}(t) \cos\left(\phi - \frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.7)$$

$$FMM_{cs}(\phi) = \frac{N_s}{2} i_{cs}(t) \cos\left(\phi - \frac{4\pi}{5}\right) \quad (3.8)$$

$$FMM_{ds}(\phi) = \frac{N_s}{2} i_{ds}(t) \cos\left(\phi + \frac{4\pi}{5}\right) \quad (3.9)$$

$$FMM_{es}(\phi) = \frac{N_s}{2} i_{es}(t) \cos\left(\phi + \frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.10)$$

onde  $N_s$  é o número de espiras por fase e  $\phi$  é o ângulo espacial elétrico.

Substituindo as equações (3.1) a (3.5) nas equações (3.6) a (3.10) obtém-se:

$$FMM_{as}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{máx} \cos(\omega t) \cos(\phi) \quad (3.11)$$

$$FMM_{bs}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{máx} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{5}\right) \cos\left(\phi - \frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.12)$$

$$FMM_{cs}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{máx} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{5}\right) \cos\left(\phi - \frac{4\pi}{5}\right) \quad (3.13)$$

$$FMM_{ds}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{máx} \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{5}\right) \cos\left(\phi + \frac{4\pi}{5}\right) \quad (3.14)$$

$$FMM_{es}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{máx} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{5}\right) \cos\left(\phi + \frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.15)$$

Utilizando a identidade trigonométrica  $\cos(\alpha)\cos(\beta) = 1/2\cos(\alpha - \beta) + 1/2\cos(\alpha + \beta)$ , as equações (3.11) a (3.15) podem ser reescritas na forma:

$$FMM_{as}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{m\acute{a}x} \left[ \frac{1}{2} \cos(\omega t - \phi) + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi) \right] \quad (3.16)$$

$$FMM_{bs}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{m\acute{a}x} \left[ \frac{1}{2} \cos(\omega t - \phi) + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi - \frac{4\pi}{5}) \right] \quad (3.17)$$

$$FMM_{cs}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{m\acute{a}x} \left[ \frac{1}{2} \cos(\omega t - \phi) + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi - \frac{8\pi}{5}) \right] \quad (3.18)$$

$$FMM_{ds}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{m\acute{a}x} \left[ \frac{1}{2} \cos(\omega t - \phi) + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi + \frac{8\pi}{5}) \right] \quad (3.19)$$

$$FMM_{es}(\phi, t) = \frac{N_s}{2} I_{m\acute{a}x} \left[ \frac{1}{2} \cos(\omega t - \phi) + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi + \frac{4\pi}{5}) \right] \quad (3.20)$$

As equações (3.16) a (3.20) mostram que as  $FMM(\phi, t)$  produzidas por cada fase podem ser decompostas em duas ondas girantes de  $FMM(\phi, t)$ , cada uma com amplitude igual  metade da amplitude máxima de  $FMM(\phi, t)$ , com uma delas deslocando-se no sentido  $+\phi$  (anti-horário) e a outra deslocando-se no sentido  $-\phi$  (horário), ambas com velocidade angular elétrica  $\omega$ .

A força magnetomotriz resultante  $FMM_R(\phi, t)$  produzida pela circulação das correntes no estator é dada pela soma das  $FMM(\phi, t)$  produzidas em cada uma das cinco fases e pode ser expressa por:

$$FMM_R(\phi, t) = FMM_{as}(\phi, t) + FMM_{bs}(\phi, t) + FMM_{cs}(\phi, t) + FMM_{ds}(\phi, t) + FMM_{es}(\phi, t) \quad (3.21)$$

As parcelas de  $FMM(\phi, t)$  que se deslocam no sentido anti-horário somam-se anulando-se, ao passo que as parcelas de  $FMM(\phi, t)$  que se deslocam no sentido horário somam-se reforçando-se, resultando em uma única onda girante dada pela equação (3.22).

$$FMM_R(\phi, t) = \frac{5}{4} N_s I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t - \phi) \quad (3.22)$$

A força magnetomotriz girante,  $FMM_R(\phi, t)$ , resultante da equação (3.22) é uma função senoidal espacial do ângulo elétrico  $\phi$  e por consequência do ângulo espacial  $\theta_m = (2/\text{pólos})\phi$ , possui valor máximo constante igual a 5/2 vezes a  $FMM(\phi, t)$  produzida pelo enrolamento de uma única fase, apresenta valor máximo positivo coincidente com o eixo magnético da fase a em  $t=0$  e gira na velocidade angular síncrona  $\omega_s = (2/\text{pólos})\omega$  na direção correspondente à sequência das correntes de fase.

Utilizando a relação de Euler  $\cos(\alpha) = 1/2(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha})$ , a equação (3.22) pode ser reescrita como:

$$FMM_R(\phi, t) = \frac{5}{8} N_s I_{m\acute{a}x} (e^{j\omega t} e^{-j\phi} + e^{-j\omega t} e^{j\phi}) \quad (3.23)$$

Substituindo as equações (3.6) a (3.10) na equação (3.21) obtém-se;

$$FMM_R(\phi, t) = \frac{N_s}{2} \left[ i_{as}(t) \cos(\phi) + i_{bs}(t) \cos(\phi - \frac{2\pi}{5}) + i_{cs}(t) \cos(\phi - \frac{4\pi}{5}) + i_{ds}(t) \cos(\phi + \frac{4\pi}{5}) + i_{es}(t) \cos(\phi + \frac{2\pi}{5}) \right] \quad (3.24)$$

Utilizando a relação de Euler  $\cos(\alpha) = 1/2(e^{j\alpha} + e^{-j\alpha})$ , a equação (3.24) pode ser reescrita como:

$$FMM_R(\phi, t) = \frac{1}{4} N_s \left\{ \left[ i_{as}(t) e^{j0} + i_{bs}(t) e^{j2\pi/5} + i_{cs}(t) e^{j4\pi/5} + i_{ds}(t) e^{-j4\pi/5} + i_{es}(t) e^{-j2\pi/5} \right] e^{-j\phi} + \left[ i_{as}(t) e^{j0} + i_{bs}(t) e^{-j2\pi/5} + i_{cs}(t) e^{-j4\pi/5} + i_{ds}(t) e^{j4\pi/5} + i_{es}(t) e^{j2\pi/5} \right] e^{j\phi} \right\} \quad (3.25)$$

Substituindo as equações (3.1) a (3.5) na equação (3.25), obtém-se:

$$FMM_R(\phi, t) = \frac{1}{4} N_s \left[ \left( \frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} e^{j\omega t} \right) e^{-j\phi} + \left( \frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} e^{-j\omega t} \right) e^{j\phi} \right] \quad (3.26)$$

onde:

$$\frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} e^{j\omega t} = i_{as}(t)e^{j0} + i_{bs}(t)e^{j2\pi/5} + i_{cs}(t)e^{j4\pi/5} + i_{ds}(t)e^{-j4\pi/5} + i_{es}(t)e^{-j2\pi/5} = i_s(t) \quad (3.27)$$

Observa-se que as equações (3.23) e (3.26) são idênticas.

Usando o conceito de vetor espacial, em qualquer instante de tempo  $t$ , o vetor espacial da corrente do estator é definido como sendo a soma dos valores instantâneos das correntes de fase multiplicadas pela orientação dos seus respectivos eixos magnéticos de enrolamentos, como mostrado na expressão abaixo:

$$\vec{i}_s(t) = i_{as}(t)e^{j0} + i_{bs}(t)e^{j2\pi/5} + i_{cs}(t)e^{j4\pi/5} + i_{ds}(t)e^{-j4\pi/5} + i_{es}(t)e^{-j2\pi/5} \quad (3.28)$$

Substituindo as equações (3.1) a (3.5) na equação (3.28), obtém-se:

$$\vec{i}_s(t) = \frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} e^{j\omega t} \quad (3.29)$$

A equação (3.26) pode ser reescrita em notação de vetor espacial, obtendo-se:

$$\vec{FMM}_R(\phi, t) = \frac{1}{4} N_s \left[ \vec{i}_s(t) e^{-j\phi} + \vec{i}_s^*(t) e^{j\phi} \right] \quad (3.30)$$

onde  $\vec{i}_s^*(t) = (5/2) I_{m\acute{a}x} e^{-j\omega t}$  é o vetor complexo conjugado de  $\vec{i}_s(t)$ .

A equação (3.29) mostra que o vetor espacial da corrente de sequência positiva,  $\vec{i}_s(t) = (5/2) I_{m\acute{a}x} e^{j\omega t}$ , possui valor máximo constante igual a 5/2 vezes a amplitude da corrente que circula pelo enrolamento de uma única fase, apresenta valor máximo positivo coincidente com o eixo magnético da fase a em  $t=0$  e gira na velocidade angular síncrona  $\omega_s = (2/p\acute{o}los)\omega$  na direção correspondente à sequência das correntes de fase. O vetor espacial da corrente de sequência negativa é dado pelo vetor complexo conjugado de  $\vec{i}_s(t)$ , ou seja,  $\vec{i}_s^*(t) = (5/2) I_{m\acute{a}x} e^{-j\omega t}$ , possui mesma amplitude, mas gira em sentido oposto na mesma velocidade angular.

O vetor espacial da corrente do estator,  $\vec{i}_s(t)$ , está relacionado com o vetor espacial da força magnetomotriz,  $\vec{FMM}_R(\phi, t)$ , apenas por constante escalar como

mostrado na equação (3.30). Portanto possui a mesma orientação e sua amplitude difere apenas da referida constante escalar. Em qualquer instante de tempo  $t$ , a equação (3.30) possui a seguinte interpretação: a distribuição de  $FMM$  resultante no entreferro produzida pela circulação das correntes  $i_{as}(t), i_{bs}(t), i_{cs}(t), i_{ds}(t), i_{es}(t)$ , através dos respectivos enrolamentos de fase distribuídos senoidalmente (cada um com  $N_s$  espiras) é a mesma distribuição de  $FMM$  produzida pela corrente  $(5/2)I_{máx}$  circulando através de um único enrolamento distribuído senoidalmente (com  $N_s$  espiras) com eixo magnético orientado com o ângulo espacial elétrico  $\omega t$ .

A equação (3.28) não possui restrição quanto à forma de onda das correntes, nem quanto à magnitude dos valores (podem possuir amplitudes diferentes), embora o mais usual seja o funcionamento normal (sem falta de fase), ou seja, motor pentafásico balanceado, regime permanente senoidal.

Considerando um estator com enrolamento pentafásico com distribuição senoidal de um motor pentafásico alimentado por tensões senoidais pentafásicas balanceadas com uma frequência  $f(= \omega/2\pi)$ , sob condições normais de funcionamento, utilizando a equação (3.28) obtém-se o resultado apresentado na equação (3.29).

Os vetores espaciais são expressos como números complexos, e podem ser utilizados em regime permanente e em regime transitório, porém não podem ser confundidos com fasores complexos constantes para a descrição de quantidades em regime permanente senoidal.

Considerando um estator com enrolamento com distribuição senoidal, de um motor pentafásico alimentado por tensões senoidais pentafásicas balanceadas com uma frequência  $f(= \omega/2\pi)$ , se ocorrer a falta da fase "a" devido a um defeito no inversor ou a uma falha no enrolamento, para manter a  $FMM$  resultante inalterada, é necessário obter os novos valores e os ângulos de fase das correntes nas fases remanescentes, que produzam a mesma  $FMM$  resultante na condição de funcionamento normal, portanto deve-se utilizar a equação (3.28) fazendo  $i_{as}(t) = 0$ , assim:



$$\vec{i}_s(t) = \frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} e^{j\omega t} = i'_{bs}(t) e^{j2\pi/5} + i'_{cs}(t) e^{j4\pi/5} + i'_{ds}(t) e^{-j4\pi/5} + i'_{es}(t) e^{-j2\pi/5} \quad (3.31)$$

onde os novos valores das correntes são representados por  $i'_{bs}(t)$ ,  $i'_{cs}(t)$ ,  $i'_{ds}(t)$  e  $i'_{es}(t)$ .

A parte real da equação (3.31) é dada por:

$$\frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) = i'_{bs}(t) \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + i'_{cs}(t) \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + i'_{ds}(t) \cos\left(-\frac{4\pi}{5}\right) + i'_{es}(t) \cos\left(-\frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.32)$$

como  $\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) = -\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right)$  e  $\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) = -\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right)$ , logo:

$$\frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) = \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) [i'_{bs}(t) + i'_{es}(t)] + \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) [i'_{cs}(t) + i'_{ds}(t)] \quad (3.33)$$

A parte imaginária da equação (3.31) é dada por:

$$\frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} \text{sen}(\omega t) = i'_{bs}(t) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) + i'_{cs}(t) \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) + i'_{ds}(t) \text{sen}\left(-\frac{4\pi}{5}\right) + i'_{es}(t) \text{sen}\left(-\frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.34)$$

como  $\text{sen}\left(-\frac{2\pi}{5}\right) = -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right)$  e  $\text{sen}\left(-\frac{4\pi}{5}\right) = -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right)$ , logo:

$$\frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} \text{sen}(\omega t) = \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) [i'_{bs}(t) - i'_{es}(t)] + \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) [i'_{cs}(t) - i'_{ds}(t)] \quad (3.35)$$

Para condição normal de funcionamento, enrolamento pentafásico conectado em estrela, a soma das correntes de fase será zero em qualquer instante de tempo  $t$ ,  $i_{as}(t) + i_{bs}(t) + i_{cs}(t) + i_{ds}(t) + i_{es}(t) = 0$ . Logo, em qualquer instante de tempo  $t$ , o vetor espacial da corrente,  $\vec{i}_s(t)$ , é obtido por um único conjunto de componentes das correntes de fase, os quais podem ser obtidos multiplicando a projeção do vetor espacial da corrente,  $\vec{i}_s(t)$  nos cinco eixos por  $(2/5)$ .

Para condição de falta da fase “a”, fazendo  $i_{as}(t) = 0$  na equação (3.28), obtém-se um sistema composto de duas equações algébricas, equações (3.33) e (3.35), e quatro incógnitas,  $(i'_{bs}(t), i'_{cs}(t), i'_{ds}(t), i'_{es}(t))$ , possuindo portanto infinitas soluções. Para encontrar uma única solução, pode-se utilizar algoritmos de otimização com objetivo de minimizar as perdas no cobre do estator. Pode-se também encontrar uma solução estabelecendo duas condições de restrição. A primeira condição é assumir que as correntes remanescentes possuem a mesma amplitude, para minimizar as perdas no cobre do estator, como indicado na equação (3.36). A segunda condição é assumir que a componente de sequência zero das correntes é nula, fazendo que a soma das correntes remanescentes seja nula, como indicado na equação (3.37).

$$\hat{I}'_{bs} = \hat{I}'_{cs} = \hat{I}'_{ds} = \hat{I}'_{es} \quad (3.36)$$

$$i'_{bs}(t) + i'_{cs}(t) + i'_{ds}(t) + i'_{es}(t) = 0 \quad (3.37)$$

Para atender às condições apresentadas nas equações (3.36) e (3.37), obtêm-se:

$$i'_{bs}(t) = -i'_{ds}(t) \quad (3.38)$$

$$i'_{cs}(t) = -i'_{es}(t) \quad (3.39)$$

As equações (3.33), (3.35), (3.38) e (3.39), formam um sistema de 4 equações algébricas com quatro incógnitas, cuja solução é:

$$i'_{bs}(t) = -i'_{ds}(t) = \frac{5}{4} I_{máx} \left[ \frac{\cos(\omega t)}{\cos(\frac{2\pi}{5}) + \cos(\frac{\pi}{5})} + \frac{\text{sen}(\omega t)}{\text{sen}(\frac{2\pi}{5}) + \text{sen}(\frac{\pi}{5})} \right]$$

$$= 1,38 I_{máx} \cos(\omega t - \frac{\pi}{5}) \quad (3.40)$$

$$i'_{cs}(t) = -i'_{es}(t) = \frac{5}{4} I_{m\acute{a}x} \left[ -\frac{\cos(\omega t)}{\cos(\frac{2\pi}{5}) + \cos(\frac{\pi}{5})} + \frac{\text{sen}(\omega t)}{\text{sen}(\frac{2\pi}{5}) + \text{sen}(\frac{\pi}{5})} \right]$$

$$= 1,38 I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{5}) \quad (3.41)$$

A figura 3.1 mostra o diagrama fasorial das correntes sob condições de funcionamento normal, antes da perda da fase “a”.

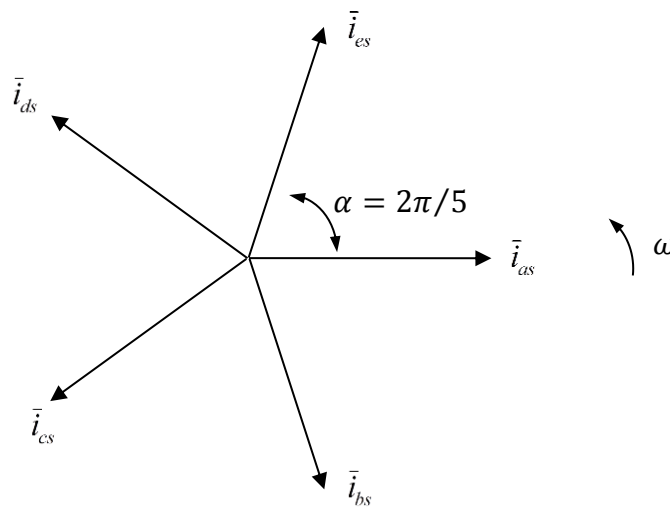


Figura 3.1 – Diagrama fasorial das correntes, funcionamento normal.

A figura 3.2 mostra o diagrama fasorial das correntes necessárias para manter o campo girante, após a perda da fase “a”.

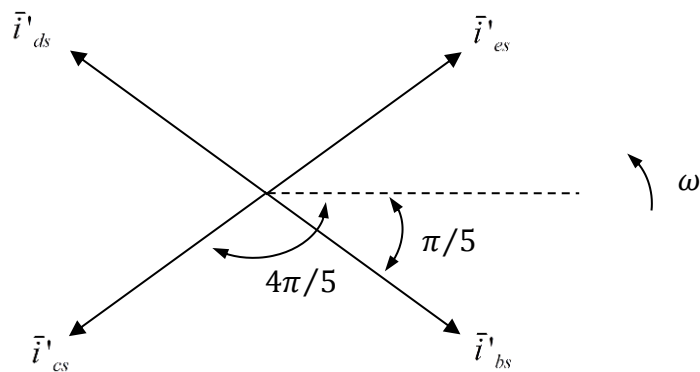


Figura 3.2 – Diagrama fasorial das correntes, após a perda da fase “a”.

No caso de falta da fase “a”, para manter a mesma FMM, a amplitude das correntes remanescentes,  $i'_{bs}(t)$ ,  $i'_{cs}(t)$ ,  $i'_{ds}(t)$  e  $i'_{es}(t)$ , precisam ser 1,38 vezes maiores em relação à amplitude das cinco correntes em condição de funcionamento normal.

O diagrama de blocos para implementar o esquema de controle tolerante a falta de fase(s), sem necessidade de mudança no arranjo físico e componentes adicionais, no acionamento de um MSIP pentafásico é apresentado na figura 3.3.

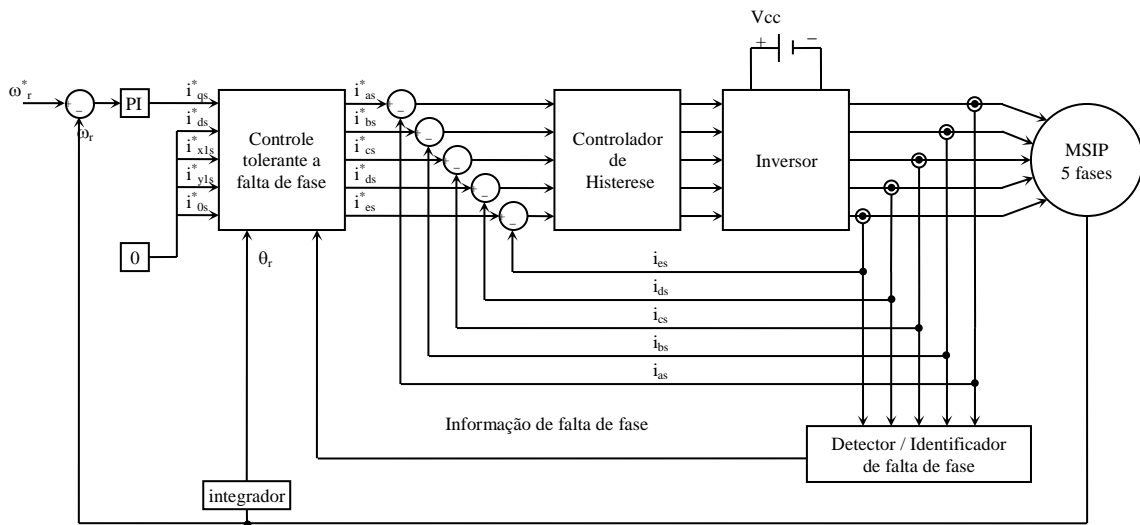


Figura 3.3 – Diagrama de blocos do esquema de controle tolerante a falta de fase.

As correntes das fases do estator são medidas e usadas para detectar e identificar a falta de fase(s) e também para controlar o motor. A falta de fase é detectada por meio de sensor de corrente associado a cada fase. A identificação da(s) fase(s) faltantes é realizada utilizando um algoritmo que identifica dentre as cinco possibilidades (a, b, c, d, e) de falta de uma fase e as dez possibilidades (ab, ac, ad, ae, bc, bd, be, cd, ce, de) de falta de duas fases. O controle tolerante a falta de fase, sem qualquer hardware adicional, baseado na informação da(s) fase(s) faltante(s), utiliza um algoritmo para calcular as referências das correntes remanescentes a partir da referência da corrente de torque gerada na saída do controlador PI. O erro entre as referências das correntes e as correntes do motor é usado pelo controlador de corrente por histerese para gerar os sinais de disparo dos IGBT's do inversor fonte de tensão e faz com que as correntes do motor sigam as referências.

Considerando que as correntes  $i_{qs}^*$  e  $i_{ds}^*$  no referencial girante correspondem as referências da corrente de torque e do fluxo, respectivamente. Se ocorrer a perda da fase “a”, as referências das correntes remanescentes,  $i_{bs}^*$ ,  $i_{cs}^*$ ,  $i_{ds}^*$  e  $i_{es}^*$  são dadas por:

$$i_{bs}^*(t) = 1,38 \left( I_{qs}^* \cos(\omega t - \frac{\pi}{5}) + I_{ds}^* \cos(\omega t - \frac{\pi}{5}) \right) \quad (3.42)$$

$$i_{cs}^*(t) = 1,38 \left( I_{qs}^* \cos(\omega t - \frac{4\pi}{5}) + I_{ds}^* \cos(\omega t - \frac{4\pi}{5}) \right) \quad (3.43)$$

$$i_{ds}^*(t) = 1,38 \left( I_{qs}^* \cos(\omega t + \frac{4\pi}{5}) + I_{ds}^* \cos(\omega t + \frac{4\pi}{5}) \right) \quad (3.44)$$

$$i_{es}^*(t) = 1,38 \left( I_{qs}^* \cos(\omega t + \frac{\pi}{5}) + I_{ds}^* \cos(\omega t + \frac{\pi}{5}) \right) \quad (3.45)$$

Para condição de falta de duas fases adjacentes, por exemplo: fases “a” e “b”, fazendo  $i_{as}(t) = 0$  e  $i_{bs}(t) = 0$  na equação (3.28), obtêm-se:

$$\vec{i}_s(t) = \frac{5}{2} I_{máx} e^{j\omega t} = i''_{cs}(t) e^{j4\pi/5} + i''_{ds}(t) e^{-j4\pi/5} + i''_{es}(t) e^{-j2\pi/5} \quad (3.46)$$

onde os novos valores das correntes são representados por  $i''_{cs}(t)$ ,  $i''_{ds}(t)$  e  $i''_{es}(t)$ .

A parte real da equação (3.46) é dada por:

$$\frac{5}{2} I_{máx} \cos(\omega t) = i''_{cs}(t) \cos(\frac{4\pi}{5}) + i''_{ds}(t) \cos(-\frac{4\pi}{5}) + i''_{es}(t) \cos(-\frac{2\pi}{5}) \quad (3.47)$$

A parte imaginária da equação (3.46) é dada por:

$$\frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} \text{sen}(\omega t) = i''_{cs}(t) \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) + i''_{ds}(t) \text{sen}\left(-\frac{4\pi}{5}\right) + i''_{es}(t) \text{sen}\left(-\frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.48)$$

O sistema composto de duas equações algébricas, equações (3.47) e (3.48), e três incógnitas,  $(i''_{cs}(t), i''_{ds}(t), i''_{es}(t))$ , possui infinitas soluções. Para encontrar uma única solução, assume-se como condição de restrição que a componente de sequência zero das correntes é nula. Assim assume-se que a somas das correntes remanescentes seja nula, como indicado na equação (3.49).

$$i''_{cs}(t) + i''_{ds}(t) + i''_{es}(t) = 0 \quad (3.49)$$

As equações (3.47), (3.48) e (3.49), formam um sistema de 3 equações algébricas com três incógnitas, cuja solução é;

$$i''_{cs}(t) = 2,24 I_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.50)$$

$$i''_{ds}(t) = 3,62 I_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{5}\right) \quad (3.51)$$

$$i''_{es}(t) = 2,24 I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) \quad (3.52)$$

A figura 3.4 mostra o diagrama fasorial das correntes necessárias para manter o campo girante, após a perda das fases “a” e “b”.

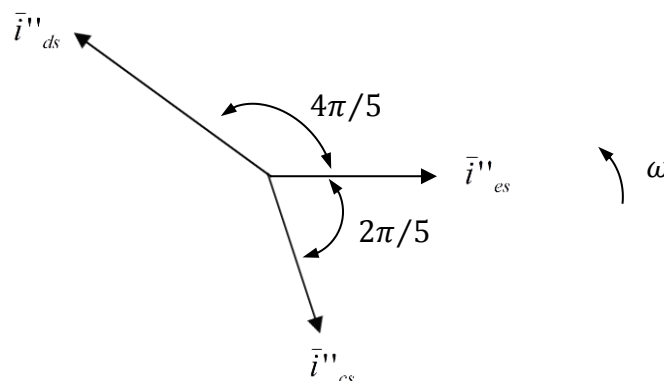


Figura 3.4 – Diagrama fasorial das correntes, após a perda da fase “a” e “b”.

Neste caso de falta das fases “a” e “b”, para manter a mesma FMM, a amplitude das correntes remanescentes  $i''_{cs}(t)$  e  $i''_{es}(t)$  precisam ser 2,24 vezes maiores e a amplitude da corrente remanescente  $i''_{ds}(t)$  precisa ser 3,62 vezes maior, em relação ao valor inicial com as cinco fases em funcionamento.

Para condição de falta de duas fases não adjacentes, por exemplo: fases “a” e “c”, fazendo  $i_{as}(t) = 0$  e  $i_{cs}(t) = 0$  na equação (3.28), obtêm-se:

$$\vec{i}_s(t) = \frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} e^{j\omega t} = i''_{bs}(t) e^{j2\pi/5} + i''_{ds}(t) e^{-j4\pi/5} + i''_{es}(t) e^{-j2\pi/5} \quad (3.53)$$

onde os novos valores das correntes são representados por  $i''_{bs}(t)$ ,  $i''_{ds}(t)$  e  $i''_{es}(t)$ .

A parte real da equação (3.53) é dada por:

$$\frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) = i''_{bs}(t) \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + i''_{ds}(t) \cos\left(-\frac{4\pi}{5}\right) + i''_{es}(t) \cos\left(-\frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.54)$$

A parte imaginária da equação (3.54) é dada por:

$$\frac{5}{2} I_{m\acute{a}x} \text{sen}(\omega t) = i''_{bs}(t) \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) + i''_{ds}(t) \text{sen}\left(-\frac{4\pi}{5}\right) + i''_{es}(t) \text{sen}\left(-\frac{2\pi}{5}\right) \quad (3.55)$$

O sistema composto de duas equações algébricas, equações (3.54) e (3.55), e três incógnitas,  $(i''_{bs}(t), i''_{ds}(t), i''_{es}(t))$ , possui infinitas soluções. Para encontrar uma única solução, assume-se como condição de restrição que a componente de sequência zero das correntes é nula. Assim assume-se que a soma das correntes remanescentes seja nula, como indicado na equação (3.56).

$$i''_{bs}(t) + i''_{ds}(t) + i''_{es}(t) = 0 \quad (3.56)$$

As equações (3.54), (3.55) e (3.56), formam um sistema de 3 equações algébricas com três incógnitas, cuja solução é;

$$i''_{bs}(t) = 1,38I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{5}) \quad (3.57)$$

$$i''_{ds}(t) = 2,24I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t + \pi) \quad (3.58)$$

$$i''_{es}(t) = 2,24I_{m\acute{a}x} \cos(\omega t + \frac{\pi}{5}) \quad (3.59)$$

A figura 3.5 mostra o diagrama fasorial das correntes necessárias para manter o campo girante, após a perda das fases “a” e “c”.

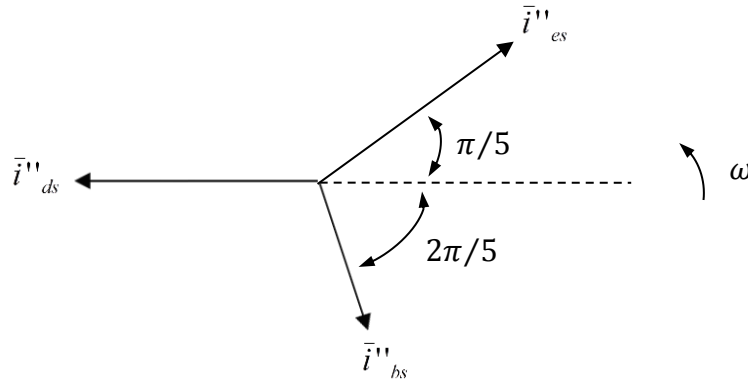


Figura 3.5 – Diagrama fasorial das correntes, após a perda da fase “a” e “c”.

Neste caso de falta das fases “a” e “c”, para manter a mesma FMM, a amplitude das correntes remanescentes  $i''_{ds}(t)$  e  $i''_{es}(t)$  precisam ser 2,24 vezes maiores e a amplitude da corrente remanescente  $i''_{bs}(t)$  precisa ser 1,38 vezes maior, em relaao ao valor inicial com as cinco fases em funcionamento.

Procedimento similar deve ser realizado quando da ocorrência da perda de outra(s) fase(s).

Os fasores de referências das correntes remanescentes para o caso de falta de fase(s) estão resumidos na Tabela 3.1.



Tabela 3.1 – Fasores de referências das correntes remanescentes

Condição do Motor		Amplitude da Corrente (pu)				
		Fase a	Fase b	Fase c	Fase d	Fase e
Normal	Amplitude	1	1	1	1	1
	ângulo	0	$-2\pi/5$	$-4\pi/5$	$4\pi/5$	$2\pi/5$
Falta de uma fase	Amplitude	0	1,38	1,38	1,38	1,38
	ângulo	-	$-\pi/5$	$-4\pi/5$	$4\pi/5$	$\pi/5$
Falta de duas fases adjacentes	Amplitude	0	0	2,24	3,62	2,24
	ângulo	-	-	$-2\pi/5$	$4\pi/5$	0
Falta de duas fases não adjacentes	Amplitude	0	1,38	0	2,24	2,24
	ângulo	-	$-2\pi/5$	-	$\pi$	$\pi/5$

Convém ressaltar que o controle individual da corrente nas fases remanescentes sem mudança no arranjo físico, apenas ajustando a amplitude e o ângulo só é possível se a componente de sequência zero for nula. É necessário então assumir como condição de restrição que a soma das correntes nas fases remanescentes seja nula.

### 3.3. Proposta de Transformação de Múltiplas Fases

Um método alternativo para obter a amplitude e o ângulo das referências das correntes remanescentes será apresentado a seguir. Este método consiste em obter, a partir de transformações de múltiplas fases, as correntes necessárias para que o sistema pentafásico com falta de fase seja capaz de produzir a mesma FMM de um sistema trifásico balanceado equivalente ao pentafásico em condições normais de funcionamento.

A matriz de transformação de Clarke [m3] para um sistema trifásico balanceado, adotando o sistema de coordenadas da Figura 3.6, é dado por:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(120^\circ) & \cos(240^\circ) \\ 1 & \sin(120^\circ) & \sin(240^\circ) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

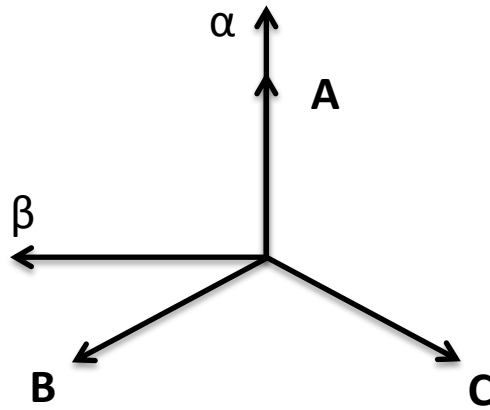


Figura 3.6 – Sistema de coordenadas  $abc$  e  $\alpha\beta$ .

A matriz de transformação inversa de Clarke  $[m3]^{-1}$  para um sistema trifásico, é dada por:

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ -1 & \tan(240^\circ) & 1 \\ -1 & \tan(120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

A matriz de transformação de Clarke  $[m5]$  para um sistema pentafásico balanceado, adotando o sistema de coordenadas da Figura 3.7, é dado por:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(72^\circ) & \cos(2.72^\circ) & \cos(3.72^\circ) & \cos(4.72^\circ) \\ 1 & \sin(72^\circ) & \sin(2.72^\circ) & \sin(3.72^\circ) & \sin(4.72^\circ) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

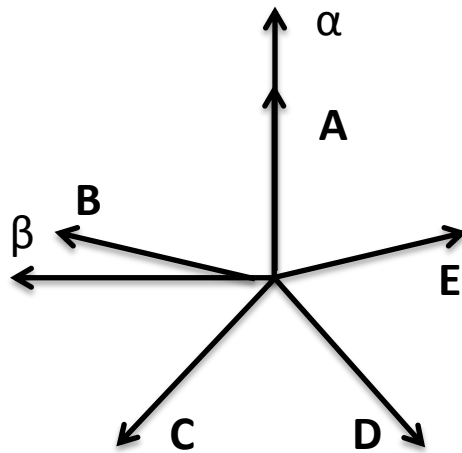


Figura 3.7 – Sistema de coordenadas  $abcde$  e  $\alpha\beta$ .

Uma possibilidade de encontrar a matriz de transformação inversa de Clarke pentafásica  $[m5]^{-1}$  seria obter a pseudo-inversa, equação (3.63), porém a matriz de informação de Fisher pode ser singular ou mal condicionada. Mas é possível resolver esta inversa com decomposição por valores singulares truncada (tsvd) ou com regressão ridge.

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \end{bmatrix} = (m5^T \cdot m5)^{-1} \cdot m5^T \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

Para transformar pentafásico em trifásico, deve-se usar (3.61) e (3.62).

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = (m3)^{-1} \cdot m5 \cdot \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 \\ -1 & \tan(240^\circ) & 1 \\ -1 & \tan(120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \cos(72^\circ) & \cos(2.72^\circ)\cos(3.72^\circ)\cos(4.72^\circ) \\ 1 & \sin(72^\circ) & \sin(2.72^\circ)\sin(3.72^\circ)\sin(4.72^\circ) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \end{bmatrix}$$

Para transformar trifásico em pentafásico, deve-se usar (3.60) e (3.63).

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \end{bmatrix} = (m5^T . m5)^{-1} . m5^T . m3 . \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

Utilizando a pseudo-inversa com tsvd ou ridge, pode gerar erros de aproximação dos resultados, porém os erros são mínimos e determinados. Em teste reralizados obteve-se erros da ordem de (1e-15).

A seguir é apresentado um exemplo de aplicação no qual é obtido o sistema pentafásico com falta da fase “c” que produz a mesma FMM do sistema trifásico balanceado equivalemente ao pentafásico em condições normais de funcionamento.

A matrix de transformação de Clarke pentafásica considerando falta da fase “c” [m5fc], adotando o sistema de coordenadas da Figura 3.8, é mostrada abaixo:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(72^\circ) & \cos(3.72^\circ)\cos(4.72^\circ) \\ 1 & \sin(72^\circ) & \sin(3.72^\circ)\sin(4.72^\circ) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ D \\ E \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

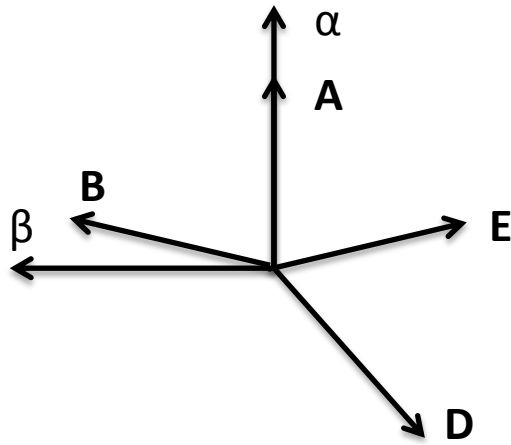


Figura 3.8 – Sistema de coordenadas  $abde$  e  $\alpha\beta$ .

A matrix de transformação inversa de Clarke pentafásica considerando falta da fase “c”  $[m5fc]^{-1}$  é mostrada abaixo:

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ D \\ E \end{bmatrix} = (m5fc^T \cdot m5fc)^{-1} \cdot m5fc^T \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

O sistema pentafásico com falta na fase “c” a partir de um sistema trifásico balanceado, é obtido como mostrado abaixo:

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = (m3)^{-1} \cdot m5fc \cdot \begin{bmatrix} A \\ B \\ D \\ E \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ D \\ E \end{bmatrix} = (m5fc^T \cdot m5fc)^{-1} \cdot m5fc^T \cdot m3 \cdot \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

### 3.4. Conclusões

Neste capítulo, o funcionamento tolerante a falta de fase de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico foi estudado. O motor síncrono de ímãs permanentes neste estudo possui força contra eletromotriz senoidal e é alimentado por correntes senoidais. Novos conjuntos de correntes para manter inalterada a FMM foram definidos para o caso da perda de uma e duas fases.

O esquema de controle tolerante a falta de fase apresentado elimina a necessidade de interligar o ponto neutro do motor pentafásico com o ponto intermediário entre os capacitores do elo CC do inversor, pois a soma das correntes remanescentes sendo nula, a componente de sequência zero das correntes será nula e o ponto de neutro do motor poderá ser isolado.

O controle individual das correntes remanescentes, quando da ocorrência da perda de uma ou duas fases, é implementado identificando as fases que estão abertas e gerando as referências das correntes remanescentes ajustando assim o esquema de controle por meio de modificações no algoritmo de controle, sem necessidade de mudança no arranjo físico e componentes adicionais.

No caso da perda de duas fases é necessário ajustar a velocidade e a carga a fim de reduzir o valor das correntes remanescentes do estator e evitar que os valores nominais sejam excedidos. Para o caso da perda de uma fase, ajustando o valor das corrente nas fases remanescentes igual ao valor da corrente inicial, o torque será reduzido para 80% do torque em condição normal de funcionamento. Para o caso da perda de duas fases o torque será reduzido para 60%. Mesmo com redução no torque, a solução apresentada possui utilidade prática. Por exemplo, para o caso de um navio, haveria uma redução na velocidade e um conseqüente aumento no tempo da viagem, porém garantindo a condição de chegar ao destino.

## 4. SIMULAÇÃO DO MSIP PENTAFÁSICO COM ESQUEMA DE CONTROLE TOLERANTE A FALTA DE FASE

Neste capítulo será apresentado o estudo de simulação onde será analisado o comportamento do esquema de controle tolerante a falta de fase após a perda de uma ou duas fases.

Optou-se por utilizar o ambiente MATLAB/Simulink<sup>®</sup> para realizar as simulações.

Foi necessário desenvolver o modelo de um MSIP de polos salientes de cinco fases, pois este modelo não faz parte da biblioteca de máquinas elétricas do SimPowerSystems<sup>®</sup>.

### 4.1. Modelo do MSIP em Ambiente Matlab/Simulink<sup>®</sup>

As equações (2.27) a (2.31), (2.42) a (2.46), (2.54) e (2.58) descrevem o modelo dinâmico do motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico, com força contra eletromotriz induzida (fcem) senoidal e polos salientes, no referencial girante, e podem ser reescritas como apresentado a seguir:

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{1}{L_{qs}} v_{qs} - \frac{r_s}{L_{qs}} i_{qs} - \omega_{r-e} \frac{L_{ds}}{L_{qs}} i_{ds} - \omega_{r-e} \frac{\lambda_m}{L_{qs}} \quad (4.1)$$

$$\frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{1}{L_{ds}} v_{ds} - \frac{r_s}{L_{ds}} i_{ds} + \omega_{r-e} \frac{L_{qs}}{L_{ds}} i_{qs} \quad (4.2)$$

$$\frac{d}{dt} i_{x_1s} = \frac{1}{L_{ls}} v_{x_1s} - \frac{r_s}{L_{ls}} i_{x_1s} \quad (4.3)$$

$$\frac{d}{dt} i_{y_1s} = \frac{1}{L_{ls}} v_{y_1s} - \frac{r_s}{L_{ls}} i_{y_1s} \quad (4.4)$$

$$\frac{d}{dt} i_{0s} = \frac{1}{L_{ls}} v_{0s} - \frac{r_s}{L_{ls}} i_{0s} \quad (4.5)$$

$$T_e = \frac{5}{2} \frac{p}{2} \lambda_m i_{qs} + \frac{5}{2} \frac{p}{2} (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs} \quad (4.6)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_{r\_m} = \frac{1}{J} (T_e - T_m - B \omega_{r\_m}) \quad (4.7)$$

Baseado nas equações (4.1) a (4.7), foi desenvolvido o bloco, mostrado na Figura 4.1, do modelo de um MSIP pentafásico de polos salientes, fcm senoidal, com os enrolamentos do estator conectados em estrela. Este bloco pode ser conectado a outros blocos da biblioteca SimPowerSystems<sup>®</sup> através dos terminais elétricos do motor (A, B, C, D e E) e também pode ser conectado aos blocos da biblioteca do Simulink<sup>®</sup> através da entrada (T<sub>CARGA</sub>) e das saídas (is\_abcde, wr\_m, th\_e e Te) do motor.

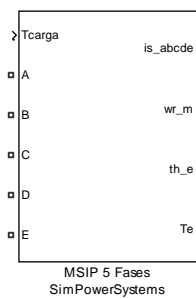


Figura 4.1– Bloco SimPowerSystems MSIP 5 Fases.

O subsistema do bloco MSIP 5 Fases é mostrado na Figura 4.2.

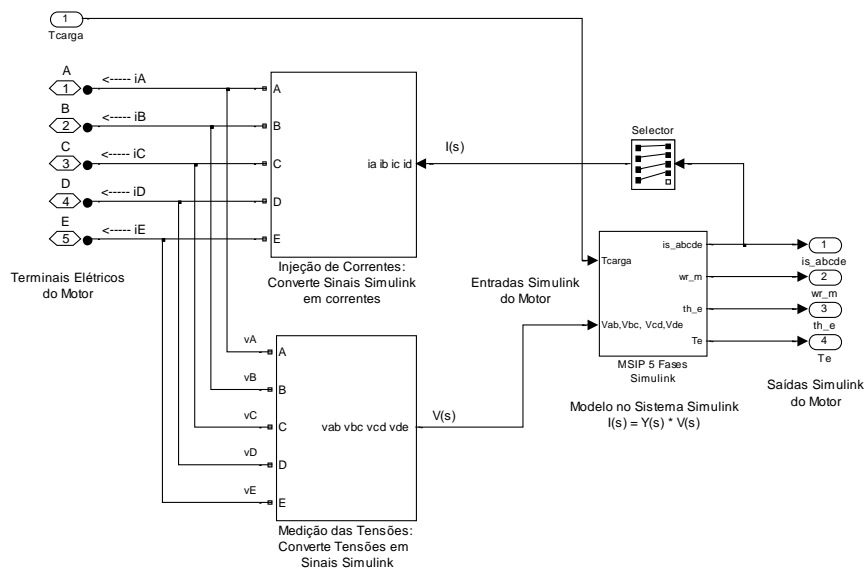


Figura 4.2– Subsistema do Bloco SimPowerSystems MSIP 5 Fases.



Os blocos que representam o modelo elétrico e mecânico do MSIP pentafásico são mostrados na Figura 4.3.

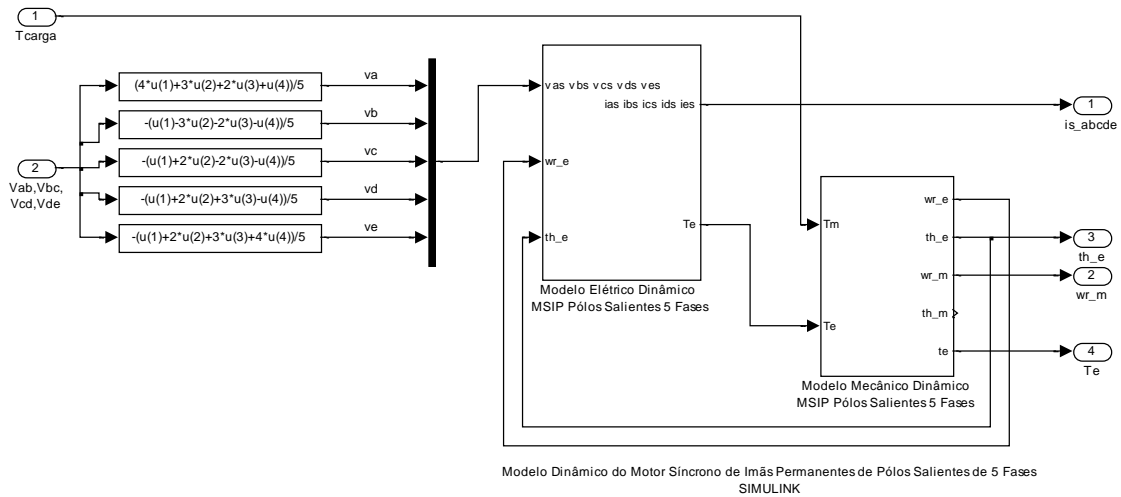


Figura 4.3– Subsistema do bloco MSIP 5 fases.

O modelo mecânico dinâmico do MSIP pentafásico é mostrado na Figura 4.4.

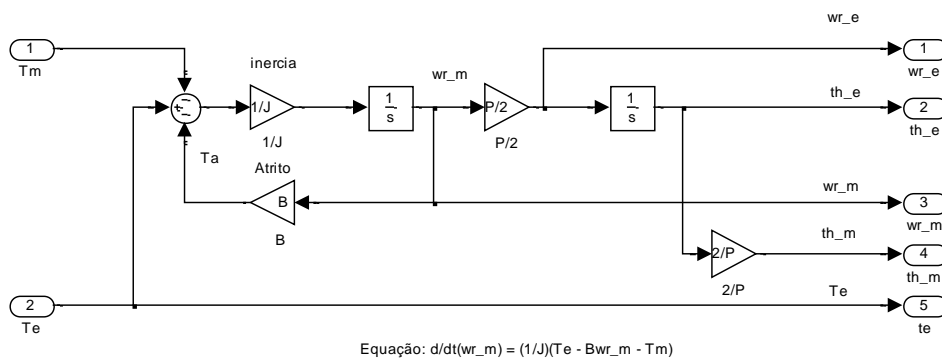


Figura 4.4– Subsistema do bloco modelo mecânico dinâmico.

O modelo elétrico dinâmico do MSIP pentafásico é mostrado na Figura 4.5.

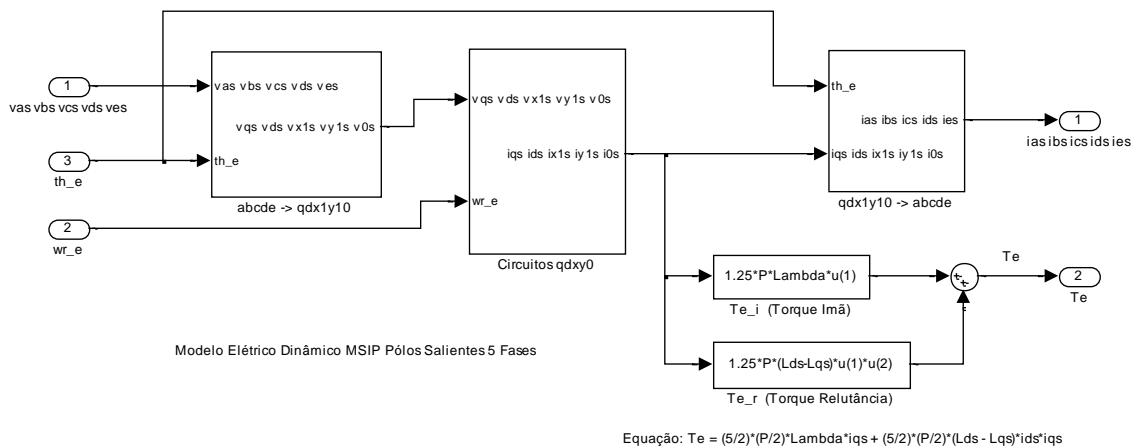


Figura 4.5– Subsistema do bloco modelo elétrico dinâmico.

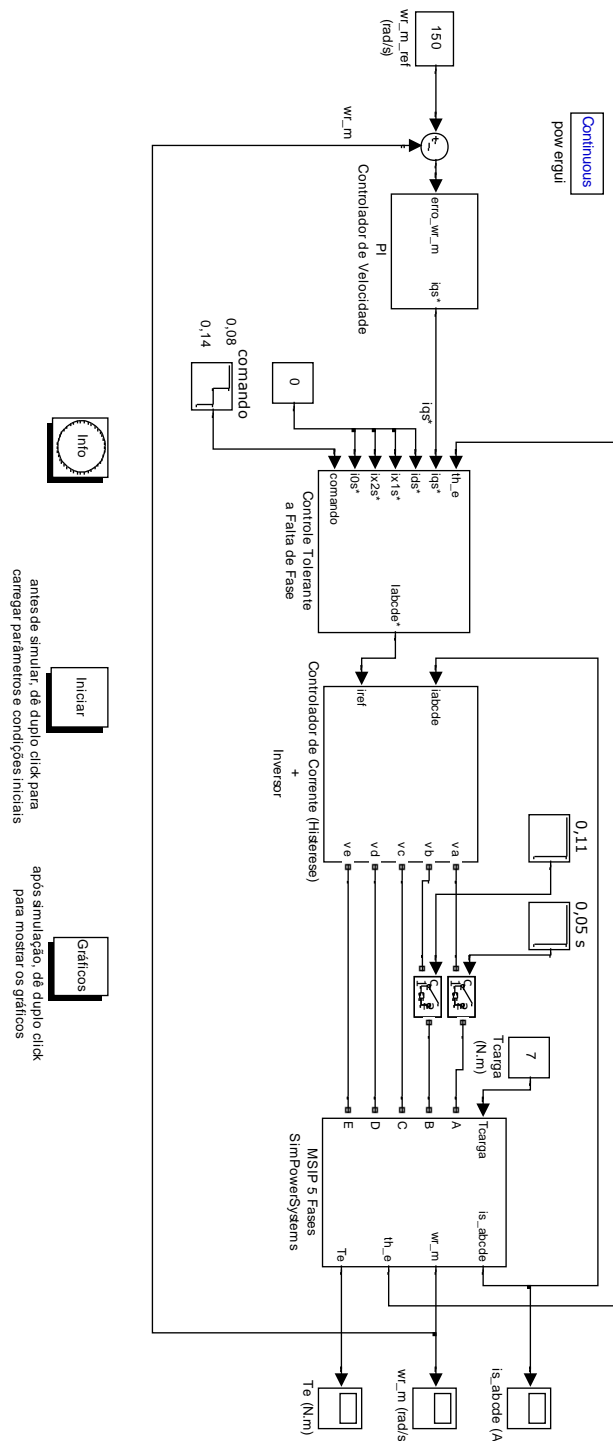
## 4.2. Simulação do MSIP Pentafásico com Esquema de Controle Tolerante a Falta de Fase

Utilizando o modelo do MSIP de polos salientes de cinco fases desenvolvido na seção 4.1 e baseado no diagrama de blocos do esquema de controle tolerante a falta de fase apresentado na Figura 3.3, foram realizadas simulações, utilizando o diagrama de blocos mostrado na Figura 4.6.

Os parâmetros do motor utilizados na simulação são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros do MSIP usado na simulação [43].

Potência nominal	$P$	4,4 kW
Tensão nominal (tensão de linha)	$V$	220 V
Frequência nominal	$f$	60 Hz
Número de polos	$p$	8
Resistência do estator	$r_s$	0,12 $\Omega$
Fluxo enlaçado do ímã	$\lambda_m$	0,05 Wb
Indutância do eixo direto	$L_{ds}$	1,35 mH
Indutância do eixo em quadratura	$L_{qs}$	1,35 mH
Coefficiente de atrito	$B$	0,02 N.m.s/rad
Momento de inércia	$J$	0,002 Kg.m <sup>2</sup>
Torque de carga	$T_{carga}$	7 N.m



antes de simular, de duplo click para carregar parametros e condições iniciais

após simulação, de duplo click para mostrar os gráficos



Figura 4.6 – Diagrama de blocos utilizado na simulação do esquema de controle tolerante a falta de fase.

O controlador de velocidade é mostrado na Figura 4.7

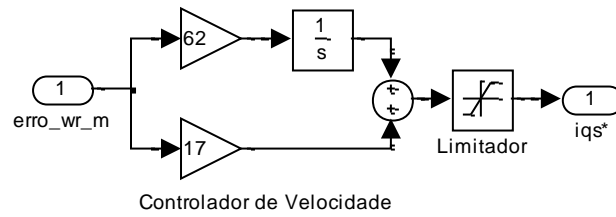


Figura 4.7 – Subsistema do bloco controlador de velocidade.

Os ganhos do controlador proporcional-integral (PI) foram inicialmente calculados utilizando o método apresentado em [44] e depois ajustados para melhorar a resposta dinâmica.

O subsistema do bloco Controle Tolerante a Falta de Fase é mostrado na Figura 4.8

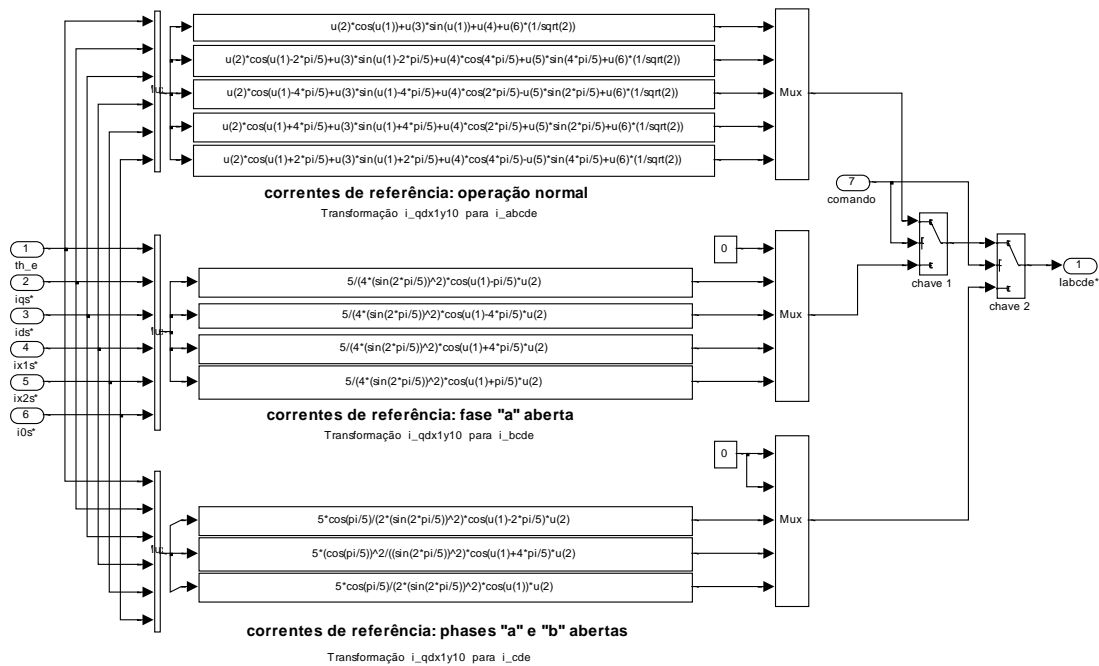


Figura 4.8 – Subsistema do bloco Controle Tolerante a Falta de Fase.

A simulação do esquema de controle tolerante a falta de fase para duas condições de falta de fase: falta da fase “a” e falta das fases “a” e “b” foram realizadas observando a seguinte sequência. Inicialmente o MSIP está operando em regime permanente em condições normais de funcionamento com cinco fases balanceadas, e no instante  $t = 0,05 \text{ s}$  o disjuntor da fase “a” é desligado simulando a falta da fase “a”. O MSIP continua funcionando por mais três segundos sem alteração no controle até o instante  $t = 0,08 \text{ s}$ , quando é enviado um sinal de comando ao bloco de controle tolerante a falta de fase, que calcula as novas referências das correntes para as quatro fases remanescentes, para manter a *FMM* resultante inalterada. O MSIP passa a funcionar com quatro fases com controle reconfigurado do instante  $t = 0,08 \text{ s}$  até o instante  $t = 0,11 \text{ s}$ , quando o disjuntor da fase “b” é desligado simulando a falta das fases “a” e “b”. O MSIP continua funcionando por mais três segundos sem alteração no controle e no instante  $t = 0,14 \text{ s}$  é enviado um sinal de comando ao bloco de controle tolerante a falta de fase, que calcula as novas referências das correntes para as três fases remanescentes. O MSIP passa a funcionar com três fases com controle reconfigurado. Nesta simulação a velocidade foi ajustada para 150 rad/s e o torque de carga é constante e igual a 7 N.m.

A Figura 4.9 mostra que as correntes nas fases remanescentes, após a condição de falta da fase “a” ser introduzida no instante  $t = 0,05 \text{ s}$ , não possuem formato senoidal e não são balanceadas provocando oscilação inaceitável no torque e na velocidade, embora o motor continue a funcionar devido a característica inerente de tolerância a falta de fase das máquinas multifásicas. Porém após a reconfiguração ocorrida no instante  $t = 0,08 \text{ s}$ , a partir da definição das novas referências das correntes, o controlador impõe as correntes necessárias em formato senoidal, com mesma amplitude e balanceadas para manter a *FMM* resultante inalterada. Observa-se que, para manter o mesmo torque médio, as amplitudes das correntes remanescentes precisaram ser acrescidas 38,19% em relação à amplitude das cinco correntes em condição normal de funcionamento.

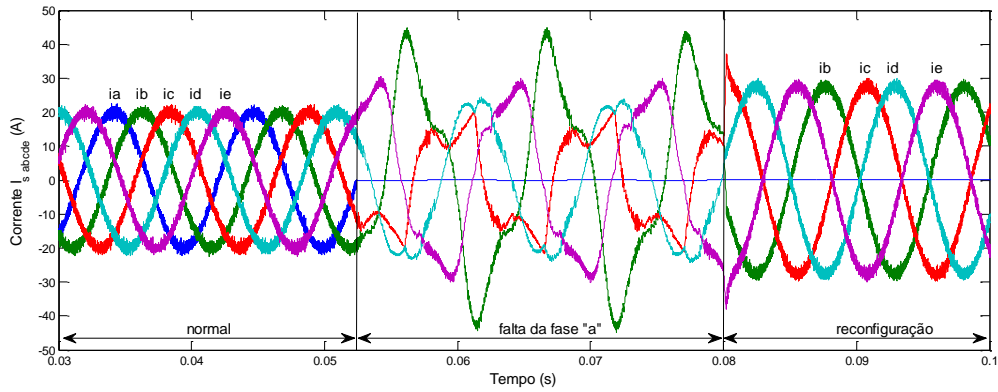


Figura 4.9 – Correntes  $i_{as}$  a  $i_{es}$  antes e durante a falta da fase “a” e após a reconfiguração.

As figuras 4.10 e 4.11 mostram que no período durante a falta da fase “a” o torque e a velocidade apresentam um comportamento oscilatório cuja harmônica mais significativa está na frequência fundamental”, porém a partir de reconfiguração, instante  $t = 0,08$  s, as oscilações diminuíram e retornaram aos níveis muito similares aos apresentados na condição de funcionamento normal.

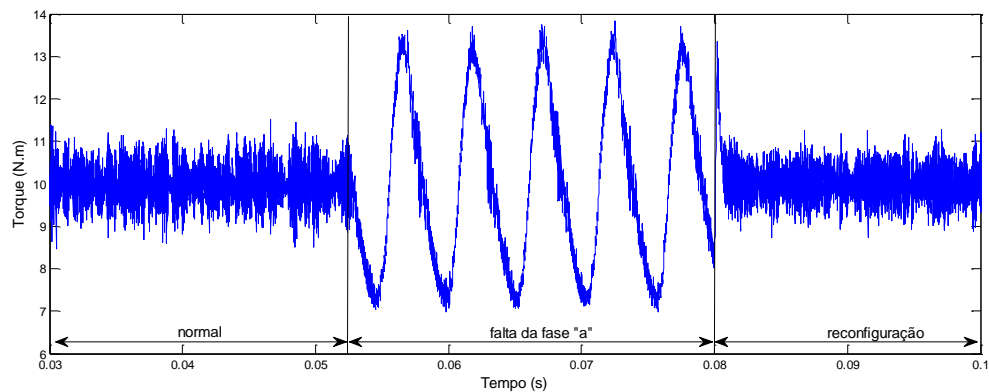


Figura 4.10 – Torque antes e durante a falta da fase “a” e após a reconfiguração.

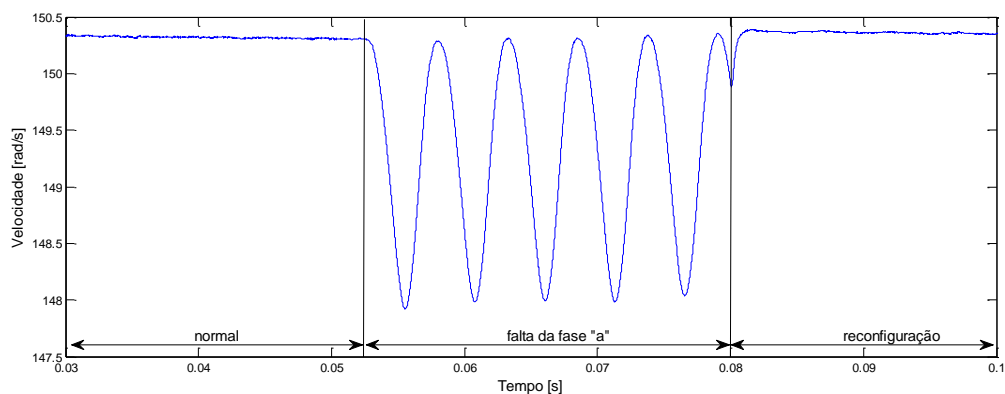


Figura 4.11 – Velocidade antes e durante a falta da fase “a” fase e após a reconfiguração.

A Figura 4.12 mostra que as correntes nas fases remanescentes, após a condição de falta das fases “a” e “b” ser introduzida no instante  $t = 0,11\text{ s}$ , não possuem formato senoidal e nem são balanceadas provocando oscilação inaceitável no torque e na velocidade, embora o motor continue a funcionar devido a característica inerente de tolerância a falta de fase das máquinas multifásicas. Porém após a reconfiguração ocorrida no instante  $t = 0,14\text{ s}$ , a partir da definição das novas referências das correntes, o controlador impõe as correntes necessárias em formato senoidal, balanceadas e com amplitudes diferentes para manter a FMM resultante inalterada. Observa-se que a amplitude das correntes remanescentes precisou ser acrescidas 223,61% nas fases “c” e “e” e 361,8% na fase “d” em relação a amplitude das cinco correntes em condição normal de funcionamento. Neste caso faz-se necessário ajustar a velocidade e a carga a fim de reduzir o valor das correntes remanescentes do estator e evitar que os valores nominais sejam excedidos.

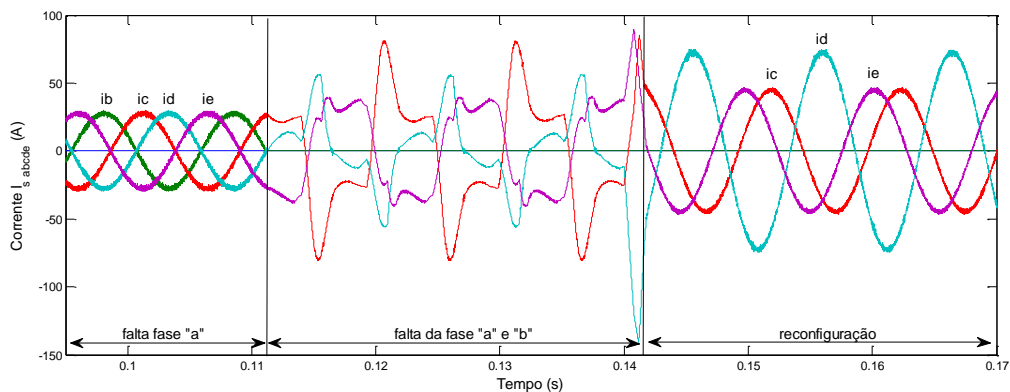


Figura 4.12 – Correntes  $i_{b,s}$  a  $i_{e,s}$  antes e durante a falta da fase “a” e “b” após a reconfiguração.

As figuras 4.13 e 4.14 mostram que no período durante a falta das fase “a” e “b” o torque e a velocidade apresentam um comportamento oscilatório cuja harmônica mais significativa está na frequência fundamental, porém a partir de reconfiguração, instante  $t = 0,14\text{ s}$ , as oscilações diminuíram e retornaram aos níveis muito similares aos apresentados na condição de funcionamento normal.

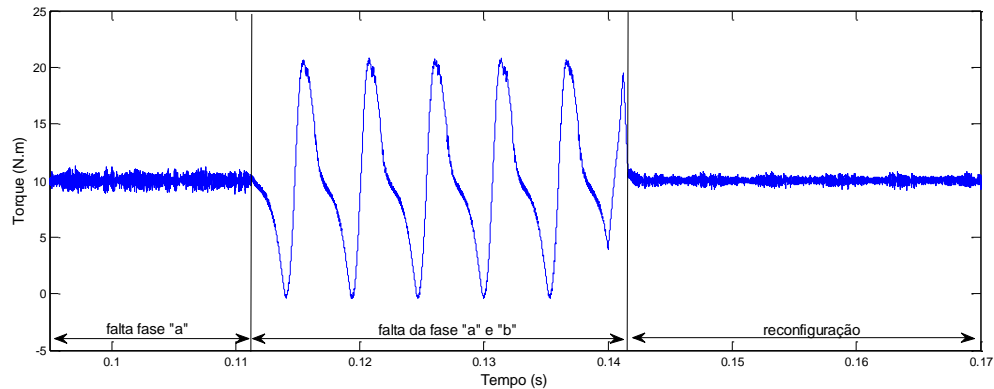


Figura 4.13 – Torque antes e durante a falta da fase “a” e “b” e após a reconfiguração.

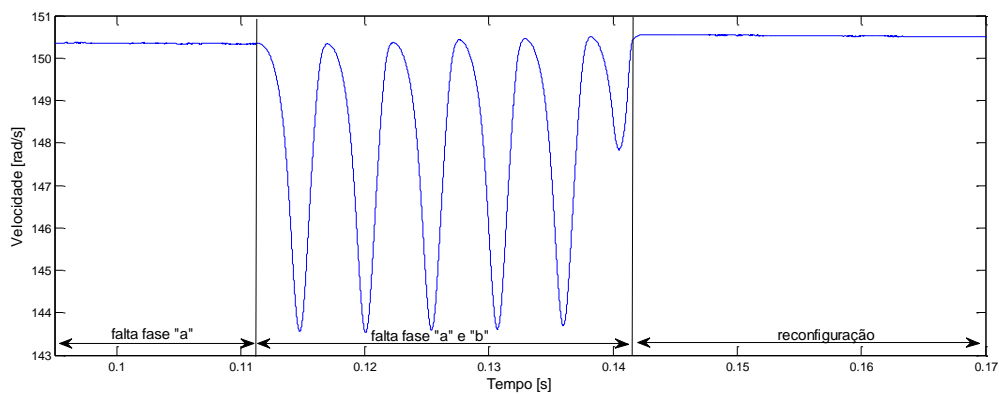


Figura 4.14 – Velocidade antes e durante a falta da fase “a” e “b” e após a reconfiguração.

Observa-se nas Figuras 4.10 e 4.13 que o torque apresenta menor oscilação a partir da reconfiguração quando comparado com a condição de funcionamento normal e de falta da fase “a”, respectivamente. Observa-se também nas Figuras 4.11 e 4.14 que a velocidade é um pouco maior a partir da reconfiguração quando comparada com a condição de funcionamento normal e de falta da fase “a”, respectivamente. Este comportamento é explicado como problemas numéricos na execução da simulação.

### 4.3. Conclusões

Neste capítulo, a simulação do esquema de controle tolerante a falta de fase de um MSIP pentafásico foi realizada. As referências das correntes na fases remanescentes foram calculadas a partir da imposição de certas restrições. Foram analisadas duas condições de falta de fase: falta da fase “a” e falta das fases “a” e “b”.



Observou-se que a falta de fase sem controle tolerante representa uma condição de funcionamento indesejável, provocando oscilações torque, o que pode causar danos irreparáveis ao sistema de acionamento.

Os resultados das simulações realizadas mostraram que, após a reconfiguração, a velocidade e o torque médio permaneceram praticamente inalterados validando assim o esquema de controle tolerante a falta de fase.

A falta das fases “a” e “b” representa um estado crítico e grave, e portanto para evitar sobrecorrentes o motor deverá funcionar com torque reduzido.

## 5. PROTÓTIPO DO MSIP PENTAFÁSICO

A fim de obter os resultados experimentais e avaliar o esquema de controle tolerante a falta de fase foi desenvolvido o protótipo de um MSIP pentafásico [45] [46] [47].

O Protótipo do MSIP pentafásico, 11 kW, 45 ranhuras, 6 polos, 90 Hz, 1800 rpm, foi projetado e construído pela empresa Equacional Elétrica e Mecânica Ltda. a partir da modificação de um MSIP trifásico, linha Wmagnet fabricado pela WEG Equipamentos Elétricos S.A., 11 kW, 36 ranhuras, 6 polos, 90 Hz, 1800 rpm. O núcleo do MSIP de 36 ranhuras com enrolamento de estator trifásico foi substituído por um núcleo de 45 ranhuras com enrolamento de estator pentafásico, e as demais partes do motor (rotor, carcaça, rolamentos e estrutura mecânica) foram mantidas.

### 5.1. Projeto do Enrolamento Pentafásico

Deseja-se obter um enrolamento de estator pentafásico com distribuição de FMM quase senoidal, simétrico e balanceado.

Sabe-se que para 1 ranhura por polo e por fase ( $q = 1$ ), obtém-se um enrolamento concentrado com distribuição de FMM não senoidal. Para obter um enrolamento com distribuição de FMM senoidal é necessário um enrolamento distribuído e portanto com mais de 1 ranhura por polo e por fase ( $q > 1$ ).

Para um estator pentafásico de 6 polos e 1 1/2 ranhuras por polo e por fase ( $q = 1 \frac{1}{2}$ , *enrolamento fracionário*), são necessários 45 ranhuras,  $Q = m \times p \times q = 5 \text{ fases} \times 6 \text{ pólos} \times 1 \frac{1}{2} \text{ ranhuras} = 45 \text{ ranhuras}$ .

Para um estator pentafásico de 6 polos e 2 ranhuras por polo e por fase ( $q = 2$ , *enrolamento integral*), são necessários 60 ranhuras,  $Q = m \times p \times q = 5 \text{ fases} \times 6 \text{ pólos} \times 2 \text{ ranhuras} = 60 \text{ ranhuras}$ .

Optou-se pelo enrolamento fracionário, com  $Q = 45 \text{ ranhuras}$ , por apresentar redução de harmônicas e distribuição de FMM quase senoidal. Como não existem grupos de bobinas com números fracionários de bobinas, deve-se ser utilizar grupos de bobinas com “N” bobinas e grupos com “N + 1” bobinas. Para elaborar o diagrama de um enrolamento fracionário que seja balanceado e simétrico, cada fase deve-se ter o

mesmo número de ranhuras, o mesmo número de bobinas e a ordem de colocação dos grupos de bobinas deve ser estabelecida de forma que estes estejam simetricamente distribuídos. O enrolamento deve ser de camada dupla, no qual o número de bobinas seja igual ao número de ranhuras e cada ranhura possua dois lados de bobinas, ou seja, um enrolamento de bobina inteira, onde todas as bobinas possuam a mesma forma.

## 5.2. Configuração do Enrolamento Pentafásico

O número de ranhuras por polo e por fase é dado por:  $q = \frac{Q}{m \times p} = \frac{45}{30} = \frac{3}{2} = 1\frac{1}{2}$

Como cada grupo polar (grupo de bobina) precisa ter um número inteiro de bobinas, então  $q = \frac{3}{2} = 1\frac{1}{2}$  somente pode ser obtido se 2 (denominador de  $q$ ) grupos de bobinas sob dois polos possuírem números diferentes de bobinas totalizando 3 bobinas (numerador de  $q$ ). Assim 3 bobinas para cada fase situada sob 2 polos podem ser obtidas se tivermos 1 grupo de bobina com 1 bobina e outro grupo de bobina com 2 bobinas, logo  $q = \frac{1 \times 1 + 1 \times 2}{2} = 1\frac{1}{2}$ . Assim 2 polos formam uma unidade básica de enrolamento. Como o enrolamento tem 6 polos, existem 3 unidades básicas de 2 polos, cada uma possuindo 3 ranhuras para cada fase, totalizando  $(5 \times 3) = 15$  ranhuras por unidade básica de enrolamento. Os  $2(1+1)$  grupos de bobinas de cada fase em cada unidade básica de enrolamento precisam ser ligadas em série e como existem 3 unidades básicas de enrolamento, o número máximo de caminhos paralelos é igual a 3, que é o mesmo número de unidades básicas de enrolamento.

Para um enrolamento fracionário, pode-se usar a expressão geral abaixo;

$$q = \frac{Q}{m \times p} = \frac{M}{d} = I + \frac{n}{d} \quad \text{onde } M \text{ e } d \text{ não possuem divisor comum.}$$

- Número de polos na unidade básica é  $d = 2$ .
- Número de ranhuras por fase na unidade básica é  $M = q \times d = 3$ .
- Número total de ranhuras na unidade básica é  $m \times M = 5 \times 3 = 15$ .
- Número de unidades básicas  $= \frac{p}{d} = \frac{6}{2} = 3$ , que é o número máximo de caminhos paralelos.
- Cada fase, na unidade básica, possui  $d - n = 2 - 1 = 1$  grupo de  $I = 1$  bobina e  $n = 1$  grupo de  $I+1 = 1 + 1 = 2$  bobinas.

### 5.3. Diagrama do Enrolamento Pentafásico

O passo do enrolamento é dado por:  $y = \frac{Q}{p} = \frac{45 \text{ ranhuras}}{6 \text{ pólos}} = 7 \frac{1}{2}$ . Como o passo de enrolamento tem que ser um número inteiro, devem-se colocar as bobinas com um passo de 6, 7 ou 8 ranhuras. Escolheu-se o passo curto de 7 ranhuras,  $y = 7 \text{ ranhuras}$ , que é 93,33% do passo integral ( $y = 7 \frac{1}{2}$ ), devido este apresentar menor conteúdo harmônico e melhor fator fundamental como mostrado na Tabela 5.1 – Fatores de Enrolamento Harmônicos. O fator de enrolamento para distribuição de bobinas com  $q = 3/2$ , para um conjunto irredutível de grupos por par de polos: 1 grupo de 2 bobinas + 1 grupo de 1 bobina é dado pela equação (5.1).

$$F_{eh} = \frac{1 + e^{jhy_{re}} - e^{jhy_{re}} - e^{jh(y+1)y_{re}} + e^{jhy_{re}/2} - e^{jh(y_{re}/2 + yy_{re})}}{6} \quad (5.1)$$

onde:

$h$  é a ordem do componente harmônico, ( $m = 5 \text{ fases}$ ),  $h = (2.m.n \pm 1)$ ,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ;

$y$  é o passo do enrolamento em número de ranhuras, ( $y = 7$ );

$y_{re}$  é o passo de ranhura em graus elétricos, ( $y_{re} = \frac{p \times 360^\circ}{q} = \frac{6 \times 360^\circ}{45} = 24^\circ$  elétricos).

Utilizando a equação (5.1) e considerando que os harmônicos presentes no enrolamento de 5 fases, obteve-se os fatores de enrolamentos harmônicos para os passos de enrolamentos  $y = 6$  (1-7) e  $y = 7$  (1-8), mostrado abaixo na Tabela 5.1 – Fatores de Enrolamento Harmônicos.

Tabela 5.1 – Fatores de enrolamento harmônicos.

y-passo	$h = 1$	$h = 9$	$h = 11$	$h = 19$	$h = 21$	$h = 29$	$h = 31$
6 (1-7))	0,9372	0,1211	0,1072	0,1072	0,1211	0,9372	0,9372
7 (1-8)	0,9800	0,0748	0,0459	0,0459	0,0748	0,9800	0,9800

É usual também representar  $y = 7 \text{ ranhuras}$  como *passo 1 – 8*, que indica os números das ranhuras nas quais são colocadas cada lado de uma mesma bobina, assim para o *passo 1 – 8* quando um lado de bobina for colocado na ranhura nº 1, o outro

lado da mesma bobina deve ser colocado na ranhura nº 8, ou seja, passo de bobina igual a 7, pois  $1 + 7 = 8$ .

O passo de ranhura em graus mecânicos é dado por:  $y_{rm} = \frac{360^\circ \text{ mecânicos}}{Q} = \frac{360^\circ \text{ mecânicos}}{45 \text{ ranhuras}} = 8^\circ \text{ mecânicos}$ .

Para que o enrolamento do estator pentafásico seja simétrico, é necessário que o ângulo de fase entre qualquer duas fases consecutivas de um par de polos, em graus elétricos, seja dado por:  $y_{fe} = \frac{360^\circ \text{ elétricos}}{m} = \frac{360^\circ \text{ elétricos}}{5} = 72^\circ \text{ elétricos}$ . Este ângulo é conhecido como passo de fase ( $y_f$ ) e pode ser expresso em graus elétricos ( $y_{fe}$ ), em graus mecânicos ( $y_{fm}$ ) ou em número de ranhuras ( $y_{fr}$ ). Em graus mecânico, para um enrolamento de 6 polos é dado por:  $y_{fm} = \frac{72^\circ \text{ elétricos}}{p/2} = \frac{72^\circ \text{ elétricos}}{6 \text{ pólos}/2} = 24^\circ \text{ mecânicos}$ . Em termos de número de ranhuras, para um enrolamento de 6 polos é dado por:  $y_{fr} = \frac{y_{fm}}{y_{rm}} = \frac{24^\circ \text{ mecânicos}}{8^\circ \text{ mecânicos}} = 3 \text{ ranhuras}$ . Logo, se a fase A inicia na ranhura nº 1, a fase B inicia-se na ranhura nº 4, a fase C inicia-se na ranhura nº 7, a fase D inicia-se na ranhura nº 10 e a fase E inicia-se na ranhura nº 13.

A sequência dos grupos de bobinas e a distribuição de ranhuras em uma unidade básica de enrolamento, são mostradas na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Sequência de grupos de bobinas e distribuição de ranhuras de uma unidade básica de enrolamento.

Unidade básica de enrolamento										
Polos	Polo 1 (norte)					Polo 2 (sul)				
Fases	A	D	B	E	C	A	D	B	E	C
Nº de bobinas por grupo	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1
Ranhuras	1,2	3	4,5	6	7,8	9	10,11	12	13,14	15

A distribuição de ranhuras, a sequência de fase e os pontos de início e de término das fases dos enrolamentos são mostrados na Figura 5.1. A representação “A+” indica ponto de início da fase A e “A-” indica ponto de término da fase A.

A disposição dos enrolamentos de cada uma das fases é mostrada na Figura 5.2. A letra “S” ao lado do número da ranhura indica que a bobina deverá ser colocada na parte superior da ranhura e a letra “I” ao lado do número da ranhura indica que a bobina deve ser colocada na parte inferior da ranhura.

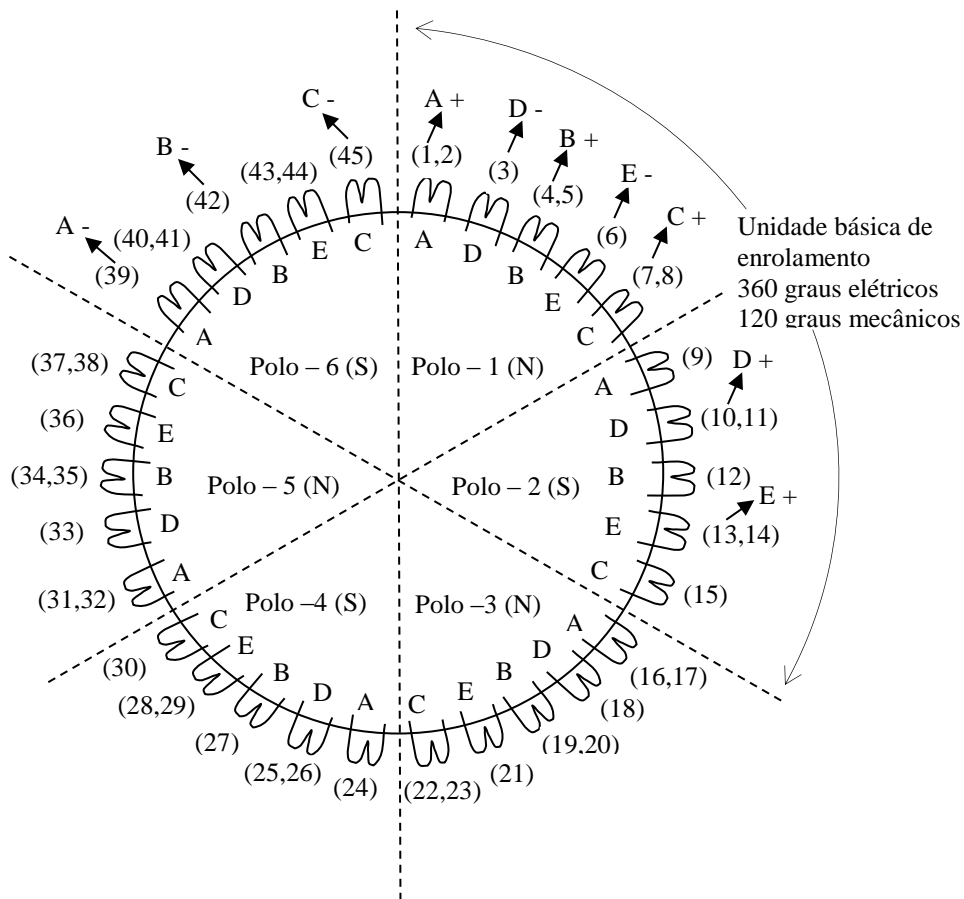
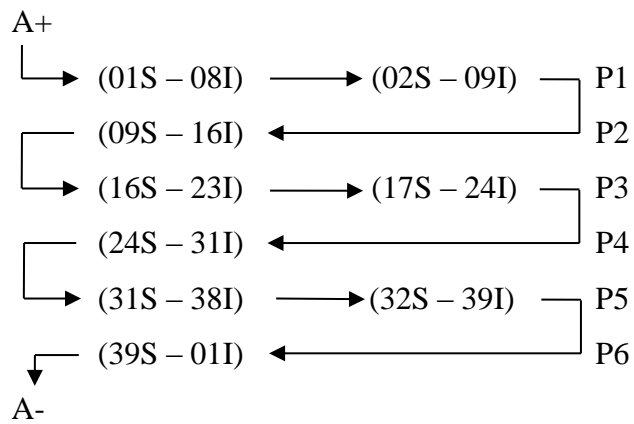
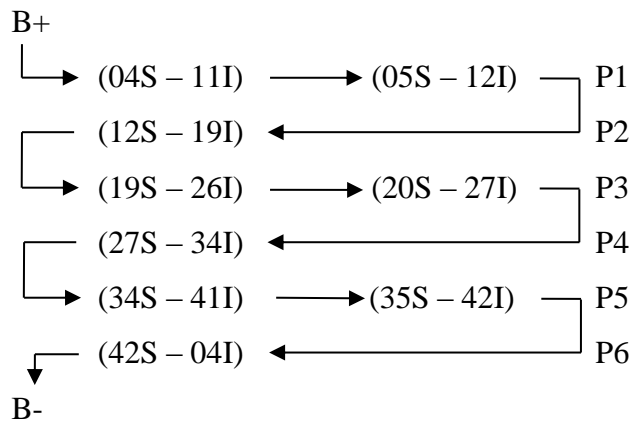


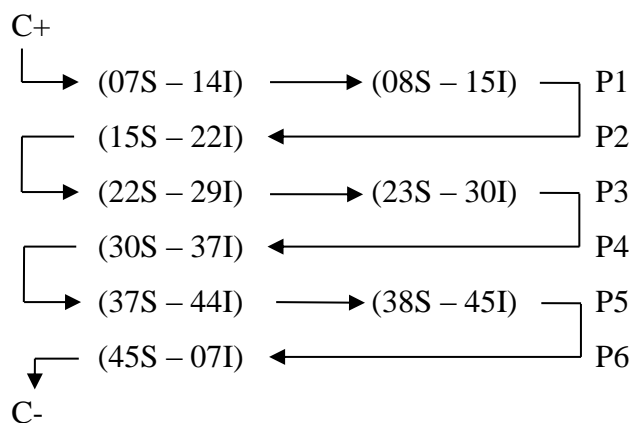
Figura 5.1–Distribuição de ranhuras, sequência de fase e pontos de início e de término das fases.



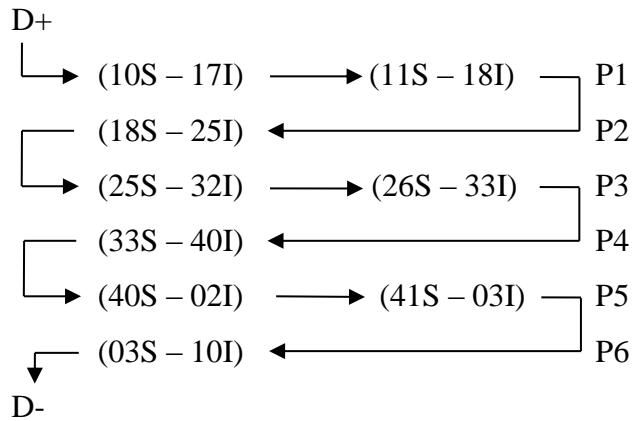
(a) Disposição do enrolamento da fase A.



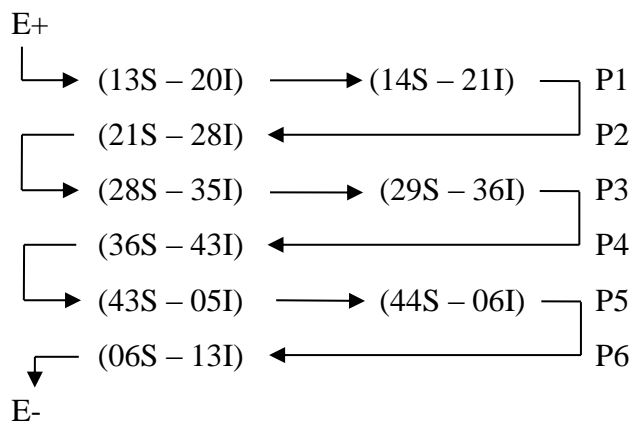
(b) Disposição do enrolamento da fase B.



(c) Disposição do enrolamento da fase C.



(d) Disposição do enrolamento da fase D.



(e) Disposição do enrolamento da fase E.

Figura 5.2– Disposição dos enrolamentos das fases A a E.

A figura 5.3 mostra o diagrama do enrolamento, representado na forma simbólica planificada na qual são mostrados os grupos de bobinas interligadas no estator, como se tivesse sido cortado e esticado sobre um plano, ou seja, secciona-se o estator no sentido longitudinal e estende-se sobre um plano. Os dois lados de bobinas são colocados em duas camadas sobrepostas e separadas. Cada bobina possui um lado na parte inferior da ranhura, sendo representada no diagrama do enrolamento por uma linha tracejada e localizada no lado direito, o outro lado da mesma bobina é colocado na parte superior de outra ranhura, sendo representado no diagrama do enrolamento por uma linha cheia e localizada no lado esquerdo, por ser o lado que está disposto em cima do tracejado. No Anexo VIII é apresentado o diagrama do enrolamento, representado na forma simbólica circular, na qual é mostrado de modo simplificado as ranhuras e os grupos de bobinas com as respectivas interligações como se estivéssemos olhando o motor pela frente na direção longitudinal do estator.



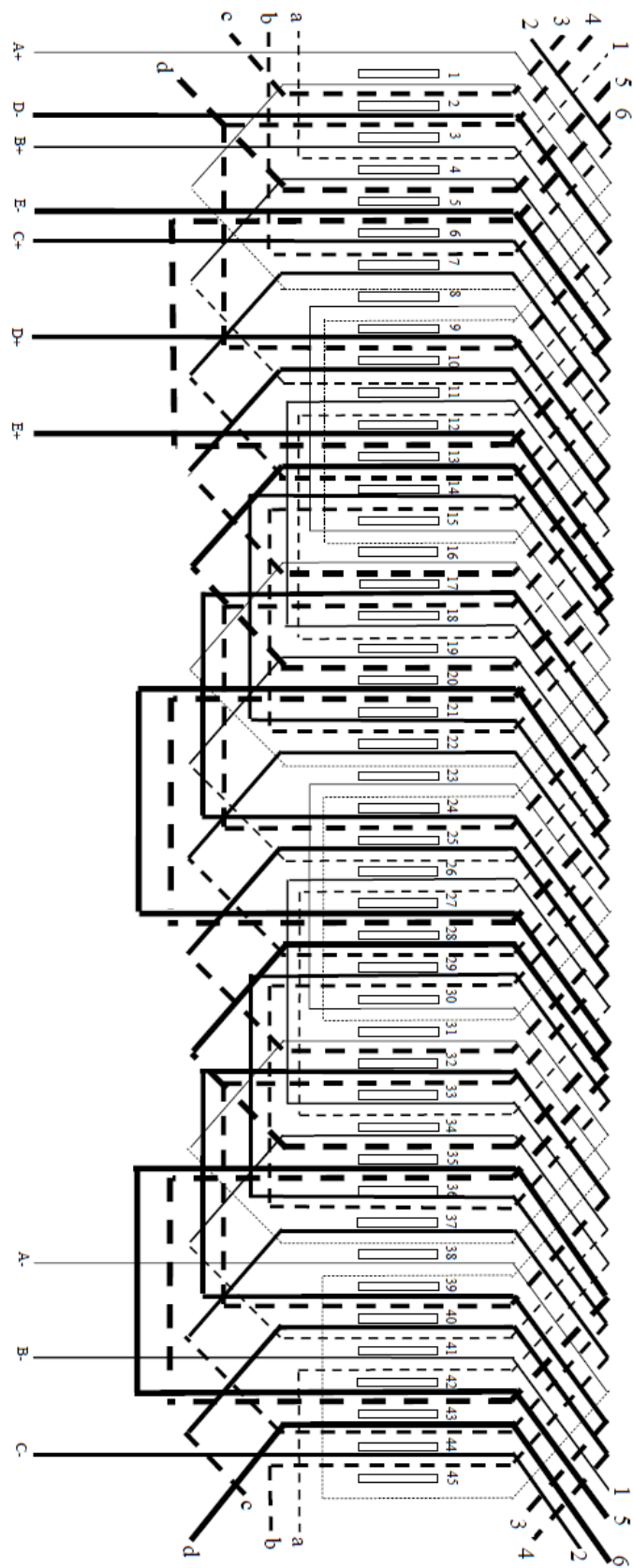


Figura 5.3– Diagrama do enrolamento (representação simbólica planificada).

## 5.4. Valores Nominais e Características do MSIP Trifásico

O MSIP trifásico original é um motor da linha Wmagnet fabricado pela WEG Equipamentos Elétricos S.A, cujos valores nominais, características construtivas, características do enrolamento, e carregamentos são apresentados abaixo:

- Valores nominais do MSIP trifásico original:

Potência nominal,  $P = 15 \text{ CV (11 kW)}$

Tensão nominal,  $V_L = 380 \text{ V}$  (ligação do enrolamento em estrela)

Corrente nominal,  $I = 19,2 \text{ A}$  (ligação do enrolamento em estrela)

Frequência nominal,  $f = 90 \text{ Hz}$

Número de polos,  $p = 6$  (ímãs permanentes de terras raras de NdFeB)

Velocidade nominal,  $N = 1800 \text{ rpm}$

- Características construtivas do MSIP trifásico original:

Número de ranhuras do estator,  $Q = 36 \text{ ranhuras}$

Comprimento do núcleo do estator,  $L = 100,5 \text{ mm}$

Diâmetro interno do núcleo do estator,  $D_{in} = 150 \text{ mm}$

Diâmetro externo do núcleo do estator,  $D_{ext} = 220 \text{ mm}$

O desenho da chapa do estator original trifásico é apresentado no Anexo I, o desenho com as características construtivas do rotor é apresentado no Anexo II, o diagrama do enrolamento trifásico é apresentado no Anexo III e o registro fotográfico do MSIP trifásico original é apresentado no Anexo IV.

- Características do enrolamento do MSIP trifásico original:

Números de ranhuras do estator,  $Q = 36 \text{ ranhuras}$

Diposição das bobinas, enrolamento de camada simples

Número de grupos de bobinas,  $G_b = 18 \text{ grupos de bobinas}$

Número de bobinas por grupo,  $B_g = 1 \text{ bobina por grupo}$

Número de espiras por bobina,  $N_{eb} = 24 \text{ espiras por bobina}$

Passo do enrolamento,  $y = 5 \text{ (1 - 6)}$

Conexão em série dos grupos de bobinas – fases conectadas em Y

Nº de espiras em série por fase,  $N_{ef} = 144 \text{ espiras/fase}$

Bitola do fio: 5 x N 20 AWG ( $S_c = 2,6 \text{ mm}^2$  - total)

Fator de enrolamento fundamental,  $F_{e1} = 0,9659$

- Carregamentos do MSIP trifásico original:

Densidade de corrente do enrolamento:

$$J = \frac{I}{S_c} = \frac{19,2}{2,6} = 7,38 \text{ A/mm}^2$$

Fluxo magnético por polo no entreferro:

$$\Phi_p = \frac{E_{of}}{\sqrt{2}\pi f N_{ef} F_{e1}} = \frac{357/\sqrt{3}}{4,44 \times 90 \times 144 \times 0,9659} = 3,71 \times 10^{-3} \text{ Wb/polo}$$

$E_{of} = 357 \text{ V-Y@1800 rpm (90 Hz)}$  tensão medida no ensaio a vazio (Anexo V).

## 5.5. Valores Nominais, Características e Cálculos do MSIP Pentafásico

Os valores nominais e características considerados no projeto e construção do protótipo do MSIP pentafásico são apresentadas abaixo:

- Valores nominais do MSIP pentafásico:

Potência nominal,  $P = 15 \text{ CV (11 kW)}$

Tensão nominal,  $V_L = 220 \text{ V}$  (ligação do enrolamento em estrela)

Corrente nominal,  $I = 12,5 \text{ A}$  (ligação do enrolamento em estrela)

Frequência nominal,  $f = 90 \text{ Hz}$

Número de polos,  $p = 6$  (ímãs permanentes de terras raras de NdFeB)

Velocidade nominal,  $N = 1800 \text{ rpm}$

- Características construtivas do MSIP pentafásico:

Número de ranhuras do estator,  $Q = 45 \text{ ranhuras}$

Comprimento do núcleo do estator,  $L = 100,5 \text{ mm}$

Diâmetro interno do núcleo do estator,  $D_{in} = 150 \text{ mm}$

Diâmetro externo do núcleo do estator,  $D_{ext} = 220 \text{ mm}$

O desenho da chapa do estator pentafásico é apresentado no Anexo VI, o desenho com as características construtivas do rotor é apresentado no Anexo II, o

diagrama do enrolamento pentafásico é apresentado na Figura 5.3 e no Anexo VII, o ensaio a vazio e forma de onda de tensão são apresentados no Anexo VIII e o registro fotográfico do MSIP trifásico original é apresentado no Anexo IX.

➤ Valores calculados para o MSIP pentafásico:

Fator de enrolamento da componente fundamental;

$$F_{e1} = 0,98 \text{ (Tabela 5.1)}$$

Tensão de fase do estator pentafásico (ligação estrela);

$$V_f = \frac{V_L}{1,1756} = \frac{220}{1,1756} = 187,14 \text{ V}$$

Número de espiras por fase,  $N_{ef}$ ;

Utilizando o mesmo fluxo por polo do MSIP original, obtém-se;

$$N_{ef} = \frac{V_f}{4,44 \times f \times \phi_p \times f_{e1}} = \frac{187,14}{4,44 \times 90 \times 3,71 \times 10^{-3} \times 0,98} = 128,78$$

Número de espiras por bobina,  $N_{eb}$ ,

$$N_{eb} = \frac{N_{ef}}{N_{bf}} = \frac{128,78}{9} = 14,3 \approx 14$$

Número de bobinas por fase,  $N_{bf}$ ;

$$N_{bf} = \frac{Q}{m} = \frac{45 \text{ ranhuras}}{5 \text{ fases}} = 9 \text{ bobinas}$$

Corrente nominal, ligação estrela.  $I_L = I_f$ ;

Utilizando fator de potência,  $fp = 0,97$  e rendimento,  $\eta = 97 \%$ ;

$$I_L = I_f = \frac{P}{5 \times V_f \times fp \times \eta} = \frac{11000}{5 \times 187,14 \times 0,97 \times 0,97} = 12,50 \text{ A}$$

Área do fio de uma espira,  $a_{fe}$ ;

Utilizando a mesma densidade de corrente do MSIP original, obtém-se;

$$a_{fe} = \frac{I_f}{J} = \frac{12,5 A}{7,38 A/mm^2} = 1,69 mm^2 \rightarrow 3 \times N 19 AWG (1,97 mm^2)$$

➤ Características do enrolamento do MSIP pentafásico:

Números de ranhuras do estator,  $Q = 45$  ranhuras

Diposição das bobinas, enrolamento de camada dupla

15 grupos de 2 bobinas + 15 grupos de 1 bobina

Número de espiras por bobina,  $N_{eb} = 14$  espiras por bobina

Passo do enrolamento,  $y = 7 (1 - 8)$

Conexão em série dos grupos de bobinas – fases conectadas em Y

Nº de espiras em série por fase,  $N_{ef} = 126$  espiras/fase

Bitola do fio: 3 x N 19 AWG ( $S_c = 1,97 mm^2$  - total)

## 5.6. Parâmetros do Protótipo do MSIP Pentafásico

Foram desenvolvidos vários métodos para determinação dos parâmetros de MSIP, dentro os quais pode-se destacar os seguintes métodos: a) cálculo analítico [48] [49], b) ensaios estáticos (rotor bloqueado) [50] [49] [51], c) ensaios a vazio e com carga [50] [52], d) análise de elementos finitos [53], e) análise da forma de onda de transitório de corrente [54] e f) determinação em tempo real utilizando resposta do estator a injeção de sinais [55]. Para determinação dos parâmetros do protótipo do MSIP pentafásico, foram utilizados os métodos: a) cálculo analítico e b) ensaios estáticos (rotor bloqueado), os quais são apresentados a seguir.

### 5.6.1. Resistência do Enrolamento do Estator

O valor da resistência de fase do enrolamento do estator foi obtido através de medição em corrente contínua. O efeito pelicular (“*skin*”), pode ser desprezado, não sendo necessário efetuar cálculos de conversão da resistência em corrente contínua para a resistência em corrente alternada [50] [56].

As medições foram realizadas para as cinco fases, medindo-se a resistência entre os terminais de cada enrolamento, como mostrado na Figura 5.4, utilizando-se os equipamentos listados a seguir.

Fonte CC 0 – 60 (V) 0–20 (A)  
 Modelo: FA6020 C/OVP, Número de Série: 2211,  
 Fabricante: SUPLITEC Suprimentos Técnicos Ltda

Osciloscópio Tektronix TPS 2012 100 MHz  
 Número de série: TPS 2012 C012054

Ponteira de tensão Tektronix  
 P5120 AC/DV Voltage Probe

Ponteira de corrente Tektronix  
 A622 AC/DV Current Probe

Mini termômetro digital infravermelho Fluke 62

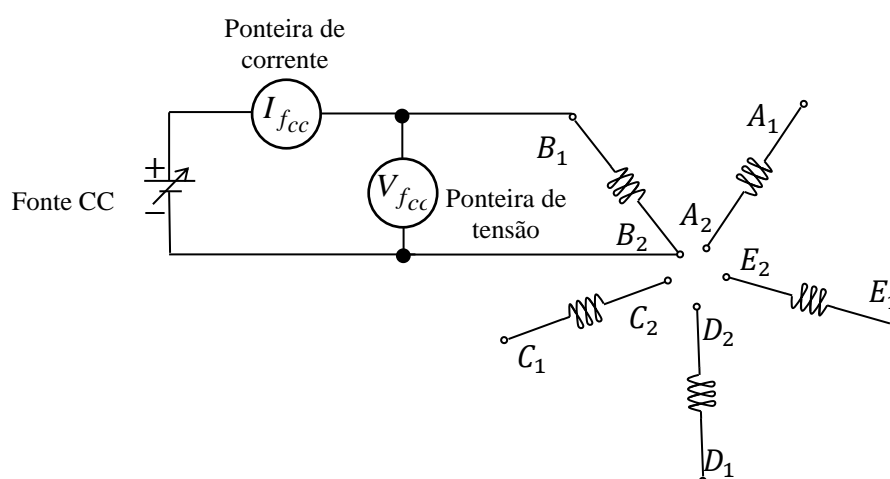


Figura 5.4– Conexão para medição da resistência do enrolamento do estator.

Os valores obtidos após a realização das medições e cálculos utilizando a equação (5.1) estão resumidos na Tabela 5.3.

$$r_s = \frac{V_{fcc}}{I_{fcc}} \quad (5.1)$$

Tabela 5.3 – Valores da resistência de fase dos enrolamentos.

Fase	$V_{fcc}$ (V)	$I_{fcc}$ (A)	$r_s$ ( $\Omega$ )	Temperatura ( $^{\circ}C$ )
a	5,51	8,77	0,6282	23,8 $^{\circ}C$
b	5,50	8,87	0,6200	23,8 $^{\circ}C$
c	5,67	8,89	0,6377	23,8 $^{\circ}C$
d	5,52	8,89	0,6202	23,8 $^{\circ}C$
e	5,52	8,70	0,6352	23,8 $^{\circ}C$

Fazendo-se a média aritmética das resistências de fase da Tabela 5.3, obtem-se a a resistência de fase do enrolamento do estator.

$$r_s = 0,6283(\Omega)$$

### 5.6.2. Indutância de Dispersão

O método de cálculo analítico da indutância de dispersão baseado nas referências [49] [51] [57] [58] e utilizando as informações dimensionais (geometria) e características construtivas (dados de bobinagem) do motor é apresentado a seguir.

A indutância de dispersão do enrolamento do estator é calculada pela equação (5.2).

$$L_{ls} = L_{lr} + L_{lc} + L_{le} + L_{lt} \quad (5.2)$$

onde:

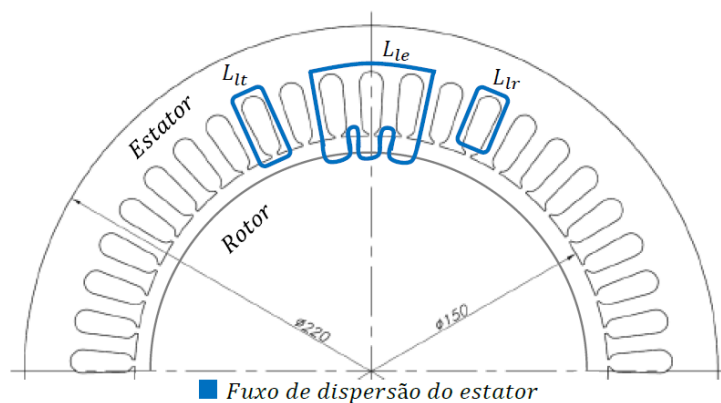
$L_{lr}$  é a indutância de dispersão da ranhura do estator;

$L_{lc}$  é a indutância de dispersão da cabeça de bobina do estator;

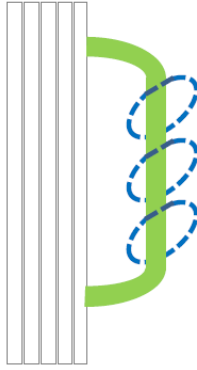
$L_{le}$  é a indutância de dispersão do entreferro do enrolamento do estator;

$L_{lt}$  é a indutância de dispersão do topo do dente do estator.

A Figura 5.5 mostra o caminho dos fluxos magnéticos que dão origem as indutâncias de dispersão do enrolamento do estator.



(a) ranhura ( $L_{lr}$ ), entreferro( $L_{le}$ ), topo do dente ( $L_{lt}$ ).



(b) cabeça de bobina ( $L_{lc}$ ).

Figura 5.5– Indutâncias de dispersão do enrolamento do estator.

### Indutância de Dispersão da Ranhura do Estator

A indutância de dispersão da ranhura por fase é calculada pela equação (5.3).

$$L_{lr} = \frac{4m}{Q} \mu_0 L N_{ef}^2 \lambda_{lr} \quad (5.3)$$

onde:

$m$  é o número de fase,  $m = 5$

$Q$  é o número de ranhuras do estator,  $Q = 45$  ranhuras

$\mu_0$  é permeabilidade magnética do ar,  $\mu_0 = 0,4\pi \times 10^{-6} \text{ H/m}$

$L$  é o comprimento do núcleo do estator,  $L = 0,1005 \text{ m}$

$N_{ef}$  é o número de espiras por fase,  $N_{ef} = 126 \text{ espiras/fase}$

$\lambda_{lr}$  é o coeficiente de permeância da ranhura dado pela equação (5.4).

O coeficiente de permeância da ranhura do estator considerando uma ranhura oval semi-fechada com enrolamento de camada única, ilustrada na Figura 5.6, é calculado pela equação (5.4).

$$\lambda_{lr} = 0,1424 + \frac{h_{11}}{3b_{12}} k_t + \frac{h_{12}}{b_{12}} + 0,5 \text{ sen}^{-1}[\sqrt{1 - (b_{14}/b_{12})^2}] + \frac{h_{14}}{b_{14}} \quad (5.4)$$



$$k_t = 3 \frac{4t^2 - t^4(3 - 4 \ln t) - 1}{4(t^2 - 1)^2(t - 1)}, \quad t = \frac{b_{11}}{b_{12}} \quad (5.5)$$

onde:

$$b_{11} = 7,50 \text{ mm}, b_{12} = 6,00 \text{ mm}, b_{14} = 2,20 \text{ mm},$$

$$h_{11} = 13,20 \text{ mm}, h_{12} = 0,50 \text{ mm}, h_{13} = 3,00 \text{ mm}, h_{14} = 0,75 \text{ mm},$$

são as dimensões da ranhura ilustrada na Figura 5.4.

Para o enrolamento de camada dupla, é necessário multiplicar a equação (5.4) pelo fator:

$$\frac{3y/y_p + 1}{4}$$

onde:

$y$  é o passo do enrolamento,  $y = 73,304 \text{ mm}$ ;

$y_p$  é o passo polar,  $y_p = 78,54 \text{ mm}$ .

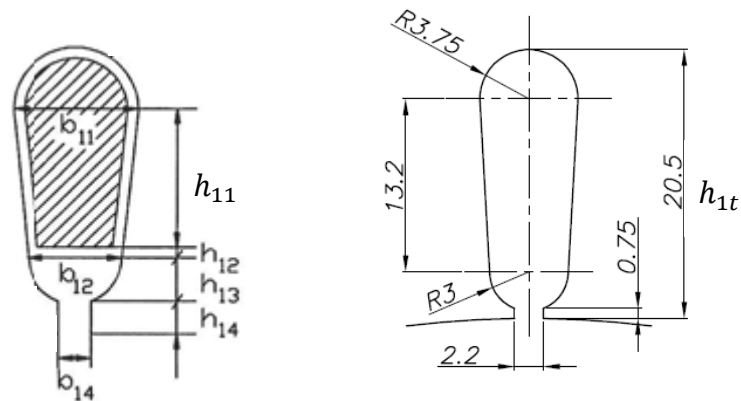


Figura 5.6 – Ilustração das dimensões da ranhura oval semi-fechada.

### Indutância de Dispersão da Cabeça de Bobina

A indutância de dispersão da cabeça de bobina por fase do estator é calculada pela equação (5.6).

$$L_{lr} = \frac{4 m}{Q} \mu_0 N_{ef}^2 l_{lc} \lambda_{lc} \quad (5.6)$$

$$\lambda_{lc} \approx 0,34 q \left( 1 - \frac{2}{\pi} \frac{y}{l_{lc}} \right) \quad (5.7)$$

$$l_{lc} \approx (0,025 p + 1,2) \frac{\pi(D_{in} + h_{lt})}{p} \frac{y}{y_p} + 0,02 m \quad (5.8)$$

onde:

$\lambda_{lc}$  é o coeficiente de permeância da cabeça de bobina;

$l_{lc}$  é o comprimento de um lado da cabeça da bobina, equação (5.8);

$q$  é o número ranhuras por pólo e por fase,  $q = 1 \ 1/2$ ;

$p$  é o número de pólos,  $p = 6$ ;

$D_{in}$  é o diâmetro interno do núcleo do estator,  $D_{in} = 0,150 m$ ;

$h_{lt}$  é a altura do dente,  $h_{lt} = 0,0205 m$

### **Indutância de Dispersão do Entreferro do Enrolamento do Estator**

A indutância de dispersão do entreferro por fase do enrolamento do estator é calculada pela equação (5.9).

$$L_{le} = \frac{4 m}{Q} \mu_0 L N_{ef}^2 \lambda_{le} \quad (5.9)$$

O coeficiente da permeância de entreferro,  $\lambda_{le}$ , é calculada pela equação (5.10).

$$\lambda_{le} = \frac{m q y_p f_{e1}^2}{\pi^2 g_q k_C k_{sat}} \tau_{d1} \quad (5.10)$$

onde:

$f_{e1}$  é o fator de enrolamento,  $f_{e1} = 0,98$ ;

$g_q$  é o entreferro físico do eixo q,  $g_q = 0,0031 m$ ;

$k_{sat}$  é o coeficiente de saturação do circuito magnético,  $k_{sat} = 1$ ;

$\tau_{d1}$  é o fator de entreferro, calculado pela equação (5.11),

$$\tau_{d1} = \frac{\pi^2 (10q^2 + 2)}{27} \left[ \text{sen} \left( \frac{30^\circ}{q} \right) \right]^2 - 1 \quad (5.11)$$

$k_C$  é o coeficiente de Carter calculado pela equação (5.12),

$$k_C = \frac{t_1}{t_1 - \gamma_1 g} \quad (5.12)$$

$t_1$  é passo de ranhura calculado pela equação (5.13).

$$t_1 = \frac{\pi D_{in}}{Q} \quad (5.13)$$

$\gamma_1$  é calculado pela equação (5.14).

$$\gamma_1 = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{b_{14}}{2g} \text{tg}^{-1} \left( \frac{b_{14}}{2g} \right) - \ln \sqrt{1 + \left( \frac{b_{14}}{2g} \right)^2} \right] \quad (5.14)$$

### **Indutância de Dispersão do Topo do Dente do Estator**

A indutância de dispersão do topo do dente por fase do estator é calculada pela equação (5.15).

$$L_{lt} = \frac{4m}{Q} \mu_0 L N_{ef}^2 \lambda_{lt} \quad (5.15)$$

O coeficiente de permeância do topo de dente,  $\lambda_{lt}$ , é calculada pela equação (5.16).

$$\lambda_{lt} \approx \frac{5g/b_{14}}{5 + 4g/b_{14}} \quad (5.16)$$

onde:

$g$  é o entreferro físico do eixo  $d$ ,  $g = 0,70\text{mm}$ ;

$b_{14}$  é a largura da abertura da ranhura,  $b_{14} = 2,20\text{mm}$ .

Os valores obtidos após a realização dos cálculos a partir das equações (5.2) a (5.16) estão resumidos na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Valores dos coeficientes de permeância e indutâncias de dispersão.

Coeficiente de Permeância	Indutâncias de Dispersão ( $mH$ )
$\lambda_{lr} = 1,7626$	$L_{lr} = 1,5705$
$\lambda_{lc} = 0,3302$	$L_{lc} = 0,3876$
$\lambda_{le} = 0,7976$	$L_{le} = 0,7107$
$\lambda_{lt} = 0,2536$	$L_{lt} = 0,2259$

Somando-se as indutâncias de dispersão da Tabela 5.4, obtém-se a indutância de dispersão do enrolamento do estator.

$$L_{ls} = 2,8947(mH)$$

### 5.6.3. Indutância do eixo Direto

Os terminais de uma fase são alimentados com uma fonte de tensão alternada variável. A fonte de tensão é ajustada para uma corrente de aproximadamente 60% do valor nominal da corrente do motor. Mantendo-se a tensão constante gira-se o rotor até que se encontre a posição em que seja medido a corrente máxima. Ajusta-se novamente a fonte da tensão para obter-se uma corrente de aproximadamente 60% do valor nominal da corrente do motor. Neste momento mede-se a tensão  $v_{ds}$  e a corrente  $i_{ds}$ .

Com os valores medidos, calcula-se a reatância do eixo direto, através da equação (5.17).

$$X_{ds} = \sqrt{\left(\frac{v_{ds}}{i_{ds}}\right)^2 - r_s^2} \quad (5.17)$$

A indutância do eixo direto é calculada através da equação (5.18).

$$L_{ds} = \frac{X_{ds}}{2\pi f} \quad (5.18)$$

onde:

$f$  é a frequência da fonte de tensão alternada variável, 60 Hz.

Para o ensaio foram utilizados os mesmos equipamentos utilizados no ensaio para medição da resistência do enrolamento do estator, exceto a Fonte CC que foi substituída pela Fonte CA variável (“*Inductrol Voltage Regulator*”), fabricante: General Electric

A Figura 5.7 mostra a conexão utilizada para medição das indutâncias.

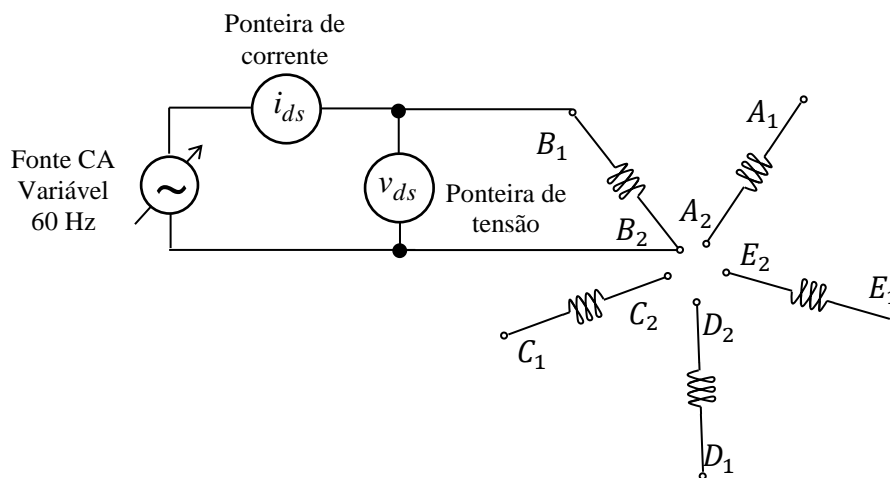


Figura 5.7– Conexão para medição das indutâncias.

Os valores obtidos após a realização das medições e cálculos utilizando as equação (5.17) e (5.18) estão resumidos na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Valores das indutâncias do eixo direto.

<i>Fase</i>	$v_{ds}$ (V)	$i_{ds}$ (A)	$X_{ds}$ ( $\Omega$ )	$L_{ds}$ (mH)
<i>a</i>	24,04	8,02	2,9309	7,7744
<i>b</i>	23,10	8,30	2,7172	7,1918
<i>c</i>	22,70	8,07	2,7418	7,2729
<i>d</i>	22,70	8,19	2,6995	7,1606
<i>e</i>	22,80	8,21	2,7051	7,1755

Fazendo-se a média aritmética das indutâncias de eixo direto da Tabela 5.5, obtém-se a indutância do eixo direto do enrolamento do estator.

$$L_{ds} = 7,3150(mH)$$

#### 5.6.4. Indutância do Eixo em Quadratura

Repete-se o procedimento para determinação da indutância do eixo direto, porém gira-se o rotor até que se encontre a posição em que seja medido a corrente mínima. Neste momento mede-se a tensão  $v_{qs}$  e a corrente  $i_{qs}$ .

Com os valores medidos, calcula-se a retância do eixo em quadratura, através da equação (5.19).

$$X_{qs} = \sqrt{\left(\frac{v_{qs}}{i_{qs}}\right)^2 - r_s^2} \quad (5.19)$$

A indutância do eixo em quadratura é calculada através da equação (5.20).

$$L_{qs} = \frac{X_{qs}}{2\pi f} \quad (5.20)$$

onde:

$f$  é a frequência da fonte de tensão alternada variável, 60 Hz.

Os valores obtidos após a realização das medições e cálculos utilizando as equações (5.19) e (5.20) estão resumidos na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Valores das indutâncias de eixo em quadratura.

<i>Fase</i>	$v_{qs}$ (V)	$i_{qs}$ (A)	$X_{qs}$ ( $\Omega$ )	$L_{qs}$ (mH)
<i>a</i>	53,15	7,97	7,0233	17,6109
<i>b</i>	53,50	8,27	0,6200	17,0789
<i>c</i>	53,20	8,21	0,6377	17,1076
<i>d</i>	53,20	8,24	0,6202	17,0447
<i>e</i>	53,90	8,16	0,6352	17,4418

Fazendo-se a média aritmética das indutâncias de eixo direto da Tabela 5.6, obtém-se a indutância de eixo em quadratura do enrolamento do estator.

$$L_{qs} = 17,2568(mH)$$

### 5.6.5. Fluxo Enlaçado do Imã Permanente

A amplitude do fluxo enlaçado do enrolamento do estator, devido ao fluxo produzido pelos ímãs permanentes do rotor, é obtida por meio do ensaio a vazio a partir da medição do valor da tensão de fase em vazio (circuito aberto) e da velocidade do motor quando o MSIP pentafásico é acionado por outra máquina. Considerando a tensão induzida senoidal, a equação que relaciona o fluxo enlaçado, a tensão de fase e a velocidade do rotor é dada por:

$$v = \omega_r \lambda_m \quad (5.21)$$

onde:

$v$  é o valor eficaz da tensão de fase em Volts;

$\omega_r$  é a velocidade do rotor em radianos elétricos por segundo;

$\lambda_m$  é a amplitude do fluxo enlaçado do ímã permanente em Weber;

No ensaio a vazio realizado, quando o protótipo MSIP pentafásico rodou numa velocidade de 1800 rpm, a tensão de fase em vazio medida foi de 183,5 Volts. Utilizando a equação (5.21) obteve-se a amplitude do fluxo enlaçado do ímã.

$$\lambda_m = 0,3277 Wb$$

Os dados nominais e os parâmetros obtidos por meio de cálculos e ensaios do protótipo do MSIP pentafásico estão resumidos na Tabela 5.7.

Tabela 5.7 – Dados do Protótipo do MSIP pentafásico.

Potência nominal	$P = 11 \text{ kW (15 CV)}$
Tensão nominal (tensão de linha)	$V = 220 \text{ V}$
Corrente nominal	$I = 12,5 \text{ A (ligação estrela)}$
Frequência nominal	$f = 90 \text{ Hz}$
Número de polos	$p = 6$
Velocidade nominal	$N = 1800 \text{ rpm}$
Torque nominal	$T = 58,4 \text{ N.m}$
Resistência do enrolamento do estator	$r_s = 0,6283 \Omega$
Indutância de dispersão	$L_{ls} = 2,8947 \text{ mH}$
Indutância do eixo direto	$L_{ds} = 7,3150 \text{ mH}$
Indutância do eixo em quadratura	$L_{qs} = 17,2568 \text{ mH}$
Fluxo enlaçado do imã	$\lambda_m = 0,3277 \text{ Wb}$



## 6. IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A implementação da bancada experimental de acionamento e controle do MSIP pentafásico foi realizada no Laboratório de Máquinas Elétricas (LABMAQ) do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ.

### 6.1. Descrição da Bancada

Na Figura 6.1 é mostrado a foto da bancada experimental, com as partes designadas conforme se segue:

- I. Protótipo MSIP pentafásico 11kW / 220Vca / 6 polos ;
- II. *Encoder* incremental, 2048 pulsos/revolução fabricante Veeder Root modelo HS35N204893CR0;
- III. Máquina de corrente contínua (dinamômetro);
- IV. Fonte de tensão trifásica variável 15 kW / 0-220 Vca;
- V. Disjuntores (alimentação, *by-pass*, fontes auxiliares);
- VI. Painel (retificador, inversor, placa de controle);
- VII. *Notebook*;
- VIII. Fontes auxiliares 35W/+5V/+15V/-15V, fabricante Mean Well, modelo NET-35C;
- IX. Placa de controle com DSP TMS320F28335, com aquisição e condicionamento de sinal de *encoder*, bornes PWM's, AD's, IO digital e *encoder*, fabricante Recriar Tecnologias;
- X. Módulo retificador trifásico 11 kW / 220Vca / 312Vcc, fabricante Recriar Tecnologias ;
- XI. Módulo inversor trifásico 10 kW / 0-220Vca, com *IGBT's*, drivers para acionamento de *IGBT's*, aquisição e condicionamento de sinal de corrente e proteção contra curto-circuito, fabricante Recriar Tecnologias;
- XII. Resistores 100  $\Omega$  / 20 W;
- XIII. Fusíveis ultra-rápido 25A;
- XIV. Interface USB - JTAG, fabricante Spectrum Digital, modelo XDS100v2 .

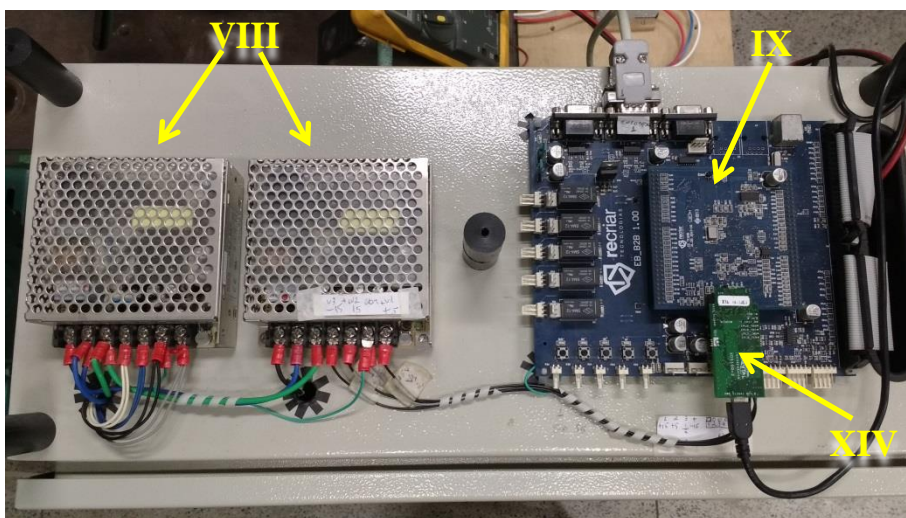
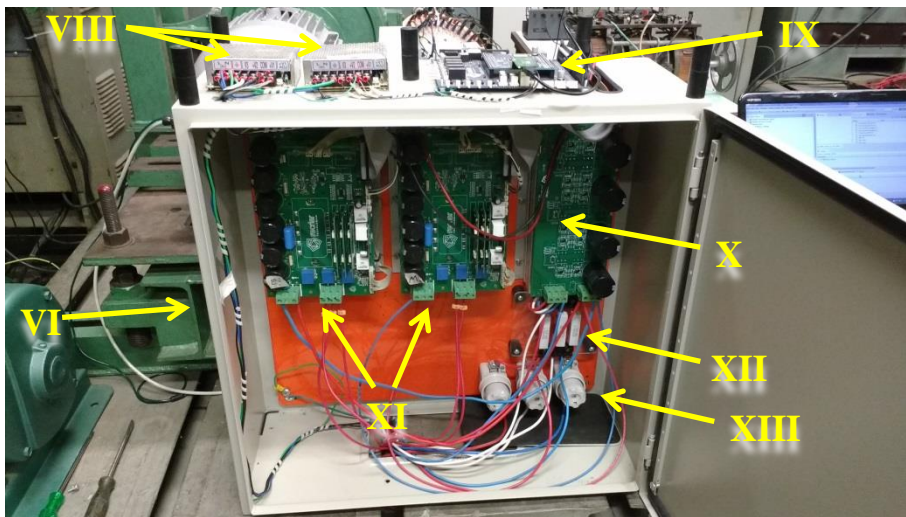
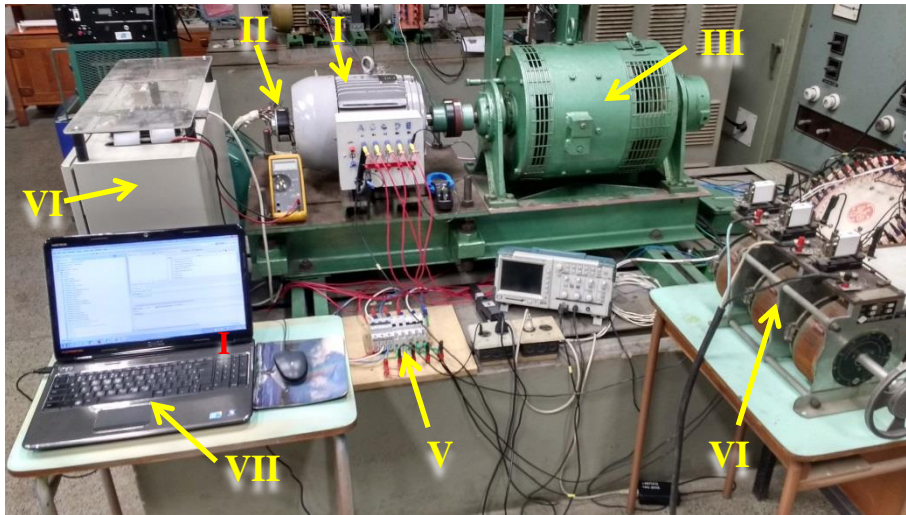


Figura 6.1 – Foto da bancada experimental.

Topologias de conversores baseada em alguma redundância de *hardware* tem sido sugerida para reconfigurar o sistema de acionamento no caso de perda de fase. Porém para reduzir a complexidade do controle e também obter um conversor de forma simples e rápida, optou-se por utilizar a topologia do protótipo do inversor pentafásico com conversor fonte de tensão, em ponte completa, formado por dez IGBTs com dez diodos conectados em anti-paralelo, como mostrado na Figura 6.2.

O protótipo do inversor pentafásico é obtido a partir de dois módulos inversores trifásicos, como mostrado na Figura 6.3 - Diagrama diagrama esquemático da bancada experimental implementada no laboratório.

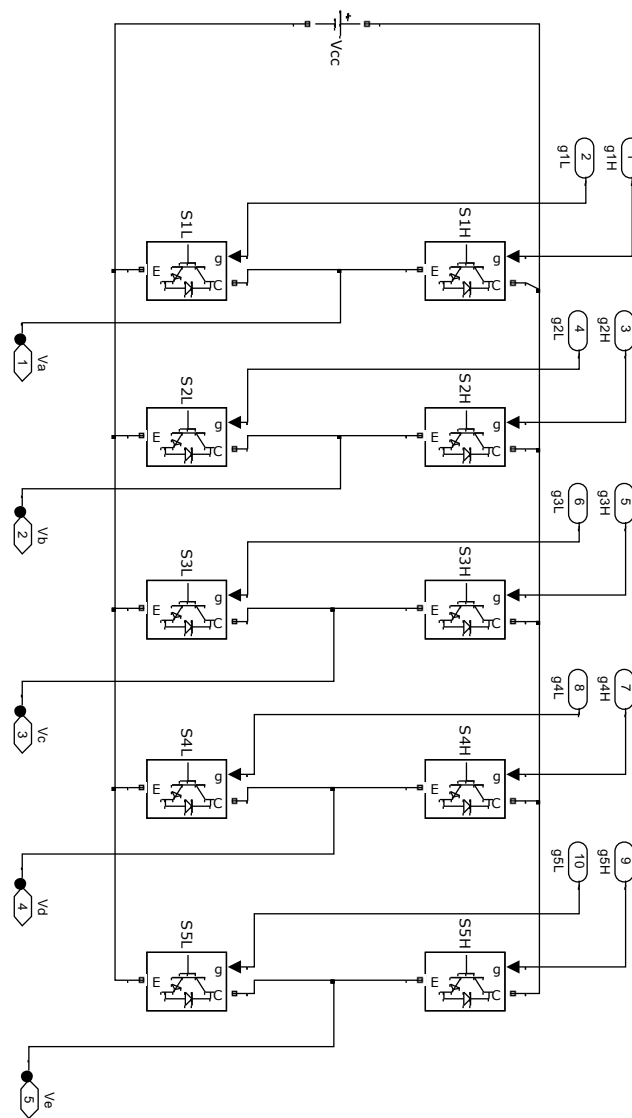


Figura 6.2 – Topologia do protótipo do inversor pentafásico.

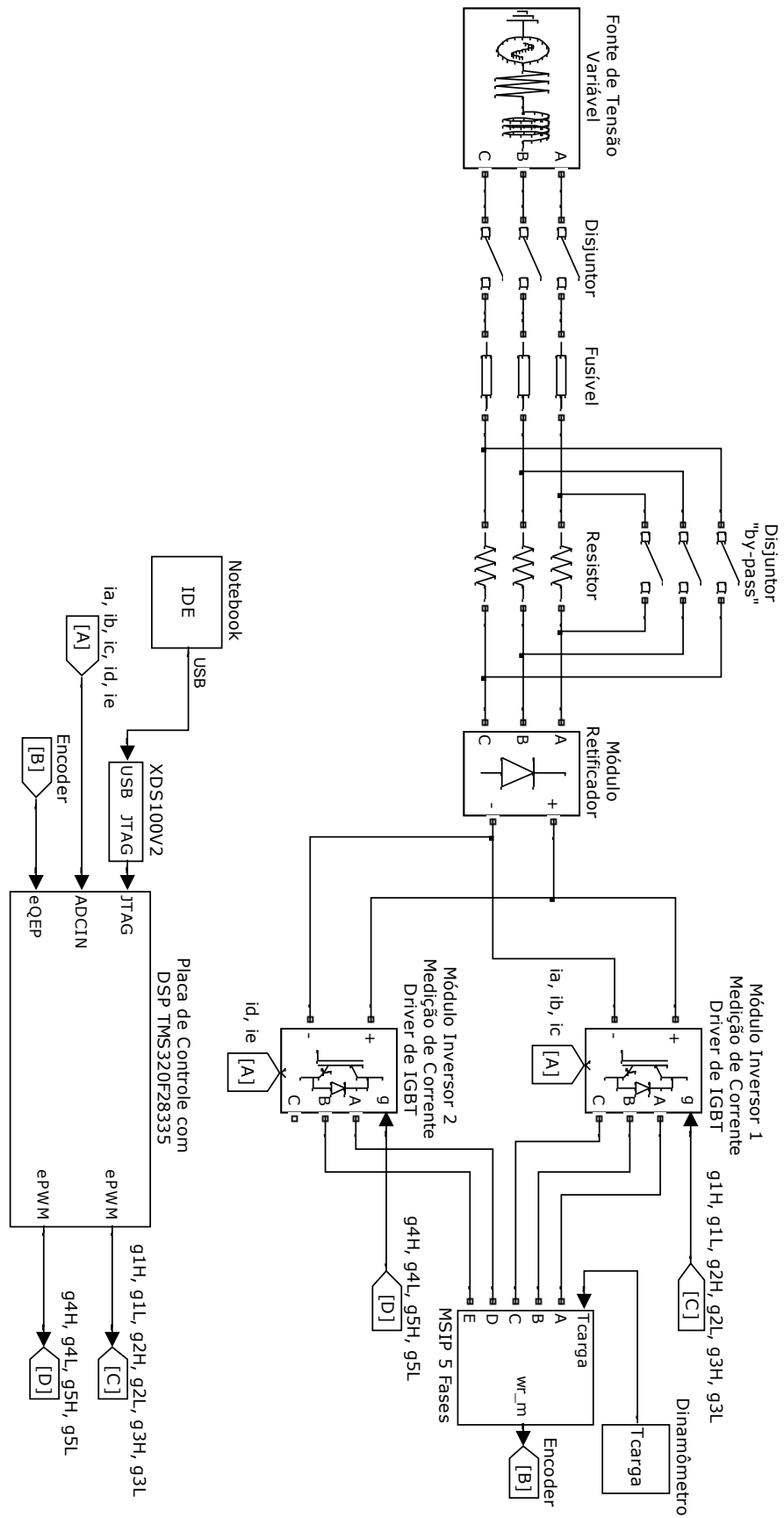


Figura 6.3 – Diagrama esquemático da bancada experimental.

## 6.2. Operação e Controle do Motor

O algoritmo de controle foi desenvolvido no *Code Composer Studio*<sup>®</sup>, que é o ambiente integrado de desenvolvimento para família C2000 de processadores de sinais digitais da Texas Instruments.

O fluxograma básico de operação e controle é mostrado na Figura 6.4. Após a inicialização do hardware e do Software, o sistema entra em um *loop* fechado, aguardando a requisição da interrupção do PWM. O temporizador utilizado para o PWM gera uma interrupção a cada período, em outras palavras, a interrupção é gerada quando o contador do temporizador chega a zero (*underflow interrupt*), como mostrado na Figura 6.5.

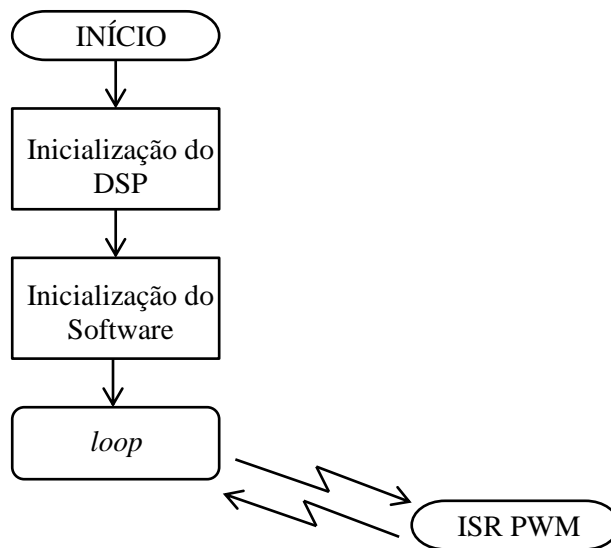


Figura 6.4 – Fluxograma básico de operação e controle.

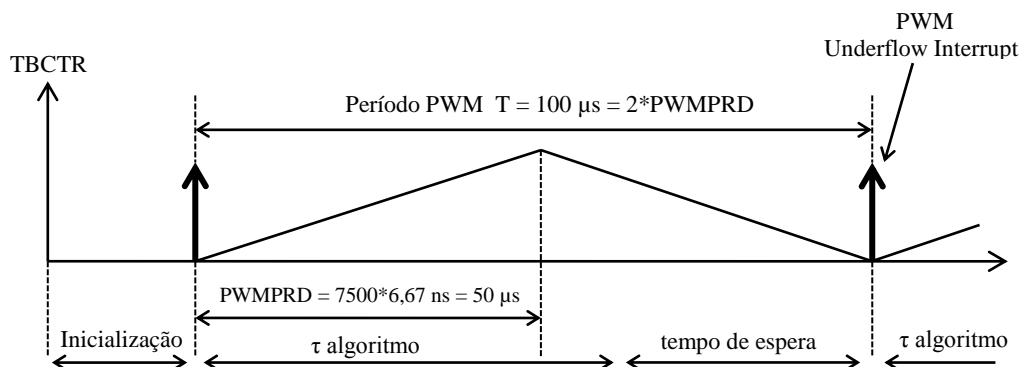


Figura 6.5 – Interrupção do PWM.

Todo algoritmo de controle do motor (Figura 6.6), desde a leitura e conversão das correntes até a geração dos pulsos do PWM, é realizado durante uma interrupção e executado dentro do intervalo de tempo de um período PWM (Figura 6.5).

Foi adotado um período de interrupção de 100  $\mu$ s, considerando o tempo de execução do algoritmo de controle calculado aproximadamente em 50  $\mu$ s acrescido do tempo para executar algumas tarefas no *loop* do programa principal além de uma certa margem de segurança, correspondendo a frequência de amostragem de 10 kHz.

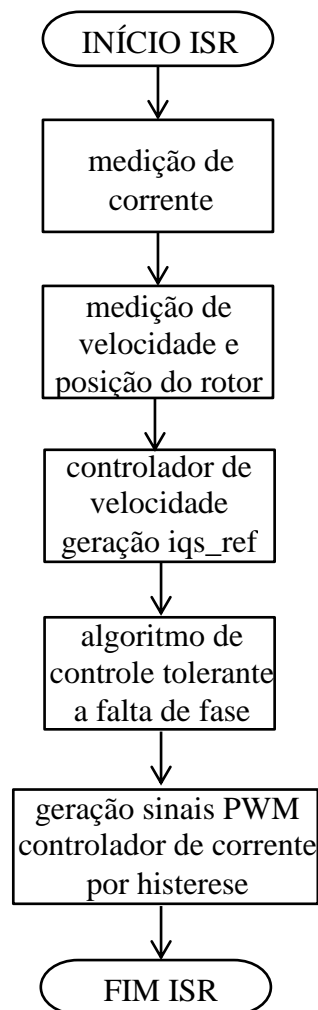


Figura 6.6 – Fluxograma básico do algoritmo de controle.

O algoritmo de controle realizado durante a rotina de interrupção gerada pelo PWM (ISR PWM) foi implementado em linguagem C e faz parte do programa fonte apresentado no Apêndice C.

### 6.3.Partida do Motor

A partida de um motor síncrono de ímãs permanentes diferencia-se da partida de outros tipos de motores, pois com os ímãs no rotor o motor já possui fluxo magnético e ainda não se tem informação da posição do rotor e, portanto, produzir campo girante aplicando-se correntes no estator numa posição arbitrária pode levar a uma reversão momentânea da velocidade ou mesmo a uma falha na partida.

Para obter a informação da posição do rotor foi necessário realizar procedimento que consiste em definir a posição do rotor em relação ao eixo magnético da fase “a”.

Como o *encoder* incremental utilizado gera 2048 pulsos/revolução em cada canal A e B e ainda possui um canal de indexação, que gera um pulso a cada revolução do eixo, o referido procedimento consiste nas seguintes etapas:

1. Coloca-se o programa do DSP em execução, gira-se manualmente o rotor e para-se o mesmo quando o contador de posição (EQep1\_Regs.QPOSCNT) zera. Nesta posição, o canal de indexação gera um pulso e zera o contador de posição quando este está configurado para *position conter reset on index event*.
2. Com o rotor parado na posição em que o contador de posição indica zero (QPOSCNT=0), aplica-se tensão contínua no enrolamento da fase “a”, logo, o eixo magnético “d” do polo mais próximo do rotor irá se deslocar e ficará alinhado com o eixo magnético da fase “a”. O valor registrado agora no contador de posição define a posição do rotor, ou seja, indica a posição relativa entre o eixo “d” do rotor e o eixo magnético da fase “a”, valor este denominado no programa como *cal\_angle*.
3. Antes de partir o motor, coloca-se o programa do DSP em execução, sem habilitar o PWM, gira-se manualmente o rotor (uma volta apenas). O valor registrado no contador de posição será zerado pelo pulso gerado pelo canal de indexação e a posição do rotor, definida no programa como *theta\_raw*, será obtida pelo valor registrado no contador de posição somado ao valor *cal\_angle*, ou seja,  $theta\_raw = QPOSCNT + cal\_angle$ .

As etapas 1 e 2 foram realizadas uma única vez, após a instalação do encoder e a etapa 3 foi realizada antes da partida do motor.

Com a posição do eixo “d” do rotor conhecida, é possível então aplicar um vetor de referência da corrente do estator,  $\bar{I}_{sref}$ , deslocado de  $90^\circ$  elétricos do fluxo do rotor,  $\bar{\psi}_r$ , considerando que o eixo “d” do sistema de coordenadas d-q girante está alinhado com o fluxo do rotor, como mostrado na Figura 6.7. Assim como há uma diferença angular de  $90^\circ$  elétricos entre o fluxo do estator e o fluxo do rotor, a interação dos dois fluxos produz torque e o rotor começa a girar, a fim de se alinhar com  $\bar{I}_{sref}$ .

A cada interrupção gerada pelo PWM (ISR PWM), o vetor corrente do estator,  $\bar{I}_{sref}$ , é atualizado para manter os  $90^\circ$  graus elétricos entre o fluxo do estator e o fluxo do rotor. Esta atualização é realizada baseada na posição do rotor enviada pelo *encoder* ao DSP.

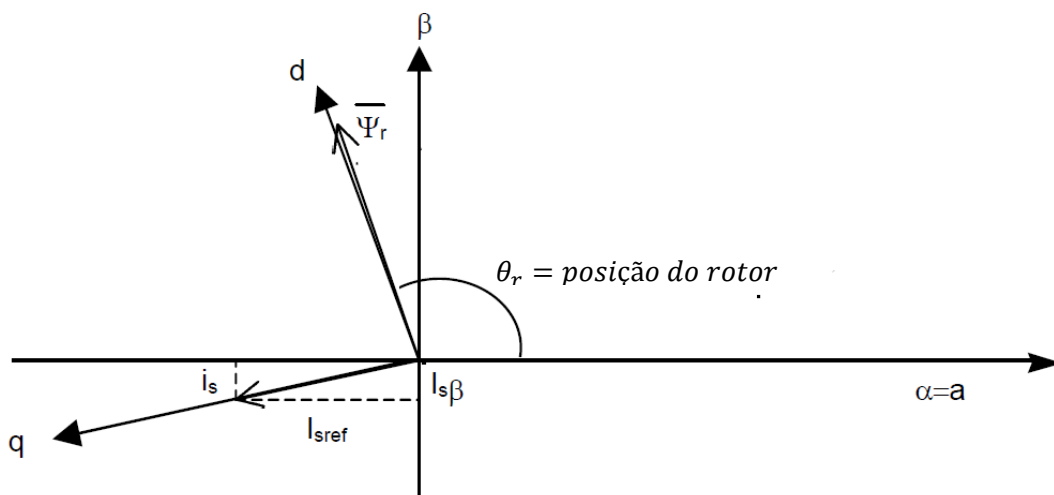


Figura 6.7 – Vetor  $\bar{I}_{sref}$  deslocado  $90^\circ$  elétricos do vetor  $\bar{\psi}_r$ .



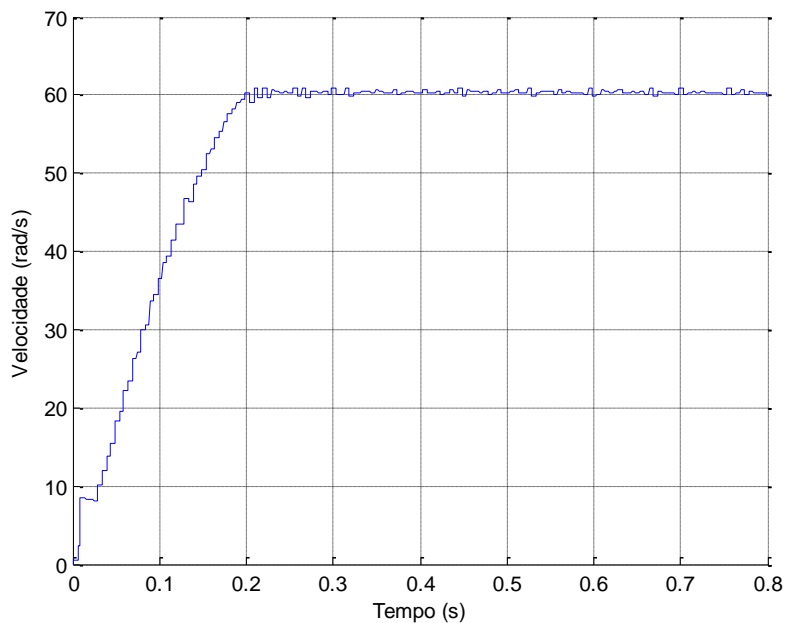
## 6.4. Resultados Experimentais

A seguir são apresentadas algumas formas de onda que comprovam a operação da bancada experimental e do controle do MSIP pentafásico em condições normais de funcionamento com cinco fases balanceadas.

Os dados necessários para plotar as formas de onda foram armazenados em vetores dentro do programa de DSP, os quais são enviados para interface gráfica do usuário desenvolvida pela Texas Instruments conhecida como *GUI Composer*<sup>®</sup>, permitindo assim exibi-los em forma de gráficos na tela do no *Code Composer Studio*<sup>®</sup>. Utilizando o botão direito do *mouse* no *widge* dos gráficos os dados foram exportados para arquivo txt, e utilizando o ambiente Matlab<sup>®</sup> foram traçados os gráficos mostrados a seguir.

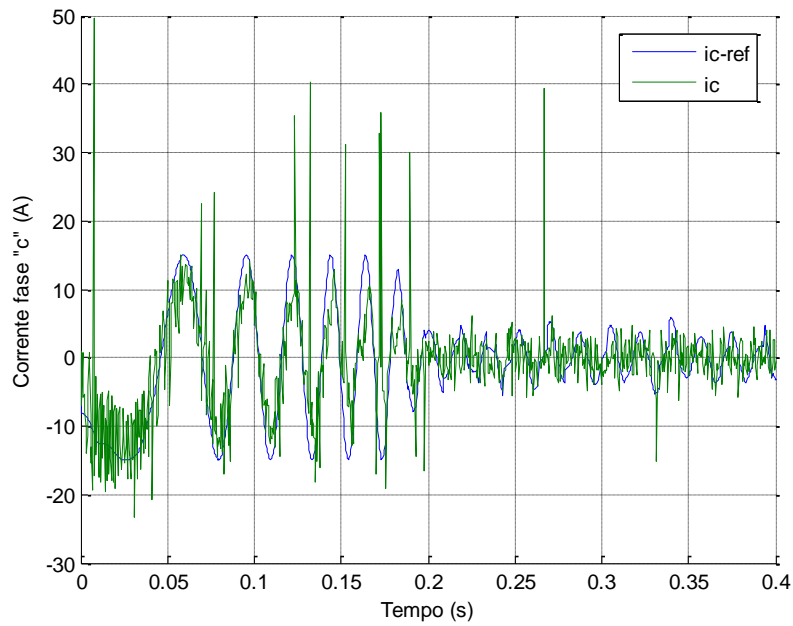
Na Figura 6.8 pode-se observar as formas de onda do transitório de partida do MSIP pentafásico.

A Figura 6.8 (a) mostra a partida do motor atingindo o estado de regime permanente em aproximadamente 200 ms.



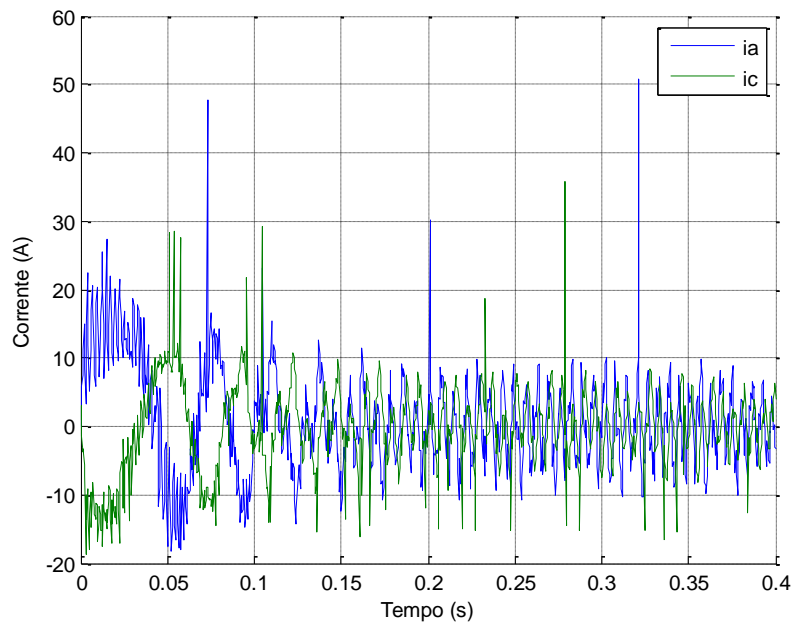
(a) Velocidade, 60 rad/s.

A Figura 6.8 (b) mostra que o controle apresenta um resultado adequado com a corrente da fase “c” acompanhando a referência.



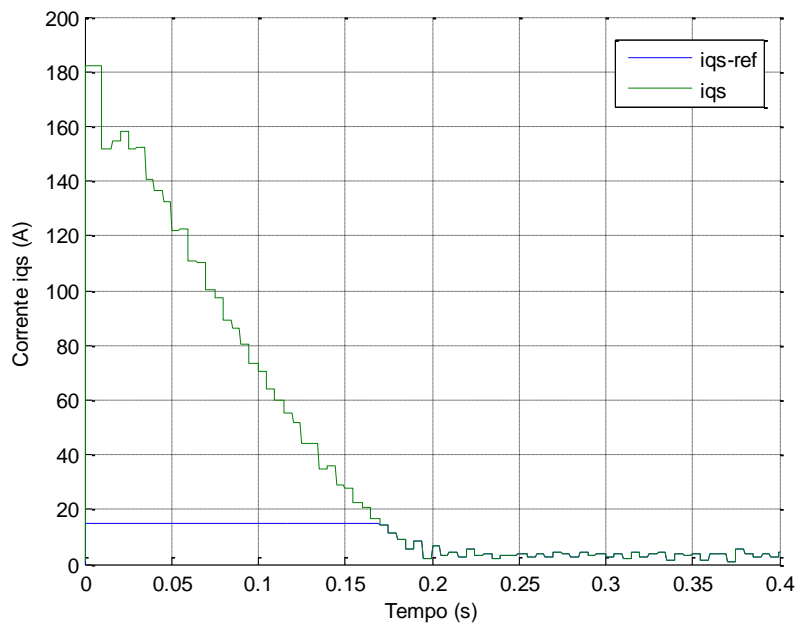
(b) Corrente  $i_c$  e sua referência  $i_{c\_ref}$ .

A Figura 6.8 (c) mostra as correntes nas fases “a” e “c”.



(c) Corrente  $i_a$  e  $i_c$ .

A Figura 6.8 (c) mostra a corrente de referência da componente do eixo em quadratura,  $i_q$ , e sua referência,  $i_{q\_ref}$ . Pode-se observar que o controle apresenta um resultado adequado com a corrente  $i_q$  convergindo e acompanhando a referência. Antes da convergência da corrente  $i_{qs}$ , o valor usado pelo controle é limitado ao valor máximo ajustado em 15 (A). Abaixo do valor máximo pode-se observar que os valores de  $i_{qs}$  e  $i_{qs\_ref}$  são idênticos.

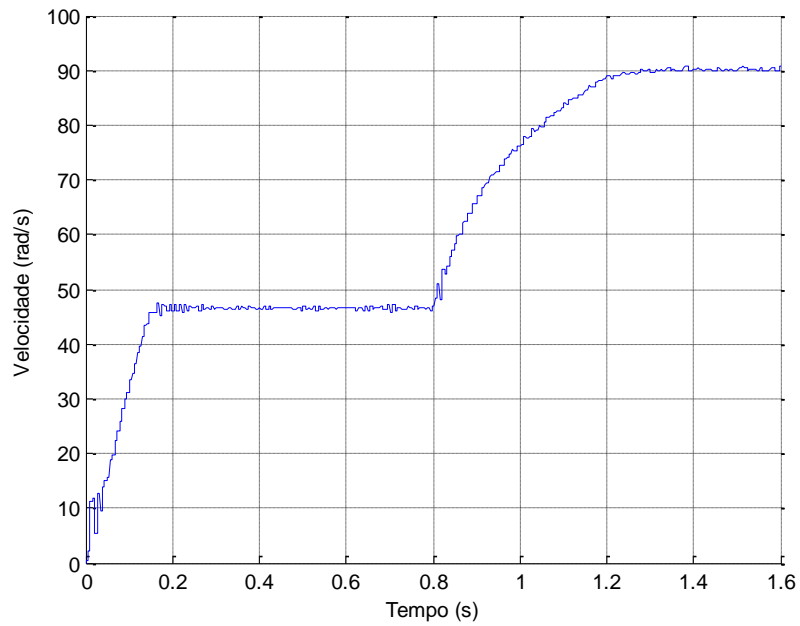


(d) Corrente  $i_{qs}$  e sua referência  $i_{qs\_ref}$ .

Figura 6.8 – Transitório de partida do MSIP pentafásico.

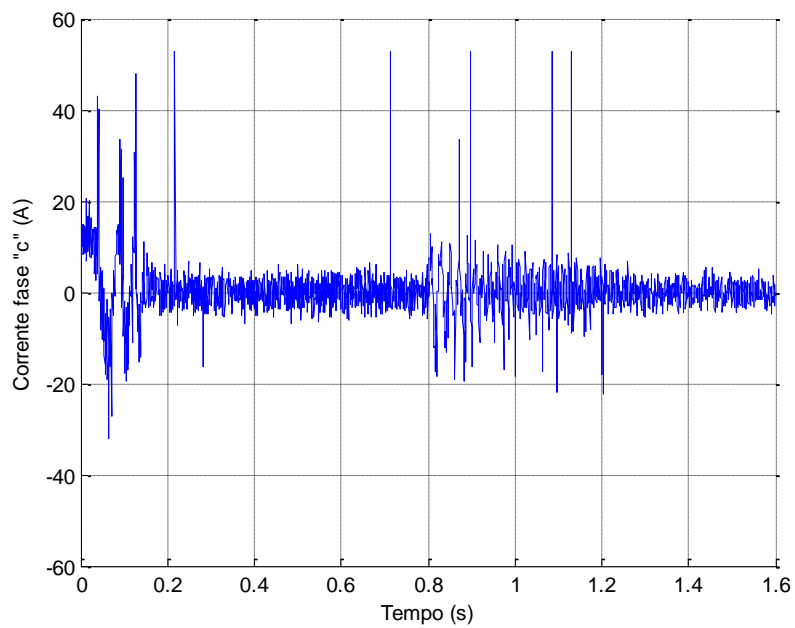
Na Figura 6.9 pode-se observar as formas de onda do transitório de aceleração do MSIP pentafásico.

A Figura 6.9 (a) mostra o funcionamento com aceleração de 45 rad/s para 90 rad/s.



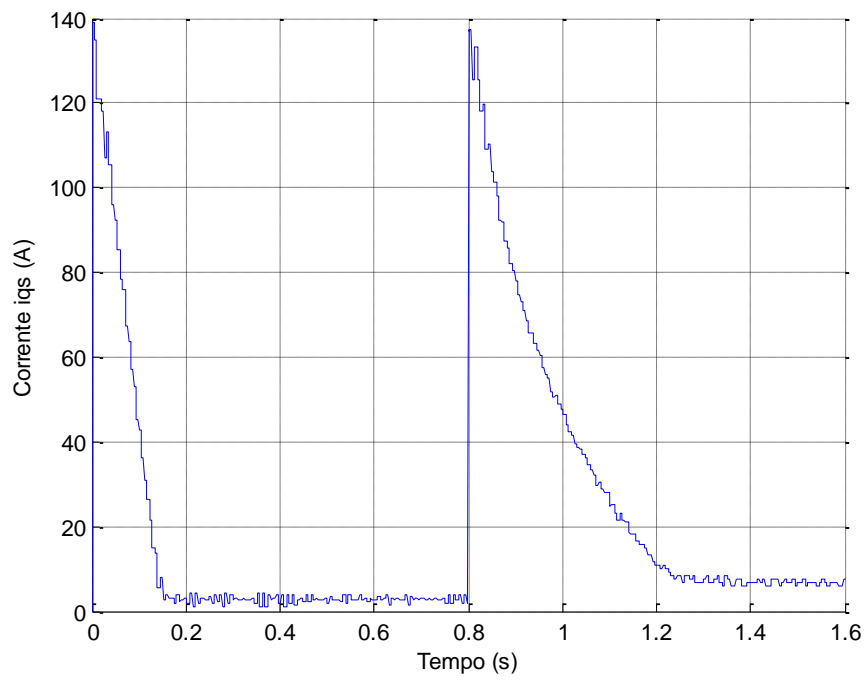
(a) Aceleração, 45 rad/s para 90 rad/s

A Figura 6.9 (b) mostra a corrente na fase “c”



(b) Corrente  $i_c$ .

A Figura 6.9 (c) mostra a corrente  $i_{qs}$ .



(b) Corrente  $i_{qs}$ .

Figura 6.9 – Transitório de aceleração do MSIP pentafásico

## 7. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Dois objetivos principais foram alcançados neste trabalho. O primeiro objetivo foi o estudo e implementação de um MSIP pentafásico. Para atingir este objetivo foi projetado e construído o protótipo de um MSIP pentafásico, 11 kW, 6 polos, 90 Hz. O segundo objetivo foi a melhoria da confiabilidade do acionamento de um MSIP pentafásico com relação a perda de até duas fases. Para atingir este objetivo foi apresentada uma técnica de controle tolerante a falta de fase de um MSIP pentafásico funcionando na condição de perda de até duas fases. As conclusões do trabalho e algumas sugestões para trabalhos futuros são apresentadas a seguir.

### 7.1. Conclusões

Em um motor trifásico, quando uma das fases é perdida, a máquina essencialmente torna-se um motor monofásico. Portanto, para continuar funcionando na condição de falta de fase, é necessário o controle independente das correntes nas duas fases remanescentes. Para conseguir o controle tolerante a falta de fase, neste caso, exige-se mudanças no arranjo físico como utilizar um: inversor de 4 pernas ou dividir o *link* CC com a conexão do condutor neutro, são exigidas. Além disso, o controle tolerante na máquina trifásica essencialmente utiliza a componente de corrente de sequência zero, que é prejudicial para a vida útil do motor. Comparada com as máquinas trifásicas, as máquinas multifásicas oferecem graus de liberdades adicionais para o acionamento dos motores. No MSIP pentafásico, quando ocorre a falta em uma ou até duas fases, o funcionamento do motor com controle tolerante a falta de fase pode ser obtido apenas modificando a estratégia de controle, sem mudança no arranjo físico. Além disso, não há circulação de componente de corrente de sequência zero. Portanto, os MSIP pentafásicos podem alcançar maior confiabilidade do que os motores trifásicos, característica esta de grande importância em algumas aplicações, tais como veículos elétricos e híbridos e em propulsão elétrica de navios. Neste trabalho, estratégias de controle para MSIP pentafásicos foram apresentadas para condições de perda de uma fase, duas fases adjacentes e duas fases não adjacentes.

É importante destacar que a máquina permanece completamente com orientação de campo (controle vetorial) e que o motor pode continuar funcionando, com

torque reduzido, com apenas 3 das cinco fases, o tempo que for necessário para concluir a tarefa ou pode parar de modo seguro tão rapidamente quanto possível para que possa ser realizado o reparo. Tanto continuar funcionando ou parar o motor é realizado com orientação de campo (controle vetorial), eliminando a possibilidade de quebra do eixo do motor ou do equipamento que está sendo acionado.

O motor e o conversor também podem ser dimensionados para suportar o aumento da corrente nas fases remanescentes permitindo continuar funcionando com torque nominal na condição de perda de fase.

Finalmente é importante mencionar que a técnica de controle tolerante a falta de fase apresentada foi desenvolvido somente para MSIPs pentafásico. Entretanto, os conceitos e restrições podem ser adaptadas e estendidas para qualquer tipo de motor de corrente alternada multifásico.

## **7.2.Sugestões para Trabalhos Futuros**

Dentre as sugestões para trabalhos futuros, pode-se citar:

Desenvolvimento de algoritmo de detecção e identificação de falta de fase em tempo real.

Simulação e implementação do método alternativo para obter a amplitude e o ângulo das referências das correntes remanescentes, proposto no item 3.3- Transformação de múltiplas fases.

Desenvolvimento de algoritmo para obter as referências das correntes remanescentes que minimize sobrecorrentes na condição de falta de duas fases.

Desenvolvimento de estratégia de controle para a condição de curto-circuito em uma das fases da MSIP pentafásica que evite oscilação excessiva do torque.

Utilização de outros esquemas de controle de corrente para gerar os sinais dos IGBTs, como controladores de corrente com otimização, redes neurais, lógica “fuzzy”, etc...

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. A. M. Vasquez e H. M. Morishita, “Analysis of diesel-electric propulsion system for offshore support vessels,” em *24º Congresso Nacional de Transporte Aquaviário, Construção Naval e Offshore, Sociedade Brasileira de Engenharia Naval - SOBENA*, Rio de Janeiro - RJ, Brasil, 2012.
- [2] N. N. Pereira e H. L. Brinati, “Estudo do impacto da propulsão diesel-elétrica na emissão de gases poluentes,” em *22º Congresso Nacional de Transporte Marítimos, Construção Naval e Offshore*, Rio de Janeiro - RJ, Brazil, 2006.
- [3] M. R. Patel, “Chapter 7 Electric Propulsion Systems,” em *Shipboard Propulsion, Power Electronics and Ocean Energy*, Boca Raton, Florida, USA, CRC Press Taylor & Francis, 2012, pp. 179 - 207.
- [4] V. M. Moreno e A. Pigazo, “Future trends in electric propulsion systems for commercial vessels,” *Journal of Maritime Research*, vol. 4, n. 2, pp. 81-100, 2007.
- [5] B. A. Bassham, “An Evaluation of Electric Motors for Ship Propulsion,” Ms.C. dissertation, Naval Postgraduate School - NPS, Monterey, California, USA, 2003.
- [6] J. R. Fu e T. A. Lipo, “Disturbance free operation of a multiphase current regulated motor drive with an opened phase,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, n. 5, pp. 1267-1274, 1994.
- [7] A. K. Ådnanes, “Maritime Electrical Installations And Diesel Electric Propulsion,” ABB AS Marine, Oslo - Noruega, 2003.
- [8] R. Krishnan, “Chapter 1 Permanent Magnets and Machines,” em *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, Boca Raton, Florida, USA, CRC Press, 2010, pp. 31-48.



- [9] J. F. Gieras, "Chapter 5 Permanent Magnet Synchronous Motors," em *Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications*, Boca Raton, Florida, USA, CRC Press Taylor & Francis, 2010, pp. 171-214.
- [10] B. K. Bose, "Chapter 2 AC Machines for Drives," em *Modern Power Electronics and AC Drives*, Upper Saddle River, New Jersey, USA, Prentice Hall PTR, 2002, pp. 74-97.
- [11] J. F. Gieras, "Chapter 2 Permanent Magnet Materials and Circuits," em *Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications*, Boca Raton, Florida, USA, CRC Press Taylor & Francis, 2010, pp. 45-80.
- [12] T. M. Jahns e V. Blasko, "Recent advances in power electronics technology for industrial and traction machine drives," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, n. 6, pp. 963-975, 2001.
- [13] B. K. Bose, "Recent Advances and Applications of Power Electronics and Motor Drives - Introduction and Perspective," *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008*, pp. 25-27, 2008.
- [14] B. K. Bose, "Power Electronics and Motor Drives Recent Progress and Perspective," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n. 2, pp. 581-588, 2009.
- [15] P. Pillay e R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, n. 2, pp. 265-263, 1989.
- [16] P. Pillay e R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. II. The brushless DC motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, n. 2, pp. 274-279, 1989.

- [17] L. Chang, "Comparison of AC drives for electric vehicles-a report on experts' opinion survey," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 9, n. 8, pp. 7-11, Aug. 1994.
- [18] A. M. F. EL-Refaie e T. M. Jahns, "Comparison of synchronous PM machine types for wide constant-power speed range operation," *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1015-1022, Oct. 2005.
- [19] S. Huang, J. Luo, F. Leonardi e T. A. Lipo, "A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, n. 1, pp. 92-97, Jan./Fev. 1998.
- [20] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n. 5, pp. 1893- 1909, May 2008.
- [21] L. Parsa, "On advantages of multi-phase machines," *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*, Nov. 2005.
- [22] H. Xu, H. A. Toliyat e L. J. Petersen, "Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fundamental and third harmonic currents," *Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001*, vol. 1, pp. 392- 398, 2001.
- [23] H. A. Toliyat, T. A. Lipo e J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. II. Motor design and performance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, n. 4, pp. 684- 692, Dec. 1991.
- [24] N. Bianchi, S. Bolognani e M. D. Pre, "Design and Tests of a Fault-Tolerant Five-phase Permanent Magnet Motor," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-8, Jun. 2006.

- [25] C. B. Jacobina, I. Freitas, T. M. Oliveira, E. R. C. da Silva e A. M. N. Lima, "Fault tolerant control of five-phase AC motor drive," *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004.*, vol. 5, pp. 3486- 3492, June 2004.
- [26] A. G. Jack, B. C. Mecrow e J. A. Haylock, "A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, n. 4, pp. 889-895, Jul./Ago. 1996.
- [27] T. Gopalarathnam, H. A. Toliyat e J. C. Moreira, "Multi-phase fault-tolerant brushless DC motor drives," *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 1683-1688, Oct. 2000.
- [28] J.-P. Martin, F. Meibody-Tabar e B. Davat, "Multiple-phase permanent magnet synchronous machine supplied by VSIs, working under fault conditions," *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 1710-1717, Oct. 2000.
- [29] H. A. Toliyat, "Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, n. 4, pp. 748- 756, Jul. 1998.
- [30] L. Parsa e H. A. Toliyat, "Fault-tolerant five-phase permanent magnet motor drives," *Conference Record of the IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1048-1054, Oct. 2004.
- [31] N. Bianchi, S. Bolognani e M. D. Pre, "Strategies for the fault tolerant current control of a five phase permanent magnet motor," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 43, pp. 960-970, Aug. 2007.
- [32] J. Estima e A. J. M. Cardoso, "Single power switch open-circuit fault diagnosis in voltage-fed PWM motor drives by the reference current errors," *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives*

(*SDEMPED*), pp. 364-371, 5-8 Sept. 2011.

- [33] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat e S. Williamson, “Multiphase induction motor drives—A technology status review,” *IET Electr.Power Appl.*, vol. 1, n. 4, pp. 489-516, Jul. 2007.
- [34] C. M. Ong, “Chapter 5 Basics of Electric Machines and Transformations,” em *Dynamic Simulation of Electrical Machinery*, New Jersey, Prentice Hall, 1998, pp. 122-162.
- [35] M. L. Pinheiro e W. I. Suemitsu, “Permanent magnet synchronous motor drive in vessels with electric propulsion system,” *2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 808 - 813, 27-31 Oct. 2013.
- [36] M. L. Pinheiro, “Acionamento de Motor Síncrono de Ímãs Permanentes (MSIP) em Embarcações com Sistema de Propulsão Elétrica,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2013.
- [37] P. C. Krause, O. Wasynczuk e S. D. Sudhoff, “Chapter 2 Theory of Brushless dc Machines,” em *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, New Jersey, IEEE Press, 2002, pp. 261-282.
- [38] F. Yu, X. Zhang e S. Wang, “Five-phase permanent magnet synchronous motor vector control based on harmonic eliminating space vector modulation,” em *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2005)*, China, 2005.
- [39] C. M. Ong, “Chapter 7 Synchronous Machines,” em *Dynamic Simulation of Electrical Machinery*, New Jersey, Prentice Hall, 1998, pp. 259-340.
- [40] A. E. Fitzgerald, J. Charles Kingsley e S. D. Umans, “Apêndice C2 Relações Básicas das Máquinas Síncronas com Variáveis dq0,” em *Máquinas Elétricas*, São Paulo, Bookman Companhia Editora, 2008, pp. 620-626.

- [41] G. K. Dubey, "Dynamics of the Motor Load System," em *Power Semiconductor Controlled Drives*, New Jersey, Prentice Hall, 1989, pp. 3-13.
- [42] T. H. Liu, J. R. Fu e T. A. Lipo, "A Strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives," vol. 29, n. 5, pp. 910-918, Sep./Oct. 1993.
- [43] F. Baudart, F. Labrique, E. Matagne, D. Telteu e P. Alexandre, "Control under normal and fault tolerant operation of multiphase SMPM synchronous machines with mechanically and magnetically decoupled phases," *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp. 461-466, 19-20 March 2009.
- [44] N. Mohan, "Chapter 8 Designing Feedback Controllers for Motor Drives," in *Electric Machines and Drives A First Course*, New Jersey - USA, John Wiley & Sons, Inc, 2012, pp. 132-147.
- [45] M. R. Khan, A. Iqbal, S. M. Ahmed, S. Moinuddin e S. Payami, "Multi-phase alternative current machine winding design," *International Journal of Engineering, Science and Technology*, vol. 2, n. 10, pp. 79-86, 2010.
- [46] J. Pyrhonen, T. Jokinen e V. Hrabocová, "Chapter 2 Windings of Electrical Machines," em *Design of Rotating Electrical Machines*, Chichester- West Sussex- England, John Wiley & Sons, Ltd, 2008, pp. 47 - 152.
- [47] N. T. Muñoz, Cálculo de Enrolamento de Máquinas Elétricas e Sistemas de Alarme, Rio de Janeiro - RJ - Brasil: Editora Freitas Bastos, 1987, pp. 69 - 150.
- [48] J. F. Gieras, Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications, Boca Raton, Florida , USA: CRC Press Taylor & Francis, 2010.
- [49] D. Carpenter e S. Deleanu, "Parameter determination of synchronous machine with

radial permanent magnets using analytical calculation and standstill tests,” *25th IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering (CCECE)*, pp. 1-6, 2 May 2012.

[50] M. E. Haque e M. F. Rahman, “Dynamic model and parameter measurement of interior permanent magnet synchronous motor,” *Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'06)*, 10-13 December 2006, Melbourne, Victoria, Australia.

[51] M. Kazerooni e N. C. Kar, “Methods for determination the parameters and characteristics of PMSM,” *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 955-960, 15-18 May 2011.

[52] B. Stumberger, B. Kreca e B. Hribernik, “Determination of parameters of synchronous motor with permanent magnets from measurement of load conditions,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, n. 4, pp. 1413-1416, Dec. 1999.

[53] P. Zhou, D. Lin, G. Wimmer, N. Lambert e Z. Cendes, “Determination of d-q Axis Parameters of Interior Permanent Magnet Machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, n. 8, pp. 3125-3128, Aug. 2010.

[54] M. Kazerooni e N. Kar, “Methods for determining the parameters and characteristics of PMSM,” *IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, pp. 955-960, 15-18 May 2011.

[55] J. Huang, K. Corzine e M. Belkhat, “Online synchronous machine parameter extraction from small-signal injection techniques,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, n. 1, pp. 43-51, Mar. 2009.

[56] W. Stevenson, *Elementos de Análise de Sistema de Potência*, São Paulo - SP - Brasil: McGraw-Hill Book Company, 1986.

- [57] J. F. Gieras, "Appendix A - Leakage Inductance of a.c. Stator Windings," em *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*, New York - USA, CRC Press, 2010, pp. 559 - 564.
- [58] J. Pyrhonen, T. Jokinen e V. Hrabocavá, "Chapter 4 - Flux Leakage," em *Design of Rotating Electrical Machines*, Chichester- West Sussex- England, John Wiley & Sons, Ltd, 2008, pp. 225-253.
- [59] R. O'Rourke, "Electric-Drive Propulsion for U.S. Navy Ships: Background and Issues for Congress," CRS Report RL30622, 2000.
- [60] P. R. M. FREIRE e C. FERREIRA, "Propulsão Elétrica – Histórico e Perspectivas Futuras," em *20º Congresso Nacional de Transporte Marítimos, Construção Naval e Offshore*, Rio de Janeiro - RJ, Brazil, 2004.
- [61] J. F. Gieras, "Chapter 9 Naval Electric Machines," em *Advancements in Electric Machines*, Rockford - Illinois - U.S.A., Springer, 2008, pp. 213 - 234.
- [62] Wikipedia, "Wikipedia," Wikipedia, 07 Fev. 2013. [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/Electric\\_boat](http://en.wikipedia.org/wiki/Electric_boat). [Acesso em 07 Fev. 2013].
- [63] G. Neidhofer, "Early three-phase power," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 5, n. 5, pp. 88-100, Oct. 2007.
- [64] L. A. M. d. Fonte, *Sistemas Polifásicos Equilibrados: Uma Introdução*, Departamento de Engenharia Elétrica e Sistemas de Potência, Universidade Federal de Pernambuco, Brasil, 2009.
- [65] H. Abu-Rub, A. Iqbal e J. Guzinski, *High Performance Control of AC Drives with MATLAB/Simulink Models*, 1st edition, John Wiley & Sons, Ltd., 2012.
- [66] M. R. Khan, A. Iqbal, S. M. Ahmed, S. Moinuddin e S. Payami, "Multi-phase

alternative current machine winding design,” *International Journal of Engineering, Science and Technology*, vol. 2, n. 10, pp. 79-86, 2010.

- [67] J. Pyrhonen, T. Jokinen e V. Hrabovcová, “Windings of Electrical Machines,” em *Design of Rotating Electrical Machines*, Chichester- West Sussex- England, John Wiley & Sons, Ltd, pp. 47 - 152, 2008.
- [68] A. E. Fitzgerald, J. Charles Kingsley e S. D. Umans, “Introduction to Rotating Machines,” em *Electric Machinery*, New York - NY - USA, McGraw-Hill, pp. 173 - 244, 2003.
- [69] E. E. Ward e H. Härer, “Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor,” *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 116, n. 6, pp. 980-984, Jun. 1969.
- [70] S. Williamson, “Pulsating torque and losses in multiphase induction machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, n. 4, pp. 986- 993, Jul. 2003.
- [71] L. Parsa e H. Toliyat, “Five-phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications,” *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, pp. 371-378, Jun. 2005.
- [72] M. Mohammad, “Five-phase permanent magnet machines, advantages and applications,” *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, pp. 1-5, Apr. 2010.
- [73] E. Levi, M. Jones e S. N. Vukosavic, “A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, n. 2, pp. 320-335, 2004.
- [74] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, A. Iqbal e H. A. Toliyat, “Modeling, Control, and Experimental Investigation of a Five-Phase Series-Connected Two-Motor Drive With Single Inverter Supply,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n. 3, pp. 1504-1516, 2007.



- [75] M. Kang, J. Huang, H. B. Jiang e J. Q. Yang, "Principle and simulation of a 5-phase bearingless permanent magnet-type synchronous motor," *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008.*, pp. 1149-1152, 2008.
- [76] J. Huang, M. kang e J. Q. Yang, "Analysis of a new 5-phase bearingless induction motor," *Jornal of Zhejiang University Science A*, vol. 8, n. 8, pp. 1311-1319, 2007.
- [77] M. Osama e T. Lipo, "Modeling and analysis of a wide speed range induction motor drive based on electronic pole changing," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, n. 5, pp. 1177-1184, 1997.
- [78] K. N. Pavithran, R. Parimelalagan e M. R. Krishnamurthy, "Studies on inverter-fed five-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, n. 2, pp. 224- 235, Apr. 1988.
- [79] C. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, L. A. Pereira e S. Haffner, "Performance of a Five-Phase Induction Machine With Optimized Air Gap Field Under Open Loop V/f Control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, n. 4, pp. 1046-1056, 2008.
- [80] M. Jones, D. Dujic, E. Levi e S. N. Vukosavic, "Dead-Time Effects in Voltage Source Inverter Fed Multi-Phase AC Motor Drives and Their Compensation," *13th International Power Electronic Conference 2009. EPE 2009*, pp. 1-10, 5-8 Sep. 2009.
- [81] E. Semail, X. Kestelyn e A. Bouscayrol, "Right harmonic spectrum for the back-electromotive force of an n-phase synchronous motor," *Conference Record of the 2004 IEEE ndustry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 71-78, 3-7 Oct. 2004.
- [82] R. O. C. Lyra e T. A. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction

- motor with third harmonic current injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, n. 5, pp. 1351-1360, 2002.
- [83] R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, F. Profumo e A. Tenconi, “Direct torque control for dual three-phase induction motor drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n. 6, pp. 1627- 1636, Dec. 2005.
- [84] X. Kestelyn, E. Semail e D. Liorol, “Direct Torque Control of a Multi-phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive: Application to a Five-phase One,” *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005*, pp. 137-143, 15 May 2005.
- [85] J. Huang, “Multiphase machine theory and its applications,” *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1-7, Oct. 2008.
- [86] N. Mohan, “Chapter 14 Energy Efficiency of Electric Drives and Inverter Motor Interactions,” em *Electric Machines and Drives*, Hoboken, New Jersey, USA, John Wiley & Sons, Inc., 2012, pp. 261-269.
- [87] N. Bianchi, S. Bolognani e M. D. Pre, “Design and tests of a fault tolerant five phase permanent magnet motor,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-8, 2006.
- [88] H. A. Tolyat, “Analisis and simulation of five phase variable speed induction motor drives under asymmetrical connections,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 13, pp. 748-756, Jul. 1998.
- [89] S. Dwari e L. Parsa, “An optimal control technique for multiphase PM machines under open-circuits fault,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 1988-1995, May 2008.
- [90] T. A. Lipo, “Chapter 1 Magnetic Circuits,” em *Introduction to AC Machine Design, Third Edition*, Madison, Wisconsin, USA, Wisconsin Power Electronics

Reserch Center of the University of Wisconsin, 2011, pp. 1-64.

- [91] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. Da Silva e A. M. N. Lima, "A fault tolerant induction motor drive system by using a compensation strategy on the PWM-VSI topology," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1191-1196, 2001.
  
- [92] L. Rolim, U. Miranda, B. Franca, R. Fernandes e M. Aredes, "Hardware-in-the-loop evaluation of DSP-controlled converters," *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, pp. 805-809, 27 Sept 2009.
  
- [93] M. Rahman, P. Zhou, D. Lin e M. Rahman, "Measurement of parameters for interior permanent magnet motors," *IEEE Power & Energy Society General Meeting*, pp. 1-4, 26-30 Jul. 2009.

## APÊNDICE A –PROPULSÃO ELÉTRICA DE EMBARCAÇÕES

Referências [59] [60] [2] [3] [7] [61]

### A-1. Histórico

O conceito de propulsão elétrica de embarcações não é novo, a ideia surgiu a mais de 100 anos atrás. O primeiro barco elétrico foi desenvolvido por Moritz Von Jacobi em 1839, em São Petersburgo, Rússia, um barco de 7,3 metros de comprimento que transportava 14 passageiros numa velocidade de 1,34 m/s. Foi necessário mais de 30 anos de desenvolvimento da bateria e do motor para que fosse produzido barcos elétricos em grandes quantidades. Em 1886 um barco elétrico projetado e dirigido por Anthony Reckenzaun atravessou o canal inglês em ambos os sentidos em 8 horas. Os barcos elétricos tiveram um período de popularidade entre os anos 1890 e 1920, antes do surgimento do motor de combustão interna, que passou a ser utilizado na maioria das aplicações. A maioria dos barcos elétricos desta época (1890 a 1920) eram pequenos barcos de passageiros usados em lagos e rios, quando a única alternativa de energia era a propulsão a vapor [62].

Depois da experiência naval com barcos elétricos movidos a baterias, a primeira geração de navios com propulsão elétrica surgiu em 1920, com a utilização de máquinas turbo-elétrica (turbo geradores alimentando motores elétricos), obtendo-se uma grande redução do tempo na travessia transatlântica para navios de passageiros. Nesta época a alta demanda de potência para propulsão somente era obtida por máquinas turbo-elétrica. O transatlântico Francês SS Normandie foi um dos mais famosos com propulsão turbo-elétrica, tinha 308 metros de comprimento e capacidade para 3.317 pessoas incluindo passageiros e tripulantes. No carnaval de 1939, o Normandie passou pela cidade do Rio de Janeiro. Quatro turbo geradores a vapor forneciam energia elétrica para acionar motores síncronos de 29 MW em cada um dos quatro eixos propulsores. A velocidade dos motores síncronos era dada pela frequência elétrica do geradores. Cada gerador normalmente acionava um único motor de propulsão, mas existia também a possibilidade de um único gerador acionar dois motores de propulsores para viajar a velocidades mais baixas.

O sistema de propulsão de navios com motor mecânico e engrenagens de redução foi desenvolvido pela primeira vez no Reino Unido. Após o desenvolvimento do primeiro motor e gerador de grande potência em 1910, a propulsão elétrica para navios foi desenvolvida nos Estados Unidos e em outros países. Os sistemas de propulsão mecânico e elétrico competiram entre si até 1920, quando os britânicos desenvolveram um leve e eficiente sistema de acionamento mecânico, que dominou a tecnologia de propulsão de navios ao redor do mundo nas décadas seguintes. A Marinha dos EUA reativou a tecnologia de propulsão elétrica durante a segunda guerra mundial para navios contra torpedeiro de escolta devido a falta de capacitação técnica para produção de engrenagens em larga escala de engrenagens.

Com o surgimento de motores diesel de alta eficiência e economicamente viáveis no meio do século XX (1950), a tecnologia de turbinas a vapor e propulsão elétrica mais ou menos desapareceu dos navios da marinha mercante até os anos 1980.

Após a segunda guerra mundial, a tecnologia de acionamento mecânico continuou a melhorar e permaneceu dominante. Entre os navios de guerra, a tecnologia de propulsão elétrica foi amplamente adotado somente para submarinos, para os quais a propulsão diesel elétrica tornou-se o sistema padrão. A tecnologia de propulsão elétrica foi reavaliada para uso em navios da marinha. Em navios comerciais, a propulsão elétrica foi usada em alguns navios de cruzeiro de grande porte, tais como Normandie em 1936 e Canberra em 1960.

A utilização de propulsão elétrica em navios que operam em regiões de gelo (“*ice-goingship*”) foi introduzida por volta de 1939, quando o navio quebra-gelo (“*icebreakership*”) finlandês chamado SISU (“*SISU icebeakership*”) foi entregue com sistema de propulsão elétrico utilizando acionamento Ward-Leonard com motor de corrente contínua. Desde então, vários tipos de sistemas de propulsão elétrica tem sido usados por centenas de navios quebra-gelo e por navios que operam em regiões de gelo com potência de propulsão de aproximadamente 50 MW.

Estas experiências, porém, periodicamente confirmavam que a tecnologia de propulsão elétrica, embora promissora, não era competitiva com a tecnologia de acionamento mecânico para submarinos e navios de superfície de grande porte até 1980, quando os avanços tecnológicos em motores, especialmente em acionamentos de

motores usando eletrônica de potência, tornou a propulsão elétrica potencialmente mais econômica que a propulsão mecânica para navios de marinha de grande porte.

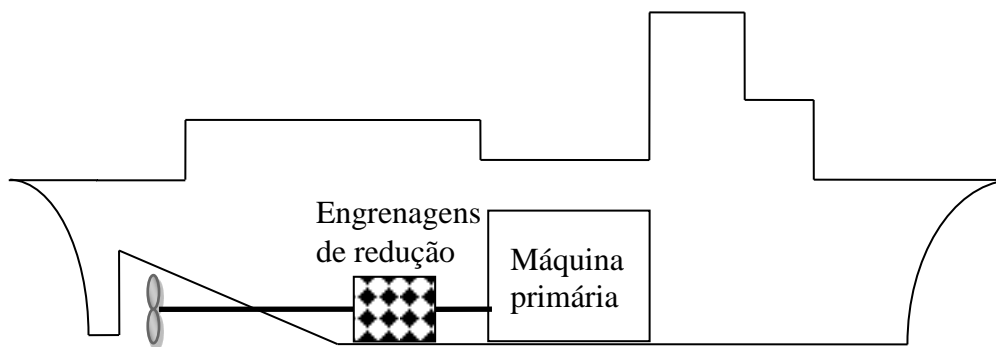
O desenvolvimento de acionamentos elétricos de velocidade variável, os retificadores CA/CC, retificador controlado de silício (“*Silicon Controlled Rectifier – SCR*”, em inglês) nos anos 1970 e os conversores CA/CA no início dos anos 1980, permitiu sistemas de propulsão elétrica baseado em planta de geração de energia elétrica, que foi considerado a segunda geração de navios com propulsão elétrica. A planta de geração de energia com tensão e frequência fixa consistindo de um conjunto de geradores conectados uma mesma rede alimentavam o sistema de propulsão, assim como o hotel e os serviços auxiliares. O controle de propulsão era feito pelo controle de velocidade de hélices com ângulo (passo) fixo (“*Fix Pitch Propeller – FPP*”, em inglês). As soluções propostas pela segunda geração de navios com propulsão elétrica foram primeiramente em embarcações especiais como navios de pesquisa e quebra-gelos, mas também em navios de cruzeiro. O transatlântico inglês Rainha Elizabeth II foi convertido para propulsão elétrica em meados de 1980, e depois seguido pelos navios de cruzeiro classe Fantasia e Princesa, vários navios com posicionamento dinâmico (navios de apoio e construção “*offshore*”, navios guindaste, etc..), navios petroleiros. Observe que na propulsão diesel direta o empuxo é normalmente controlado por um sistema hidráulico variando o ângulo de inclinação da hélice, indicado para hélices com ângulo controlado (“*Controlable Pitch Propeller – CPP*”, em inglês).

Propulsão usando “*pod*” foi introduzida no início dos anos 1990. O motor é instalado diretamente no eixo de uma hélice de passo fixo em um “*pod*” rotativo e submerso. O termo “*pod*” vem da língua inglesa “*Propulsion with Outboard Electric motor*” (propulsão com motor elétrico externo) e consiste de um motor dentro de um casulo selado e conectado a hélice e fica localizado na parte externa do casco na popa do navio. Embora este conceito foi originalmente desenvolvido para melhorar o desempenho de navios quebra-gelos, logo verificou-se benefícios adicionais na eficiência hidrodinâmica e na manobrabilidade. Após a primeira aplicação no navio de cruzeiro Elation, as vantagens foram tão convincentes que a propulsão usando “*pod*” rapidamente passou a ser um padrão nos novos navios de cruzeiro.

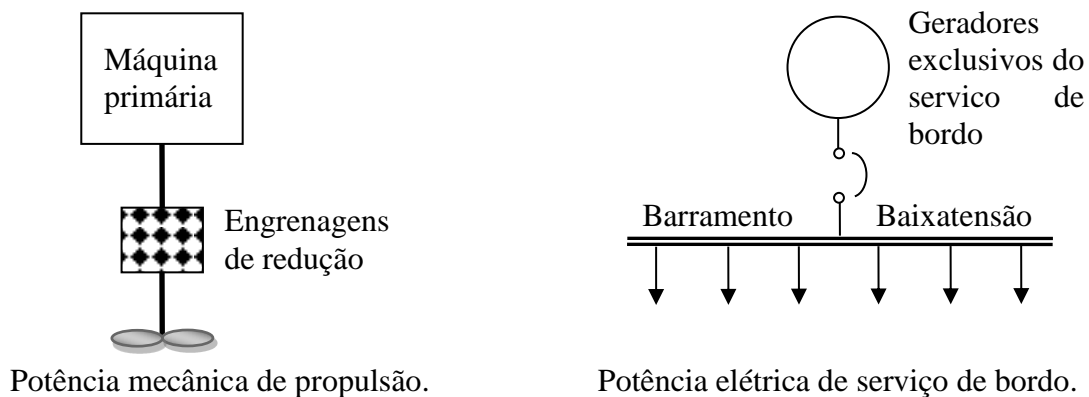
## A-2. Classificação dos Sistemas de Propulsão

A tecnologia de propulsão elétrica mudou a forma de um navio transmitir energia da máquina primária para a hélice e a maneira de gerenciar e distribuir a energia elétrica tanto para cargas propulsoras e não propulsoras. A fonte de energia primária do navio não mudou, que continua a ser o motor diesel, turbinas a gás ou turbinas a vapor. A transmissão de energia da máquina primária para as hélices do navio são classificadas nas seguintes formas:

Propulsão mecânica: as altas rotações do motor principal (máquina primária) são transmitidas através de um eixo rígido para as engrenagens de redução que reduzem para o número de rotações apropriado para hélice do navio. Um segundo eixo rígido transmite então a baixa rotação das engrenagens de redução para a hélice como mostrado na Figura A.1(a). A potência elétrica para cargas de serviço de bordo é fornecida por geradores elétricos exclusivos como mostrado na Figura A.1(b).



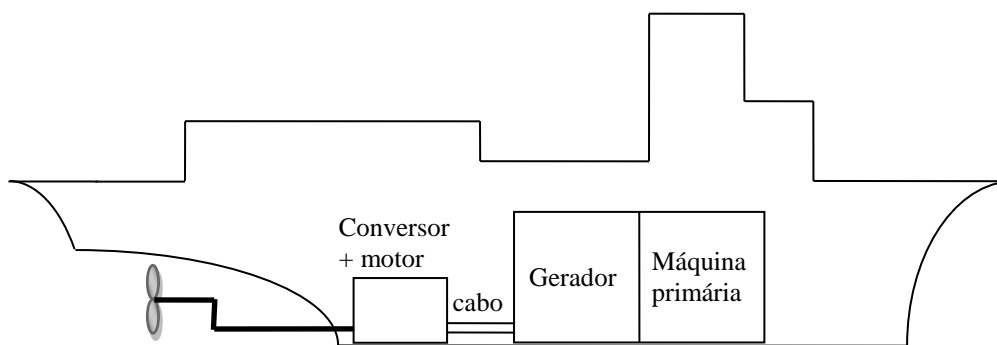
(a) Sistema de propulsão mecânica.



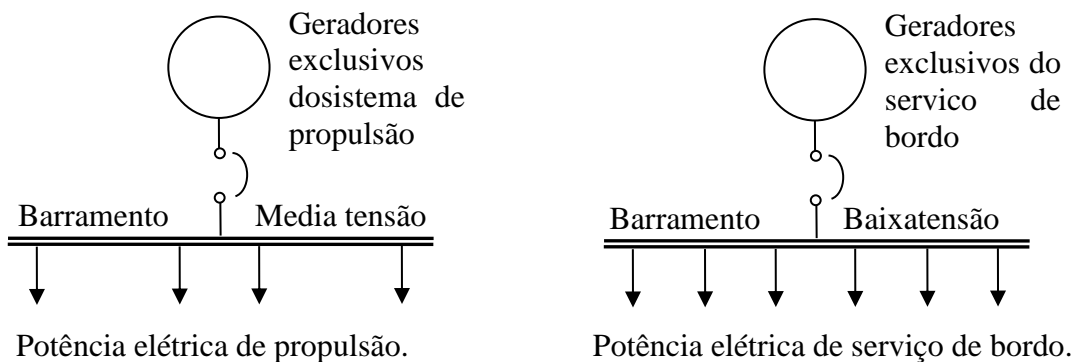
(b) Sistemas de potência mecânica e elétrica separados

Figura A.1 – Propulsão mecânica e sistema elétrico de serviço de bordo.

Propulsão elétrica: ao invés de engrenagens de redução, o motor principal aciona diretamente geradores elétricos em alta rotação. A potência elétrica gerada é transmitida através de cabos elétricos para o acionamento elétrico (conversor), que modifica a frequência e a tensão para que o motor de propulsão acione a hélice do navio na rotação apropriada, como mostrado na Figura A.2(a). O motor do propulsor azimuthal fica localizado dentro do casco do navio e a potência mecânica é transferida para hélice através de eixos e engrenagens. A hélice pode girar 360 graus em torno de seu eixo vertical para dar empuxo de propulsão em qualquer direção.



(a) Sistema de propulsão elétrica usando propulsor azimuthal.

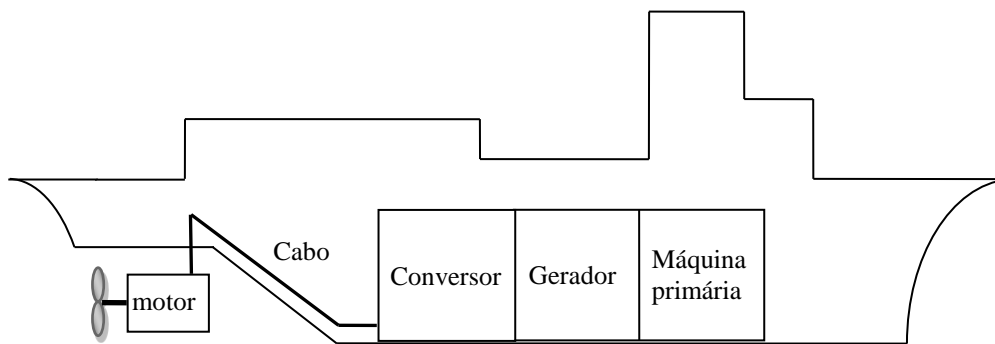


(b) Sistema elétrico de propulsão e sistema elétrico de serviço separados.

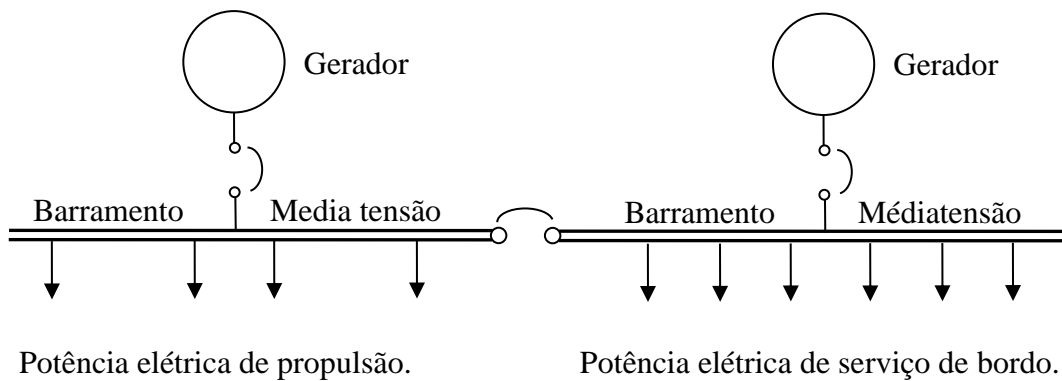
Figura A.2 – Propulsão elétrica com propulsor azimuthal e sistema elétrico de serviço de bordo.



Propulsão elétrica usando “pod”: ao invés do motor elétrico ficar localizado dentro do casco do navio e acionar a hélice através de um eixo de popa, na propulsão elétrica usando “pod” (“*podded electric propulsion*”) o motor fica localizado na água do lado de fora do casco dentro de uma espécie de casulo selado e acoplado diretamente na hélice, como mostrado na Figura A.3(a). O conjunto (motor + hélice) podem girar 360 graus em torno do seu eixo vertical para dar empuxo de propulsão em qualquer direção.



(a) Sistema de propulsão elétrica usando propulsor “pod”.



(b) Sistema elétrico de propulsão e sistema elétrico de serviço integrados.

Figura A.3 – Propulsão elétrica integrada com propulsor “pod”.

Propulsão elétrica integrada: todos os geradores fornecem energia elétrica a um barramento comum que é usado para alimentar tanto os motores dos propulsores como as cargas elétricas de serviço de bordo como mostrado na Figura A.3(b).

Navios todo elétrico: o conceito de navio todo elétrico (“*all electric ship*”) tem como objetivo converter todas as outras cargas que atualmente usam potência hidráulica ou pneumática (caixas de direção, estabilizadores e maquinário de convés) em cargas elétricas eliminando os sistemas hidráulicos e pneumáticos de bordo.

Propulsão elétrica comum: o conceito de propulsão elétrica comum (“*common electric propulsion*”) refere-se ao programa da marinha americana em projetar todos os navios com componentes comuns, os quais poderão ser instalados em vários tipos de navios (por exemplo: submarinos, navios de combate, navios anfíbios, e navios auxiliares). O grande benefício será a redução de custos de pesquisa, desenvolvimento e aquisição para uma série de navios de marinha.

### **A-3. Propulsão Elétrica Integrada**

Na propulsão elétrica integrada, a potência elétrica produzida pelas máquinas principais e geradores é transferida por meio de cabos ao quadro de distribuição que separa a potência elétrica em dois sistemas de distribuição: uma para propulsão do navio e outro para as demais cargas elétricas (serviço de bordo), como mostrado na Figura A.4. O quadro de distribuição pode alterar a distribuição de potência entre estes dois sistemas a cada instante para satisfazer os requisitos das cargas de propulsão e das cargas elétricas de serviço de bordo. A grande quantidade de potência necessária para propulsão do navio à velocidades elevadas fica disponível para outros usos quando for necessário. Mesmo se o navio estiver viajando em alta velocidade, a potência pode momentaneamente ser desviada do sistema de propulsão para o sistema de armas que necessita alta potência por um curto intervalo de tempo, sem desacelerar consideravelmente o navio. A flexibilidade de comutação entre potência de serviço de bordo e potência de propulsão fornece inerentemente um alto grau de redundância, sobrevivência e reconfigurabilidade, os quais são os três maiores atrativos da propulsão elétrica para navios de guerra. Por isso a propulsão elétrica integrada é de grande interesse das marinhas ao redor do mundo.

A propulsão elétrica integrada permite também a redução no consumo de combustível ao combinar a carga total do navio em um número menor de máquinas principais operando próximo da plena carga com alta eficiência. Além disso, permite

um menor número de horas acumuladas de funcionamento em cada turbina ou gerador requerendo menor manutenção e menor quantidade de peças sobressalentes.

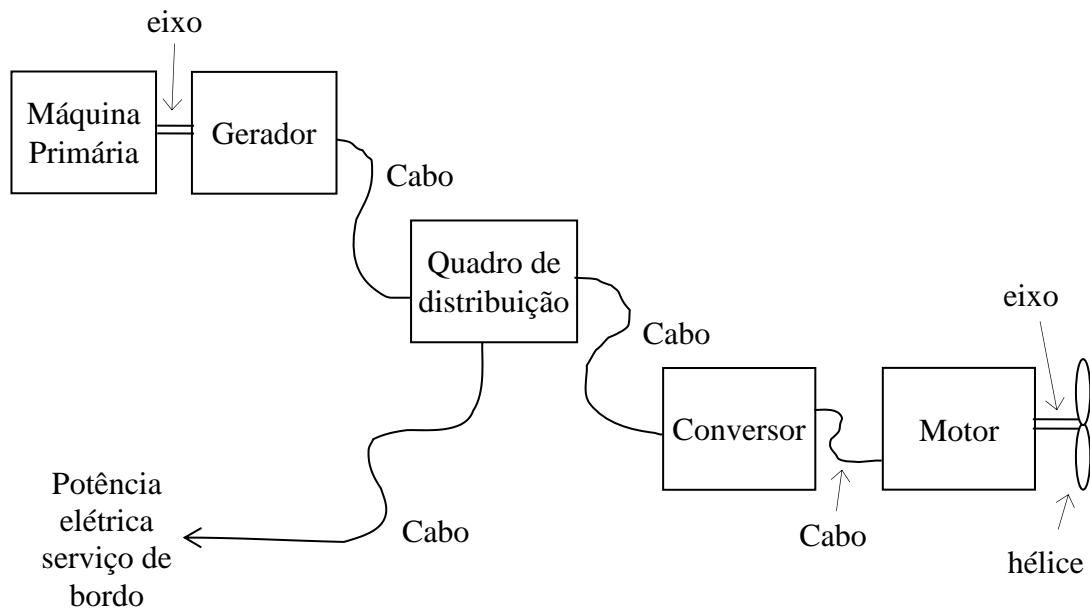


Figura A.4 – Propulsão elétrica integrada.

Por estas razões, a propulsão elétrica integrada tem se tornado o sistema de propulsão mais utilizado em novos navios de cruzeiro, e está sendo rapidamente adotado em navios de guerra.

#### A-4. Propulsão Azimutal Versus Propulsão “Pod”

No propulsor azimutal tipo ‘*pod*’, a hélice é acoplada diretamente ao eixo do motor como mostrado na Figura A.3(a). A hélice de passo fixo é acionada por um motor de velocidade variável. O conjunto (motor + hélice) dentro de uma espécie de casulo selado fica localizado submerso e do lado de fora do casco, e pode girar 360 graus em torno do seu eixo vertical para fornecer empuxo de propulsão em qualquer direção. Portanto, não precisa de leme, hélice transversal de popa, ou longa linha de eixo dentro do casco.

Similar ao propulsor azimutal tipo z, o propulsor azimutal tipo “*pod*” pode girar 360 graus ao redor do seu eixo vertical e produzir propulsão em qualquer direção

O propulsor *pod* (“*azimuth pod drive*”) possui as seguintes vantagens em relação ao propulsor azimutal tipo Z (“*azimuth Z drive*”):

- Eliminação das complicadas engrenagens Z sem abrir mão da manobrabilidade de 360 graus.
- Melhor manobrabilidade com empuxo de propulsão pleno em todas as direções.
- Redução da necessidade de rebocadores ou eliminação por completo em alguns navios.
- Eliminação do leme.
- Flexibilização e liberação de espaço na casa de máquinas.
- Redução do tempo e custo de manutenção, pois o “*pod*” pode ser retirado e rapidamente reparado ou substituído por uma unidade similar sem necessidade de cortar e abrir o casco do navio ou trabalhar ao redor de outros equipamentos.

## **A-5. Vantagens da Propulsão Elétrica**

A Propulsão elétrica oferece vantagens significativas para navios de cruzeiro e navios de marinha. Entretanto atualmente não é tão vantajosa para navios mercantes que viajam praticamente numa mesma velocidade por longas distâncias, porém poderá ser no futuro com novos desenvolvimentos na tecnologia ou na dinâmica do comércio. Uma desvantagem da propulsão elétrica em navios mercantes é a menor eficiência em relação a propulsão mecânica em operação a plena carga devido às perdas de energia envolvida na conversão de energia mecânica em energia elétrica e energia elétrica em energia mecânica novamente. Navios de marinha, por outro lado, passam somente uma pequena fração do tempo operando a plena carga. Normalmente, aproximadamente 80% do tempo operam a meia velocidade, consumindo aproximadamente 1/8 da potência nominal de propulsão. Portanto, a perda de potência devido à eficiência ligeiramente menor operando a plena carga pode ser mais do que compensado pelo ganho devido a uma maior eficiência quando opera com cargas parciais a maior parte do tempo.

As vantagens da propulsão elétrica para navios de cruzeiro e navios de marinha são apresentadas a seguir:

Desbloqueio da energia de propulsão: o uso da propulsão elétrica e do sistema de propulsão integrado (“*Integrated Electric Propulsion – IEP*”, em inglês) permite o desbloqueio da energia de propulsão para outras finalidades.

Aumento do espaço útil: eliminando o acionamento mecânico que exige que os motores, engrenagens redutoras, eixos e hélices estejam todos rodando em uma longa linha na parte inferior do navio, a propulsão elétrica torna possível instalar vários componentes do navio em locais que permitem a utilização mais eficiente do espaço. Por exemplo, isto permite que os motores da turbina do navio sejam localizados na parte superior do navio reduzindo a quantidade de espaço interior necessário para os dutos que levam ar para sala de máquinas e retiram os gases produzidos pelos motores. A propulsão elétrica permite liberar espaço a bordo que pode ser usado para carregar mais passageiros, mais armas ou sensores.

Redução da vibração e ruído: na propulsão elétrica não é necessário a utilização de engrenagens redutoras, o que contribui significativamente para redução dos níveis de vibração e ruído, o que faz com que o navio funcione de forma muito mais silenciosa, permitindo mais conforto para os passageiros de navios de cruzeiro.

Maior flexibilidade: os sistemas de propulsão mecânica ocupam muito espaço e requerem sistemas auxiliares que inclui sistema hidráulico, ar comprimido, refrigeração, lubrificação, eixos, rolamentos, retentores, etc... e portanto devido ao grande volume ocupado a flexibilidade do projeto torna-se muito pequena. Com a redução dos equipamentos auxiliares ocorre a liberação de espaço para outras finalidades. Eliminando a necessidade de geradores separados para geração de energia elétrica reduz o volume utilizado liberando também mais espaço. Os geradores elétricos e os cabos que alimentam os motores de propulsão podem ser localizados em qualquer lugar no navio o que é menos restritivo do que volumosas linhas de eixo mecânico, possibilitando uma maior flexibilidade e otimizando a utilização do espaço do navio.

Maior confiabilidade: a propulsão elétrica e a modularidade do sistema de energia integrado aumenta a confiabilidade, proporcionando isolamento rápido e redistribuição de energia elétrica indispensável em situações de acidentes. A energia pode ser transmitida por cabos elétricos redundantes, ao passo que eixos redundantes no acionamento mecânico não é possível. Para satisfazer os requisitos de confiabilidade, o

sistema de distribuição de energia usa cabos elétricos redundantes e uma arquitetura distribuída por zonas o que proporciona redundância em caso de emergência a um pequeno custo adicional.

*Maior manobrabilidade:* as operações de manobra e de cruzeiro são flexíveis uma vez que a velocidade do navio pode ser variada continuamente com um motor elétrico de velocidade ajustável, em oposição aos passos discretos das engrenagens mecânicas. A propulsão usando “pods” permite que o navio vire em raios menores e permite também alterar a direção ou orientação do navio, mesmo a velocidades muito baixas. Além disso, a velocidade e a direção da máquina primária não precisa ser alterada para alterar velocidade, direção e rotação da hélice. Para navios quebra-gelo, balsas, rebocadores, embarcações oceanográficas, navios de lançamento de cabos que requerem mudanças de velocidade frequentes e reversões de direção, a propulsão elétrica oferece uma grande vantagem sobre a propulsão mecânica. A velocidade e o sentido de rotação da hélice do propulsor elétrico podem ser alteradas rapidamente em locais remotos, o que torna possível colocar o controle do navio diretamente nas mãos do piloto do navio ou em computadores de posicionamento dinâmico.

*Redução da manutenção e dos custos associados:* na propulsão elétrica, as engrenagens são substituídas por motores de velocidade variável, e os eixos são substituídos por cabos para transmissão de energia, eliminando assim a principal tarefa de manutenção em navios com acionamento mecânico convencional, que é alinhamento dos principais componentes (engrenagens redutoras, eixo principal, popa). Com a utilização de “pods”, a manutenção e o reparo são ainda mais reduzidas uma vez que o “pod” pode ser retirado e rapidamente reparado ou substituído por outro semelhante sem a necessidade de cortar e abrir o casco do navio e de se trabalhar ao redor de outros equipamentos. Além disso, o tempo para realizar a manutenção é drasticamente reduzido. Deve-se considerar que com a redução das máquinas primárias e das máquinas auxiliares, também há uma redução no custo de materiais e serviços relacionados a manutenção.

*Redução do consumo de combustível:* a redução do número de máquinas primárias devido ao uso da propulsão elétrica e do sistema de energia integrado e a eficiência hidrodinâmica da propulsão usando “pod” permite uma redução significativa no consumo de combustível. Outro aspecto é que as máquinas primárias podem operar

no ponto de máximo rendimento independente da velocidade de rotação da hélice, otimizando assim o consumo de combustível e conseqüentemente redução do custo de combustíveis. A redução no consumo de combustível também reduz o espaço necessário para o armazenamento do combustível liberando espaço para outras finalidades. Vale destacar que a economia ao longo da vida útil proporcionada pela redução do consumo de combustível pode ultrapassar o maior custo inicial na aquisição devido a utilização de propulsão elétrica.

Redução da tripulação: equipamentos de propulsão a bordo exigem procedimentos operacionais e manutenção para funcionamento adequado e seguro. A redução de equipamentos instalados reduz a mão de obra necessária e conseqüentemente os custos. Além disso, com a utilização do sistema de energia integrado e conseqüente substituição dos sistemas mecânicos, hidráulicos e pneumáticos por sistemas elétricos mais fáceis de operar a distância e com maior compatibilidade com controles eletrônicos possibilita um aumento significativo de automação, o que também reduz a mão de obra necessária e conseqüentemente redução da tripulação e dos custos operacionais.

Aumento da vida útil do navio: os geradores de bordo alimentam simultaneamente a propulsão, os sistemas auxiliares, sistemas elétricos, sistemas de navegação, hotel, etc... através de um sistemas redundante e flexível. Os geradores são projetados para funcionamento do navio em velocidade máxima com todos os sistemas essenciais em funcionamento. Desta forma em velocidade normal, há uma folga na geração de energia, o que pode permitir a inclusão de novas cargas devido a reforma e modernização, conseqüentemente aumentando a vida útil do navio. Outro aspecto é que o torque suave e a variação contínua da velocidade da propulsão elétrica proporciona menores oscilações transitórias e desgastes nos eixos e acoplamentos do motor e menores transitórios térmicos no motor, resultando em aumento na vida útil de todos os equipamentos envolvidos.

Redução na emissão de poluentes: os órgãos ambientais tem exigido que os novos navios e os navios já em funcionamento apresentem redução na quantidade de poluentes emitidos (gasosos, líquidos e sólidos), que estão cada vez mais sendo monitorados e as legislações cada vez mais rigorosas. A propulsão elétrica gera menos gases poluentes que os sistemas de propulsão convencionais (turbinas a vapor ou

motores diesel), pois o motor diesel, máquina primária que aciona o gerador, opera constantemente no ponto de máximo rendimento (ponto ótimo), proporcionando redução no consumo de combustível e conseqüentemente uma menor liberação gases poluentes [2].

Atualização tecnológica: permitirá substituir as atuais máquinas primárias (motores diesel, turbina a gás, ou turbinas a vapor) e geradores por novas tecnologias de geração de energia mais eficiente, incluindo equipamentos de conversão direta de energia, como células combustíveis. Isto poderá economizar combustível e reduzir custos operacionais e ajudar a atender a evolução das normas ambientais.

Para navios de guerra, a propulsão elétrica proporciona também os benefícios adicionais apresentados a seguir:

Redução da assinatura acústica: o ruído acústico é o método mais confiável de detecção e rastreamento de navios a longas distâncias. Na propulsão elétrica não é necessário a utilização de engrenagens redutoras, o que contribui significativamente para redução dos níveis vibração e ruído e conseqüentemente significativa redução da assinatura acústica, reduzindo a possibilidade de detecção do navio.

Aumento da capacidade de sobrevivência: devido ao uso da propulsão elétrica e da modularidade do sistema de energia integrado, a capacidade de sobrevivência e a confiabilidade do navio são aumentadas, proporcionando isolamento rápido e redistribuição de energia elétrica indispensável em situações de explosão causada por ataques do inimigo. Para satisfazer os requisitos de capacidade de sobrevivência e confiabilidade, o sistema de distribuição de energia usa uma arquitetura zonal que proporciona redundância em caso de emergência. Por exemplo, com dois cabos redundantes, um no lado da porta (lado esquerdo) e outro no estibordo (lado direito), é muito mais provável que pelo menos um lados dos cabos possa sobreviver a um ataque do inimigo e mantenha o navio em funcionamento.

Aumento da potência para armas: a propulsão elétrica integrada (“*Integrated Electric Propulsion – IEP*”, em inglês) permite tornar disponível uma grande quantidade de energia para cargas não propulsoras, como radar e sonar de alta potência, armas laser, armas de micro-ondas de alta potência, lançadores eletromagnéticos de aeronaves, ou carregadores rápido de baterias de veículos aéreos não tripulados, de



veículos submarinos não tripulados, e de rede de sensores submarinos de alta potência. Algumas destas funções, particularmente as armas, podem requerer níveis de pico de potência de dezenas de megawatts por um curto período de tempo. Acrescentar esta capacidade de geração de energia elétrica para um sistema de energia não integrado implicaria em custos adicionais consideráveis.

As desvantagens da propulsão elétrica são; (a) maior custo inicial e (b) menor eficiência de energia para navios funcionando a velocidade nominal durante todo o tempo, tais como navio cargueiro e navio petroleiro.

## **APÊNDICE B–MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS**

### **B-1. Introdução**

O uso de sistemas elétricos polifásicos alternados para geração, transmissão e distribuição de energia consolidou-se a partir do final do século XIX. Na Exposição Elétrica Internacional em Frankfurt, Alemanha (1891) foi apresentado ao mundo científico o primeiro sistema trifásico de transmissão de longa distância (175 km) em alta-tensão (15 kV). Os sistemas trifásicos possuem o número de fases mais eficiente para geração e transmissão considerando o compromisso entre a complexidade e a capacidade de transmissão de potência [63].

Os recentes desenvolvimentos experimentados pela eletrônica de potência possibilitaram alguma competitividade para o sistema de corrente contínua, particularmente na transmissão de elevadas potências por longas distâncias. Porém, exceto esses casos pontuais, a utilização dos sistemas elétricos trifásicos alternados ainda é insuperável nos dias atuais e se mantém no século XXI como a opção preferencial na área da energia elétrica [64].

O acionamento elétrico de velocidade variável também foi desenvolvido para máquinas de corrente alternada trifásicas. Embora os conversores eletrônicos de potência trifásicos, mais usuais como inversores fonte de tensão ou inversores fonte de corrente, são invariavelmente usados para alimentar máquinas trifásicas, os conversores de potência não possuem qualquer limite para o número de braços. O número de fases de saída em um inversor é igual ao seu respectivo número de braços. Por conseguinte, a inclusão de um braço adicional a um inversor aumenta o número de fases de saída. Esta liberdade permite o desenvolvimento de acionamentos elétricos de velocidade variável para máquinas com mais de três fases [65].

### **B-2. Acionamentos e Máquinas Elétricas Multifásicas**

A utilização de conversores eletrônicos de potência para o acionamento de máquinas elétricas elimina o limite do número de fases das máquinas elétricas e permite

aplicações com máquinas com mais de três fases, neste texto denominadas máquinas multifásicas.

As máquinas trifásicas são usualmente utilizadas em aplicações de velocidade variável devido à disponibilidade nas prateleiras das lojas de uma grande variedade de motores e conversores trifásicos. Esta situação deverá persistir no futuro e a utilização do acionamento de máquinas multifásicas deverá provavelmente permanecer restrita a aplicações em nichos especializados onde por um motivo ou outro, a máquina trifásica não satisfaz as especificações ou não está disponível para comercialização.

### **B-3. Tipos de Máquinas Elétricas Multifásicas**

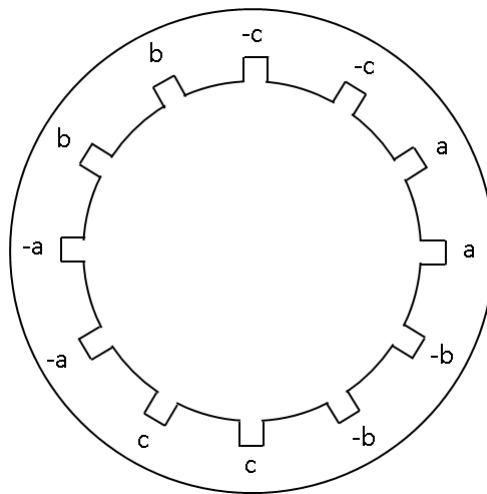
Os tipos de máquinas elétricas multifásicas para aplicações de velocidade variável são em princípio os mesmos que os seus homólogos trifásicos. Estas incluem máquinas multifásicas de indução e síncronas. As máquinas síncronas multifásicas podem ser com excitação de enrolamento, com a excitação de ímãs permanentes, ou do tipo relutância variável (*switched reluctance machine*, em inglês).

As máquinas trifásicas de indução e síncronas de rotor cilíndrico são projetadas normalmente com enrolamento distribuído no estator que produz uma distribuição de força magnetomotriz (FMM) quase senoidal e são alimentadas com correntes senoidais. As máquinas síncronas com distribuição de fluxo trapezoidal são alimentadas com correntes retangulares.

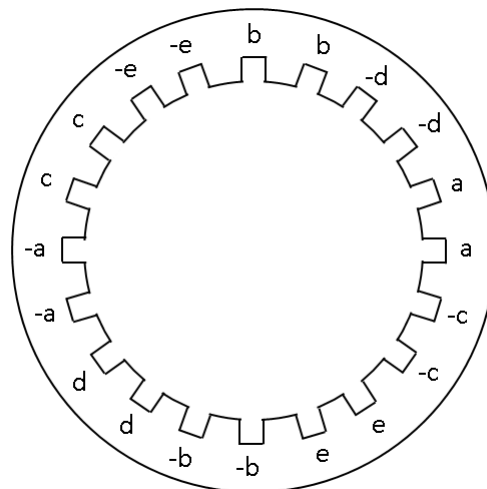
As máquinas multifásicas são mais versáteis, o enrolamento do estator pode ser projetado para produzir distribuição de FMM quase senoidal ou quase retangular usando-se enrolamento distribuído ou concentrado respectivamente. As máquinas multifásicas que produzem distribuição de FMM quase senoidal, são denominadas também como máquinas com FMM senoidal. Para máquinas multifásicas, uma distribuição de FMM quase senoidal exige o uso de mais de uma ranhura por polo e por fase. Conforme aumenta o número de fases, torna-se progressivamente difícil de realizar uma distribuição FMM quase senoidal. Como a distribuição espacial de fluxo nunca é perfeitamente senoidal, a presença de harmônicas espaciais é inevitável [20].

Para uma máquina trifásica de dois polos produzir FMM quase senoidal, é necessário o mínimo de 12 ranhuras, Figura B.1 (a), enquanto para uma pentafásica de dois polos é necessário o mínimo de 20 ranhuras, Figura B.1 (b). Para uma máquina pentafásica de dois polos produzir FMM quase retangular, é necessário o mínimo de 6 ranhuras, Figura B.1 (c), enquanto para uma pentafásica de dois polos é necessário o mínimo de 10 ranhuras, Figura B.1 (d) [66] [67].

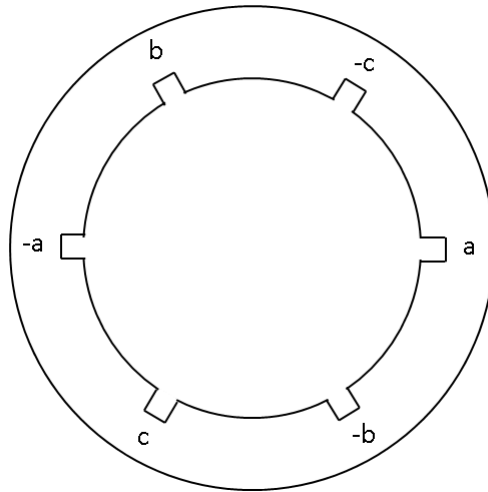
Uma ilustração de possíveis disposições de enrolamentos do estator em máquinas trifásicas e pentafásicas é mostrada na Figura B.1.



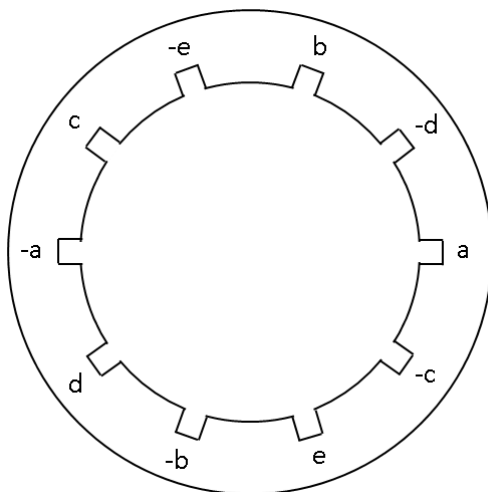
(a) enrolamento senoidalmente distribuído (dois polos, três fases, 12 ranhuras).



(b) enrolamento senoidalmente distribuído (dois polos, cinco fases, 20 ranhuras).



(c) enrolamento concentrado (dois polos, três fases, 6 ranhuras).



(d) enrolamento concentrado (dois polos, cinco fases, 10 ranhuras).

Figura B.1 – Ilustração de enrolamentos do estator em máquinas trifásicas e pentafásicas.

Uma máquina multifásica de  $n$  fases é dita simétrica quando possui distribuição simétrica dos eixos magnéticos dos enrolamentos, ou seja, o deslocamento espacial ( $\alpha$ ) entre quaisquer duas fases consecutivas é igual a  $2\pi/n$ . Este caso sempre ocorre quando o número de fases é primo e ímpar. No caso de número de fases par ou número ímpar que não seja primo a máquina multifásica será assimétrica [20].

Um campo girante de amplitude constante (FMM girante) será produzido por um enrolamento simétrico de  $n$  fases excitado por  $n$  correntes de fase equilibradas de frequência  $f_e$  quando os respectivos eixos magnéticos dos enrolamentos de fase estiverem afastados  $2\pi/n$  radianos elétricos no espaço. A amplitude dessa onda de fluxo será  $n/2$  vezes a contribuição máxima de qualquer fase em particular e a velocidade angular síncrona será  $\omega_s = (2/polos)\omega_e$  radianos por segundo. A produção de uma onda de FMM girante e o fluxo magnético girante corresponde a chave de operação das máquinas elétricas polifásicas. É a interação dessa onda de fluxo magnético com o fluxo do rotor que produz conjugado. Conjugado constante é produzido quando o fluxo magnético produzido pelo rotor gira em sincronismo com o do estator [68].

#### **B-4. Vantagens das Máquinas Elétricas Multifásicas**

Os acionamentos de máquinas multifásicas possuem várias vantagens em relação aos acionamentos de máquinas trifásicas, tais como:

- Redução do conteúdo harmônico espacial devido ao fluxo produzido pela componente fundamental das correntes do estator [20];
- Redução da amplitude e aumento da frequência das oscilações de torque, proporcional a  $2n$  vezes a frequência da tensão de alimentação, e consequente redução do ruído e aumento da eficiência [69] [70];
- Divisão da potência total pelo número de fases do motor permitindo redução da corrente por fase do motor e conversor (dispositivo semiconductor) sem aumento da tensão por fase possibilitando assim níveis elevados de potência com dispositivos semicondutores com potência limitada utilizando conversores de dois níveis [71];
- Alternativa aos conversores multi-níveis, pois a redução na corrente de fase do inversor permite o uso de um único dispositivo semiconductor para cada chave eletrônica ao invés de um grupo de dispositivos em série e paralelo. Problemas de divisão da tensão e da corrente dinâmica e estática entre os dispositivos são eliminados [21].

- Aumento da confiabilidade (tolerância a falhas), pois o motor possui a capacidade de partir e rodar mesmo depois da falha de uma ou mais fases não afetando significativamente o torque eletromagnético [29] [30] [25];
- Redução das harmônicas de corrente do link CC [72];
- Redução do nível de tensão no elo cc (corrente contínua) do inversor;
- Aumento na relação torque por corrente eficaz para máquinas com mesmo volume (tamanho, carcaça) resultando numa maior densidade de potência;
- Acionamento de vários motores multifásicos com controle independente e alimentados por um único conversor eletrônico de potência. Este controle só é possível em motores com distribuição de FMM senoidal [73] [74];
- Aumento do torque devido a injeção no estator de corrente harmônica de baixa ordem. Este aumento só é possível em motores com enrolamento concentrado [22];
- Motor sem rolamento (“*bearingless*”, em inglês), usando apenas um único enrolamento multifásico, alimentado por um único inversor multifásico [75] [76].
- Acionamento de motores com mudança eletrônica de polos, que é obtida pela reversão do sentido da corrente em certos grupos de bobinas do estator sem o uso de contadores [77].

## **B-5. Controle de Velocidade de Máquinas Elétricas Multifásicas**

Os métodos de controle de velocidade de máquinas multifásicas são em princípio os mesmos utilizados em máquinas trifásicas. Estes métodos são conhecidos como controle escalar (controle tensão/frequência constante), controle vetorial e controle direto de torque (*Direct Torque Control – DTC*, em inglês).

### **B-5.1. Controle Escalar de Máquinas Elétricas Multifásicas**

O controle escalar aplicado a máquinas elétricas multifásicas é abordado em [69] [78] [79]. Atualmente a utilização do controle escalar tem diminuído e tem aumentado o interesse no controle vetorial e controle direto de torque (DTC) devido ao baixo custo de implementação de técnicas de controle mais sofisticadas.

## B-5.2. Controle Vetorial de Máquinas Elétricas Multifásicas

Para a máquina multifásica simétrica com enrolamento do estator distribuído (FMM senoidal), os mesmos esquemas de controle vetorial utilizados em máquinas trifásicas podem ser aplicados independente do número de fases. A única diferença é que a transformação de coordenadas tem que produzir um conjunto de  $n$  correntes ou tensões de referências dependendo se o controle de corrente está no referencial estacionário ou síncrono respectivamente.

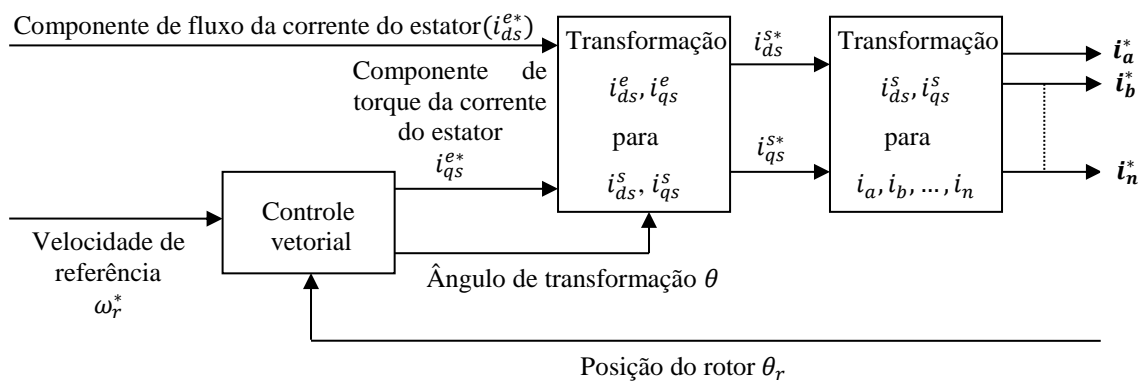


Figura B.2 – Esquema básico de controle vetorial para máquina multifásica com controle de corrente no referencial estacionário, enrolamento distribuído (FMM senoidal).

Um esquema básico de controle por orientação de campo para máquina multifásica com controle de corrente no referencial estacionário e enrolamento distribuído é mostrado na Figura B.2. As correntes de fase medidas ( $i_a, i_b, \dots, i_n$ ) são comparadas com seus correspondentes valores de referência ( $i_a^*, i_b^*, \dots, i_n^*$ ) em um comparador de histerese cuja saída determina o chaveamento do inversor. Considere que um motor de indução ou um motor síncrono de ímã permanente de  $n$  fases com distribuição de FMM senoidal. Para o controle vetorial indireto do motor de indução de  $n$  fases, o bloco “controle vetorial” é igual ao de um motor trifásico incluindo um controlador de velocidade, cálculo da velocidade angular de escorregamento e cálculo do ângulo de transformação ( $\theta$ ) pela soma do ângulo de escorregamento e ângulo de posição do rotor. A corrente de referência  $i_{ds}^{e*}$  é igual a corrente nominal de magnetização. Para o motor síncrono de ímã permanente de polos lisos de  $n$  fases, o bloco controle vetorial é apenas um controlador de velocidade, o ângulo de



transformação ( $\theta$ ) é o ângulo de posição do rotor e a corrente de referência  $i_{ds}^{e*}$  é igual a zero.

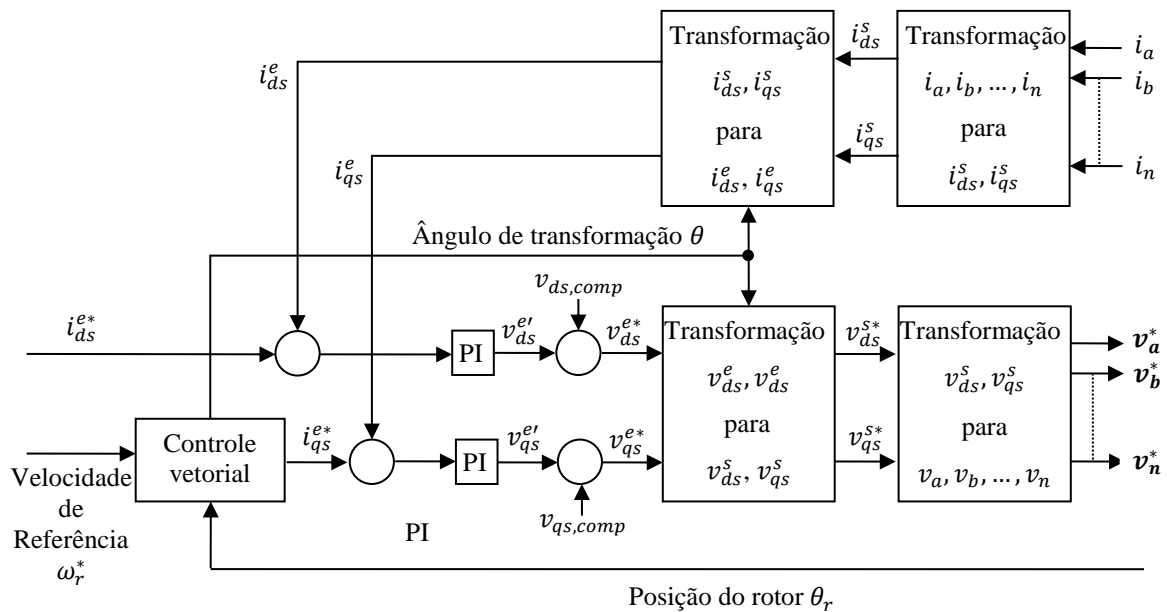


Figura B.3—Esquema básico de controle vetorial para máquina multifásica com controle no referencial síncrono, enrolamento distribuído (FMM senoidal).

Um esquema básico de controle por orientação de campo para máquina multifásica com controle de corrente no referencial síncrono e enrolamento distribuído (FMM senoidal) é mostrado na Figura B.3. A utilização de somente dois controladores de corrente será suficiente se não existirem assimetrias no enrolamento ou na fonte de alimentação. Assimetrias no enrolamento ou na fonte de alimentação provocam desequilíbrios na carga e o aparecimento de indesejadas componentes de corrente  $x - y$  na corrente do estator. Também é necessário uma adequada estratégia de modulação de largura de pulso – PWM do inversor para evitar o aparecimento de indesejadas harmônicas de baixa ordem na tensão do estator que são representadas pela componentes  $x - y$  da tensão nas equações (2.29) e (2.30), e também para evitar as componentes de correntes  $x - y$  na corrente do estator. Para resolver o problema de assimetrias no enrolamento ou na fonte de alimentação, no caso da máquina de 5 fases ou seis fases (com dois pontos neutros isolados), é necessário utilizar 4 controladores de corrente, acrescentando dois controladores para as componentes de corrente  $x - y$  além dos dois controladores para as componentes de corrente  $d - q$ , quando utilizado o esquema mostrado na Figura B.3 [80].

Para a máquina multifásica simétrica com enrolamento do estator concentrado (FMM quase retangular), os esquemas de controle vetorial precisam ser modificados. Quando é utilizado enrolamento concentrado, a FMM produzida no entreferro conterà componentes espaciais harmônicas e o torque poderá ser aumentado por meio da injeção de componentes de correntes harmônicas de baixa ordem na corrente do estator que coincidam com as componentes espaciais harmônicas. As componentes de correntes harmônicas de baixa ordem injetadas na corrente do estator estão relacionadas a componente fundamental da corrente do estator em termos de amplitude, frequência e fase e as modificações necessárias no esquema de controle vetorial consistem em calcular as referências para estas harmônicas baseadas nas referências da fundamental e na utilização de transformação de coordenadas modificadas.

Um esquema básico de controle por orientação de campo para máquina multifásica de 5 fases com controle de corrente no referencial estacionário e enrolamento concentrado é mostrado na Figura B.4. O bloco “controle vetorial” inclui um controlador de velocidade que tem em sua saída a referência  $i_{qs1}^{e*}$  que multiplicada por  $k_3$  produz duas referências de componentes de torque da corrente do estator,  $i_{qs1}^{e*}$  e  $i_{qs3}^{e*}$ , para primeira e terceira harmônica da corrente do estator respectivamente, bem como o cálculo de dois ângulos de transformação para primeira e terceira harmônica,  $\theta_1$  e  $\theta_3$ . As saídas do bloco da transformação inversa de Park,  $i_{ds1}^e$ ,  $i_{qs1}^e$ ,  $i_{ds3}^e$ ,  $i_{qs3}^e$  para  $i_{ds1}^s$ ,  $i_{qs1}^s$ ,  $i_{ds3}^s$ ,  $i_{qs3}^s$ , e as entradas do bloco da transformação inversa de Clarke,  $i_{ds1}^s$ ,  $i_{qs1}^s$ ,  $i_{ds3}^s$ ,  $i_{qs3}^s$  para  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_d$ ,  $i_e$ , são agora quatro referências de componentes da corrente do estator, ao invés das duas mostradas na Figura B.2 e representam as referências das componentes  $d - q$  da primeira ( $d_1 - q_1$ ) e terceira ( $d_3 - q_3$ ) harmônicas da corrente do estator. Para uma máquina multifásica de 7 fases será necessário utilizar as referências das componentes  $d - q$  para primeira, terceira e quinta harmônica da corrente do estator, para uma máquina multifásica de 9 fases será necessário utilizar as referências das componentes  $d - q$  para primeira, terceira, quinta e sétima harmônica da corrente do estator e assim por diante para máquinas múltifásicas de  $n$  fases, sendo  $n$  um número ímpar.

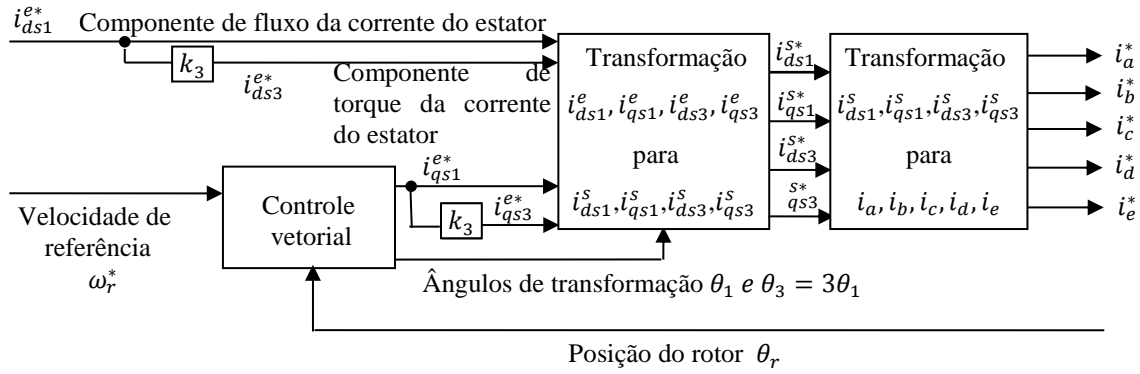


Figura B.4 – Esquema básico de controle vetorial para máquina multifásica de 5 fases com controle de corrente no referencial estacionário, enrolamento concentrado (FMM quase retangular).

Um esquema básico de controle por orientação de campo para máquina multifásica de 5 fases com controle de corrente no referencial síncrono e enrolamento concentrado é mostrado na Figura B.5. O bloco “controle vetorial” inclui um controlador de velocidade que tem em sua saída a referência  $i_{qs1}^{e*}$  que multiplicada por  $k_3$  produz duas referências de componentes de torque da corrente do estator,  $i_{qs1}^{e*}$  e  $i_{qs3}^{e*}$ . A referência  $i_{ds1}^{e*}$  também é multiplicada por  $k_3$  para produzir duas referências de componentes de fluxo da corrente do estator,  $i_{ds1}^{e*}$  e  $i_{ds3}^{e*}$ . É necessário utilizar 4 controladores de corrente, dois controladores para cada par de componentes de corrente  $d_1 - q_1$  e  $d_3 - q_3$ . A constante  $k_3$  está associada com o valor relativo das referências  $d_3 - q_3$  da componente da terceira harmônica da corrente do estator com relação as referências  $d_1 - q_1$  da componente da primeira harmônica (fundamental) da corrente do estator [81].

Conclue-se em [82] que se uma boa qualidade de controle de corrente é alcançada e um método adequado de modulação de largura de pulso – PWM é empregado em inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter – VSI*), a performance do controle vetorial em máquinas multifásicas será muito semelhante a obtida em máquinas trifásicas.

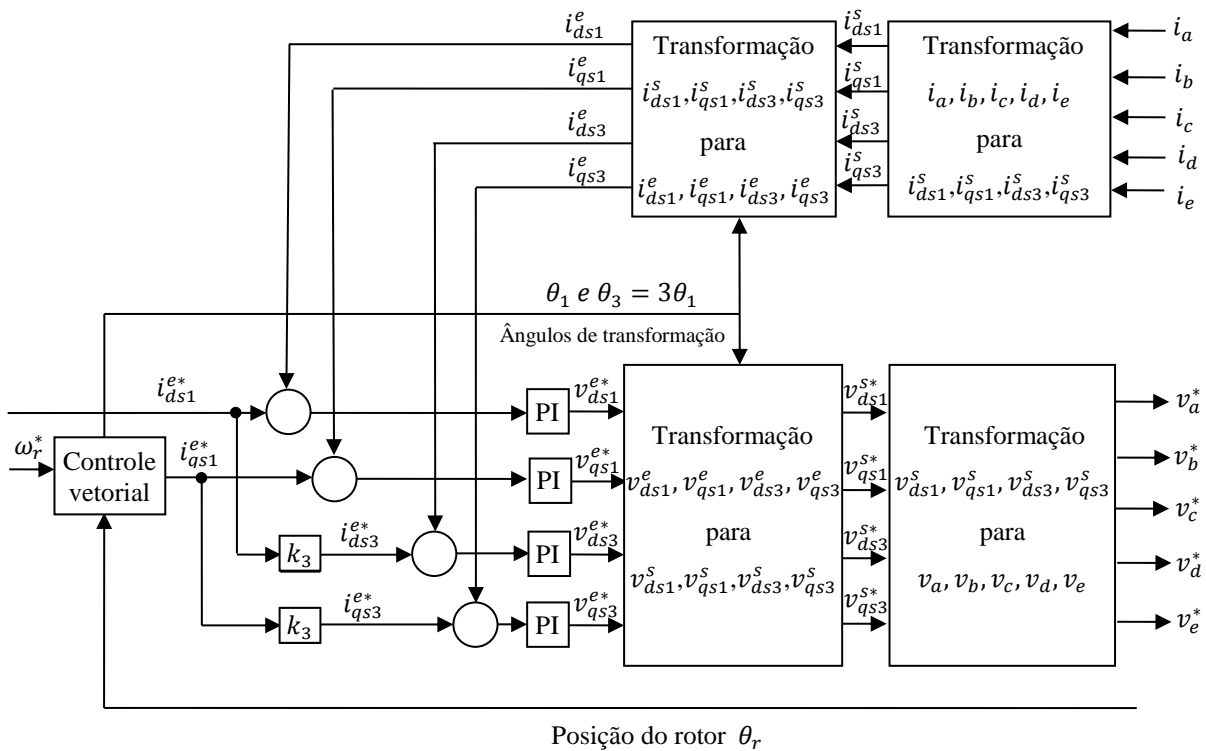


Figura B.5 – Esquema básico de controle vetorial para máquina multifásica de 5 fase com controle de corrente no referencial síncrono, enrolamento concentrado (FMM quase retangular).

### B-5.3. Controle Direto de Torque – DTC de Máquinas Elétricas Multifásicas

Para máquinas trifásicas existem dois esquemas básicos para o controle direto de torque (DTC). A primeiro esquema a partir das referências de torque e fluxo e das estimativas de torque e fluxo utiliza controladores de torque e fluxo com bandas de histerese em conjunto com uma tabela de seleção ótima de vetores espaciais de tensão do estator para gerar os sinais de chaveamento cuja frequência não é constante. O segundo esquema a partir das referências de torque e fluxo e das estimativas de torque e fluxo utiliza um algoritmo de controle de torque e fluxo que gera as tensões de referências que em conjunto com uma técnica PWM de controle da tensão de saída do inversor gera os sinais de chaveamento com frequência constante. Estas duas estratégias podem ser utilizadas em máquinas elétricas multifásicas obtendo-se um desempenho dinâmico muito semelhante ao obtido em máquinas trifásicas, porém existem diferenças devido às componentes  $x - y$  da tensão e componentes  $x - y$  da corrente [83] [84].

Para a máquina multifásica simétrica com enrolamento do estator distribuído (FMM senoidal), o controle direto de torque - DTC precisa aplicar tensões senoidais nos enrolamentos do estator. As indesejadas componentes de frequência de baixa ordem, componentes  $x - y$ , são evitadas pelo uso de frequência de chaveamento constante. No caso de máquinas multifásicas alimentadas por inversor fonte de tensão, o controle direto de torque - DTC com frequência de chaveamento constante precisa ser realizado por meio de técnica PWM de controle da tensão de saída do inversor que garanta tensão senoidal na saída do inversor.

O controle direto de torque - DTC aplicado a máquinas elétricas multifásicas de 5 fases é abordado em [33].

## APÊNDICE C – PROGRAMA FONTE

```

1 //#####
2 //
3 // FILE:      MSIP_Samuel_v3.c
4 //
5 // TITLE:    FIVE-PHASE PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE
6 //
7 //#####
8 // Ver | dd mmm yyyy | Who | Description of changes
9 // ----|-----|-----|-----
10 // 3.1 | 05 Nov 2014 | S.A.S. | Geração PWM senoidal
11 // 3.2 | 17 Nov 2014 | S.A.S. | ADC samples at 10KHz, triggered by ePWM1
12 // 3.3 | 28 Jan 2015 | S.A.S. | EQEP medindo velocidade e posição
13 // 3.4 | 10 Abr 2015 | S.A.S. | Hysteresis Band Current Control PWM
14 // 3.5 | 06 Nov 2015 | S.A.S. | Correção ângulo theta e sentido da velocidade
15 // 3.6 | 11 Nov 2015 | S.A.S. | Modificação transformada i_qdxy10 P/ i_abcd
16 // 3.7 | 09 Mar 2016 | S.A.S. | Incluído contador de PB1 e PB2 eliminar ruído
17 //#####
18 #include "DSP2833x_Device.h"
19 #include "math.h"
20
21 #include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File
22 #include "Example_posspeed_Recriar.h" // Example specific Include file
23
24 // External function prototypes
25 extern void InitAdc(void);
26 extern void Initsysctrl(void);
27 extern void InitPieCtrl(void);
28 extern void InitPieVectable(void);
29 extern void IniteQepGpio(void);
30
31 // Prototype statements for functions found within this file.
32 void Gpio_select(void);
33 void Setup_epWM(void);
34 void Setup_ADC(void);
35 interrupt void ePWM1_isr(void);
36
37 // Definitions and Initializations
38 #define START GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPI083 // Button PB1 Recriar
39 #define STOP GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPI082 // Button PB2 Recriar
40 int LIGADO = 0;

```

```

41 int contaSTART = 10;
42 int contaSTOP = 10;
43
44 #define dt 0.0001 // ISR runs every 100 us, T=1/f_PWM = 1/10.000 = 0.0001 (100 u(s))
45
46 // Current measurement
47 int Voltage_ADCINA0 = 0, Voltage_ADCINA1 = 0, Voltage_ADCINA2 = 0, Voltage_ADCINA3 = 0, Voltage_ADCINA4 = 0, Voltage_ADCINA5 = 0;
48 float Voltage_0 = 0.0, Voltage_1 = 0.0, Voltage_2 = 0.0, Voltage_3 = 0.0, Voltage_4 = 0.0;
49 float ia = 0.0, ib = 0.0, ic = 0.0, id = 0.0, ie = 0.0;
50
51 // Position and Speed measurement
52 #define qep_posspeed=POSSPEED_DEFAULTS;
53 #define pi_b30 0.10471975512 // (pi/30)
54 #define p12 6.28318530718 // 2*pi
55 float speed_RPM = 0.0;
56 float theta_Ele = 0.0; // electric rotor position in Q15
57 float theta_R = 0.0; // electric rotor position in rad
58
59 // Acceleration Ramp
60 float Wm_ref = 20; // reference speed in rad/s, Wm_ref = 94.25 rad/s = 900 RPM
61 float ramp_gain = 5, Wm_limit = 300, Wm_ramp_ant = 0, e_ramp_ant = 0, Wm_ramp = 0, e_ramp = 0;
62
63 // PI Controller of e_Wm for iqs_ref
64 float e_Wm = 0.0; // speed error
65 float e1_Wm = 0.0; // previous speed error
66 float Wm_ref = 0.0; // reference speed in rad/s
67 float Wm_med = 0.0; // measured speed (feedback) in rad/s
68 float inte_Wm = 0.0; // integral term with anti wind-up correction
69 float inte1_Wm = 0.0; // previous integral term
70 float Ki_W = 0.25; // integral gain
71 float Kp_W = 35.0; // proportional gain
72 float KC_W = 0.2; // integral correction gain (anti wind-up correction)
73 float e_Sat = 0.0; // saturated difference
74 float iqs = 0.0; // reference of the torque current before the saturator
75 float iqs_ref = 0.0; // reference of the torque current after the saturator
76 float iqs_max = 10.0; // maximum reference of the torque current
77
78 // i_qdx1y10 for i_abcde transformation
79 #define inv_sqrt2 0.70710678118 // 1/(sqrt(2))
80 #define pi2by5 1.25663706143 // (2*pi)/5

```

```

81 #define pi4by5      2.51327412287      // (4*pi)/5
82 float ia_ref=0.0, ib_ref=0.0, ic_ref=0.0, id_ref=0.0, ie_ref=0.0;
83 float iq5_ref=0.0, ids_ref=0.0, ix1_ref=0.0, iy1_ref=0.0, i0_ref=0.0;
84
85 // Hysteresis Band Current Control PWM
86 float hbi = 0.1;
87
88 /**** Buffer **
89 int i=0, bc=0, cont=0;
90 //float bf_0[2000];
91 float bf_0[400];
92 float bf_1[400];
93 float bf_2[400];
94 float bf_3[400];
95 float bf_4[400];
96 ////////////////////////////////////////////////////
97
98 ////////////////////////////////////////////////////
99 //          main code
100 ////////////////////////////////////////////////////
101
102 void main(void)
103 {
104
105 // Step 1. Initialize System Control:
106 // PLL, Watchdog, enable Peripheral Clocks
107 // This example function is found in the DSP2833x_SysCtrl.c file.
108   InitSysCtrl(); // Basic Core Init from DSP2833x_SysCtrl.c (disable watchdog)
109
110 // Step 2. Initialize GPIO:
111 // This example function is found in the DSP2833x_Gpio.c file and
112 // illustrates how to set the GPIO to it's default state.
113 // InitGpio(); // Skipped for this example
114
115 // For this case only init GPIO for ePWM1 and eQEP1
116 // This function is found in DSP2833x_EQep.c
117   Gpio_select(); // GPIO0 a GPIO6 as ePWM1A/B, ePWM2A/B and ePWM3A/B,
118                 // GPIO83 as input for PB1 (START), GPIO82 as input PB2 (STOP)
119   Setup_ePWM(); // init of ePWM1A/B, ePWM2A/B and ePWM3A/B
120   InitQepGpio(); // GPIO20 as EQEP1A, GPIO21 as EQEP1B and GPIO23 as EQEP1I

```



```

121
122// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
123// Disable CPU interrupts
124   DINT;           // Disable all interrupts
125
126// Initialize the PIE control registers to their default state.
127// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
128// are cleared.
129// This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.
130   InitPieCtrl(); // basic setup of PIE table; from DSP2833x_PieCtrl.c
131
132// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
133   IER = 0x0000;
134   IFR = 0x0000;
135
136// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
137// Service Routines (ISR).
138// This will populate the entire table, even if the interrupt
139// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
140// The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
141// This function is found in DSP2833x_PieVect.c.
142   InitPieVectTable(); // default ISR's in PIE
143
144// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
145// ISR functions found within this file.
146   EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
147   PieVectTable.EPwm1_INT = &ePwm1_isr;
148   EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
149
150// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
151   InitAdc(); // Basic ADC setup, incl. calibration. This function is found in DSP2833x_Adc.c
152   Setup_Adc();
153
154// Step 5. User specific code, enable interrupts:
155// enable INT3 Group for ePwm1:
156   IER |=4;
157// Enable ePwm1 INT in the PIE: Group 3 interrupt 1 (ePwm1):
158   PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTX1 = 1; // ePwm1
159// Enable Global Interrupts and higher priority real-time debug events:
160   EINT; // Enable Global interrupt INTM

```

```

161 ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGW
162 // initializes EQep
163 qep_osspeed.init(&qep_osspeed);
164
165 while(1)
166 {
167 // Enable PWM if Button PB1 pushed
168 // Button PB1 pushed -> input line reads "1"
169 // Button PB1 not pushed -> input line reads "0"
170 if(START == 1){
171     contaSTART--;
172     if (contaSTART <= 0)
173         contaSTART = 0;
174 } else {
175     contaSTART = 10;
176 }
177
178 // Disable PWM if Button PB2 pushed
179 // Button PB2 pushed -> input line reads "1"
180 // Button PB2 not pushed -> input line reads "0"
181 if (STOP == 1) {
182     contaSTOP--;
183     if (contaSTOP <= 0)
184         contaSTOP = 0;
185 } else {
186     contaSTOP = 10;
187 }
188
189 if (!contaSTART)
190 {
191     LIGADO = 1;
192     EPwm1Regs.AQCSFRC.all = 0x0000; // enable ePWM1 if PB1=1
193     EPwm2Regs.AQCSFRC.all = 0x0000; // enable ePWM2 if PB1=1
194     EPwm3Regs.AQCSFRC.all = 0x0000; // enable ePWM3 if PB1=1
195     EPwm5Regs.AQCSFRC.all = 0x0000; // enable ePWM5 if PB1=1
196     EPwm6Regs.AQCSFRC.all = 0x0000; // enable ePWM6 if PB1=1
197 }
198
199 if (!contaSTOP)
200 {

```

```

201 LIGADO = 0;
202 EPwm1Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // disable ePWM1 if PB2=1
203 EPwm2Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // disable ePWM2 if PB2=1
204 EPwm3Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // disable ePWM3 if PB2=1
205 EPwm5Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // disable ePWM5 if PB2=1
206 EPwm6Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // disable ePWM6 if PB2=1
207 }
208
209 }
210 }
211
212 void gpio_select(void)
213 {
214     EALLOW;
215     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0; // GPIO15 ... GPIO0 = General Purpose I/O
216     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // ePWM1A active
217     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1; // ePWM1B active
218     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // ePWM2A active
219     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1; // ePWM2B active
220     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1; // ePWM3A active
221     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1; // ePWM3B active
222     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO8 = 1; // ePWM5A active
223     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO9 = 1; // ePWM5B active
224     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO10 = 1; // ePWM6A active
225     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO11 = 1; // ePWM6B active
226
227     GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0; // GPIO31 ... GPIO16 = General Purpose I/O
228
229     GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0; // GPIO47 ... GPIO32 = General Purpose I/O
230     GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0; // GPIO63 ... GPIO48 = General Purpose I/O
231
232     GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0; // GPIO79 ... GPIO64 = General Purpose I/O
233     GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0; // GPIO87 ... GPIO80 = General Purpose I/O
234
235     GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0; // GPIO63-32 as inputs
236     GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0; // GPIO87-64 as inputs
237     GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0;
238
239 // desabilita pull-up interno
240 GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO82 = 1; // desabilita pull-up interno

```

```

241 gpioctrlregs.GPCPU0.bit.GPI083 = 1; // "0" para habilitar e "1" para desabilitar
242 EDIS;
243 }
244
245 void setup_epwm(void)
246 {
247     // ePWM1A (Fase "c")
248     EPwm1Regs.TZSEL.all = 0x0; // desabilitado proteção
249     EPwm1Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // force continuous low on output
250     EPwm1Regs.TBCTL.all = 0xC032; // Configure timer control register
251     /*
252     bit 15-14 11: FREE/SOFT, 11 = ignore emulation suspend
253     bit 13 0: PHSDIR, 0 = count down after sync event
254     bit 12-10 000: CLKDIV, 000 => TBCLK = HSPCLK/(CLKDIV = 1)
255     bit 9-7 000: HSPCLKDIV, 000 => HSPCLK = SYSCLKOUT/(HSPCLKDIV = 1)
256     bit 6 0: SWFSYNC, 0 = no software sync produced
257     bit 5-4 11: SYNCSEL, 11 = sync-out disabled
258     bit 3 0: PRDLD, 0 = reload PRD on counter=0
259     bit 2 0: PHSEN, 0 = phase control disabled
260     bit 1-0 10: CTRMODE, 10 = count up and down mode
261     */
262     EPwm1Regs.AQCTLA.all = 0x0060; // set ePWM1A on CMPA up and clear ePWM1A on CMPA down
263     // par complementar sem banda morta (configuração na linha abaixo)
264     EPwm1Regs.AQCTLB.all = 0x0090; // clear ePWM1B on CMPA up and set ePWM1B on CMPA down
265     EPwm1Regs.TBPRD = 7500; // timer period for 10 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 10 KHz)
266     //EPwm1Regs.TBPRD = 15000; // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)) = (1/2)*(100 µs / (1*1*6.667 ns))
267     //EPwm1Regs.TBPRD = 5000; // timer period for 5 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 5 KHz)
268     //EPwm1Regs.TBPRD = 5000; // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)) = (1/2)*(200 µs / (1*1*6.667 ns))
269     //EPwm1Regs.TBPRD = 5000; // timer period for 15 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 15 KHz)
270     // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)) = (1/2)*(66,67 µs / (1*1*6.667 ns))
271     EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm1Regs.TBPRD / 2; // 50% duty cycle first
272
273     // ePWM2A (Fase "b")
274     EPwm2Regs.TZSEL.all = 0x0; // desabilitado proteção
275     EPwm2Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // force continuous low on output
276     EPwm2Regs.TBCTL.all = 0xC032; // Configure timer control register
277     /*
278     bit 15-14 11: FREE/SOFT, 11 = ignore emulation suspend
279     bit 13 0: PHSDIR, 0 = count down after sync event
280     bit 12-10 000: CLKDIV, 000 => TBCLK = HSPCLK/(CLKDIV = 1)

```

```

281 bit 9-7      000:  HSPCLKDIV, 000 => HSPCLK = SYSCLKOUT/(HSPCLKDIV = 1)
282 bit 6        0:   SWFSYNC, 0 = no software sync produced
283 bit 5-4     11:   SYNCOSSEL, 11 = sync-out disabled
284 bit 3        0:   PRDLDD, 0 = reload PRD on counter=0
285 bit 2        0:   PHSEN, 0 = phase control disabled
286 bit 1-0     10:   CTRMODE, 10 = count up and down mode
287 */
288 EPwm2Regs.AQCTLA.all = 0x0060; // set ePWM2A on CMPA up and clear ePWM1A on CMPA down
289 // par complementar sem banda morta (configuração na linha abaixo)
290 EPwm2Regs.AQCTLB.all = 0x0090; // clear ePWM2B on CMPA up and set ePWM2B on CMPA down
291 EPwm2Regs.TBPRD = 7500; // timer period for 10 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 10 KHz)
292 //EPwm2Regs.TBPRD = 15000; // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)) = (1/2)*(100 µs / (1*1*6.667 ns))
293 //EPwm2Regs.TBPRD = 5000; // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)) = (1/2)*(200 µs / (1*1*6.667 ns))
294 // timer period for 5 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 5 KHz)
295 // timer period for 15 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 15 KHz)
296 // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)) = (1/2)*(66,67 µs / (1*1*6.667 ns))
297 EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm2Regs.TBPRD / 2; // 50% duty cycle first
298
299 // ePWM3A (Fase "a")
300 EPwm3Regs.TZSEL.all = 0x0; // desabilitado proteção
301 EPwm3Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // force continuous low on output
302 EPwm3Regs.TBCTL.all = 0xC032; // Configure timer control register
303 /*
304 bit 15-14   11:   FREE/SOFT, 11 = ignore emulation suspend
305 bit 13      0:   PHSDIR, 0 = count down after sync event
306 bit 12-10   000:  CLKDIV, 000 => TBCLK = HSPCLK/(CLKDIV = 1)
307 bit 9-7     000:  HSPCLKDIV, 000 => HSPCLK = SYSCLKOUT/(HSPCLKDIV = 1)
308 bit 6        0:   SWFSYNC, 0 = no software sync produced
309 bit 5-4     11:   SYNCOSSEL, 11 = sync-out disabled
310 bit 3        0:   PRDLDD, 0 = reload PRD on counter=0
311 bit 2        0:   PHSEN, 0 = phase control disabled
312 bit 1-0     10:   CTRMODE, 10 = count up and down mode
313 */
314 EPwm3Regs.AQCTLA.all = 0x0060; // set ePWM3A on CMPA up and clear ePWM1A on CMPA down
315 // par complementar sem banda morta (configuração na linha abaixo)
316 EPwm3Regs.AQCTLB.all = 0x0090; // clear ePWM3B on CMPA up and set ePWM3B on CMPA down
317 EPwm3Regs.TBPRD = 7500; // timer period for 10 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 10 KHz)
318 // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)) = (1/2)*(100 µs / (1*1*6.667 ns))
319 // timer period for 5 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 5 KHz)
320 // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)) = (1/2)*(200 µs / (1*1*6.667 ns))

```

```

321 //EPwm3Regs.TBPRD = 5000; // timer period for 15 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 15 KHz)
322 // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYCLK)) = (1/2)*(66,67 µs / (1*1*6.667 ns))
323 EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm3Regs.TBPRD / 2; // 50% duty cycle first
324
325 // ePWM5A (Fase "e")
326 EPwm5Regs.TZSEL.all = 0x0; // desabilitado proteção
327 EPwm4Regs.TZSEL.all = 0x0; // desabilitado proteção Pwm4 que não está sendo usado
328 EPwm5Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // force continuous low on output
329 EPwm5Regs.TBCTL.all = 0xc032; // Configure timer control register
330 /*
331 bit 15-14 11: FREE/SOFT, 11 = ignore emulation suspend
332 bit 13 0: PHSDIR, 0 = count down after sync event
333 bit 12-10 000: CLKDIV, 000 => TBCLK = HSPCLK/(CLKDIV = 1)
334 bit 9-7 000: HSPCLKDIV, 000 => HSPCLK = SYSCLKOUT/(HSPCLKDIV = 1)
335 bit 6 0: SMFSYNC, 0 = no software sync produced
336 bit 5-4 11: SYNCOSSEL, 11 = sync-out disabled
337 bit 3 0: PRDL, 0 = reload PRD on counter=0
338 bit 2 0: PHSEN, 0 = phase control disabled
339 bit 1-0 10: CTRMODE, 10 = count up and down mode
340 */
341 EPwm5Regs.AQCTLA.all = 0x0060; // set ePWM5A on CMPA up and clear ePWM5A on CMPA down
342 // par complementar sem banda morta (configuração na linha abaixo)
343 EPwm5Regs.AQCTLB.all = 0x0090; // clear ePWM5B on CMPA up and set ePWM5B on CMPA down
344 EPwm5Regs.TBPRD = 7500; // timer period for 10 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 10 KHz)
345 // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYCLK)) = (1/2)*(100 µs / (1*1*6.667 ns))
346 //EPwm5Regs.TBPRD = 15000; // timer period for 5 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 5 KHz)
347 // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYCLK)) = (1/2)*(200 µs / (1*1*6.667 ns))
348 //EPwm5Regs.TBPRD = 5000; // timer period for 15 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 15 KHz)
349 // TPRD +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYCLK)) = (1/2)*(66,67 µs / (1*1*6.667 ns))
350 EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm5Regs.TBPRD / 2; // 50% duty cycle first
351
352 // ePWM6A (Fase "d")
353 EPwm6Regs.TZSEL.all = 0x0; // desabilitado proteção
354 EPwm6Regs.AQCSFRC.all = 0x0005; // force continuous low on output
355 EPwm6Regs.TBCTL.all = 0xc032; // Configure timer control register
356 /*
357 bit 15-14 11: FREE/SOFT, 11 = ignore emulation suspend
358 bit 13 0: PHSDIR, 0 = count down after sync event
359 bit 12-10 000: CLKDIV, 000 => TBCLK = HSPCLK/(CLKDIV = 1)
360 bit 9-7 000: HSPCLKDIV, 000 => HSPCLK = SYSCLKOUT/(HSPCLKDIV = 1)

```

```

361 bit 6      0:      SMFSYNC, 0 = no software sync produced
362 bit 5-4   11:     SYNCSEL, 11 = sync-out disabled
363 bit 3      0:      PRDL, 0 = reload PRD on counter=0
364 bit 2      0:      PHSEN, 0 = phase control disabled
365 bit 1-0   10:     CTRMODE, 10 = count up and down mode
366 */
367 EPwm6Regs.AQCTLA.all = 0x0060; // set ePWM6A on CMPA up and clear ePWM6A on CMPA down
368 // par complementar sem banda morta (configuração na linha abaixo)
369 EPwm6Regs.AQCTLB.all = 0x0090; // clear ePWM6B on CMPA up and set ePWM6B on CMPA down
370 EPwm6Regs.TBPRD = 7500; // timer period for 10 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 10 kHz)
371 // TPprd +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYCLK)) = (1/2)*(100 µs / (1*1*6.667 ns))
372 //EPwm6Regs.TBPRD = 15000; // timer period for 5 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 5 kHz)
373 // TPprd +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYCLK)) = (1/2)*(200 µs / (1*1*6.667 ns))
374 //EPwm6Regs.TBPRD = 5000; // timer period for 15 KHz, TBPRD = 1/2 ( 150 MHz / 15 kHz)
375 // TPprd +1 = (1/2)*(TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYCLK)) = (1/2)*(66,67 µs / (1*1*6.667 ns))
376 EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm6Regs.TBPRD / 2; // 50% duty cycle first
377
378 EPwm1Regs.ETSEL.all = 0x0A09; // Enable SOCA to ADC and EPWM1_INT
379 /*
380 bit 15      0:      SOCEN, 0 = disable SOCB
381 bit 14-12   000:    SOCSEL, don't care
382 bit 11      1:      SOCAEN, 1 = enable SOCA
383 bit 10-8    010:    SOCASEL, 010 = SOCA on CTR=PRD event
384 bit 7-4     0000:   reserved
385 bit 3       1:      INTEN, 0 = enable ePWM1_INT (interrupt enable for ePWM1)
386 bit 2-0     001:    INTSEL, 001 = EPWM1_INT on CTR=0 event (interrupt on CTR=0)
387 */
388
389 EPwm1Regs.ETPS.all = 0x0101; // Configure ADC start by ePWM1 and ePWM1_INT on first event
390 /*
391 bit 15-14   00:     EPWMSOCB, read-only
392 bit 13-12   00:     SOCBRPD, don't care
393 bit 11-10   00:     EPWMSOCA, read-only
394 bit 9-8     01:     SOCAPRD, 01 = generate SOCA on first event
395 bit 7-4     0000:   reserved
396 bit 3-2     00:     INTCNT, don't care
397 bit 1-0     01:     INTPRD, 01 = generate ePWM1 interrupt on first event
398 */
399 }
400

```

```

401 void Setup_ADC(void)
402 {
403 // Configure ADC registers (ADCTRL1, ADCTRL2, ADCTRL3, ADCMAXCONV, ADCCHSELSEQ1, ADCCHSELSEQ2)
404 AdcRegs.ADCTRL1.all = 0;
405 AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 15; // 15 = 16 x ADCCLK (length of the sample window)
406 AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; // 1=cascaded sequencer
407 AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0; // divide by 1 (ADCCLK = FLCK/1 = 12,5 MHz)
408 AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0; // single run mode (0 = stops after reaching end of sequence)
409
410 AdcRegs.ADCTRL2.all = 0;
411 AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 0; // 1=enable SEQ1 interrupt (enable ADCINT for SEQ1)
412 AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1; // 1=SEQ1 start from ePWM_SOCA trigger (can be started by ePWM trigger)
413 AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1 = 0; // 0= interrupt after every End Of Sequence (EOS)
414
415 AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 3; // ADC clock: FCLK = HSPCLK / (2 * ADCCLKPS)
416 // HSPCLK = 75MHz (see DSP2833X_SysCtrl.c)
417 // FCLK = 75 MHz / (2 * 3) = 12,5 MHz
418
419 AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0004; // 5 conversions stages of the auto sequencer
420
421 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0; // Setup ADCINA0 as 1st SEQ1 conv.
422 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 1; // Setup ADCINA1 as 2nd SEQ1 conv.
423 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 2; // Setup ADCINA2 as 3rd SEQ1 conv.
424 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 8; // Setup ADCINB0 as 4th SEQ1 conv.
425 AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 9; // Setup ADCINB1 as 1th SEQ2 conv.
426
427 AdcRegs.ADCREFSEL.bit.REF_SEL = 1; // 1=external reference 2.048 V
428 }
429
430 interrupt void ePWM1_isr(void)
431 // ISR runs every 100 us (PWM-frequency = 10 KHz)
432 // and is triggered by ePWM1 CTR=0 event (EPWM1_INT on CTR=0 event, interrupt on CTR=0)
433 // run - time of ISR is 34 us
434 {
435 // Current measurement
436 // Reading of voltages available in the ADC module registers and subtracting the offset
437 Voltage_ADCINA0 = (AdcRegs.ADCRESULT0 >>4) - 1852; // digital number "D_0" - offset
438 Voltage_ADCINA1 = (AdcRegs.ADCRESULT1 >>4) - 1845; // digital number "D_1" - offset
439 Voltage_ADCINA2 = (AdcRegs.ADCRESULT2 >>4) - 1845; // digital number "D_2" - offset
440 Voltage_ADCINB0 = (AdcRegs.ADCRESULT3 >>4) - 1845; // digital number "D_3" - offset

```



```

441 voltage_ADCINB1 = (AdcRegs.ADCRESULT4 >>4) - 1845; // digital number "D_4" - offset
442
443 // Converting the digital value to analog value
444 voltage_0 = (Voltage_ADCINA0*3.0)/4095; // [Vin_0 = ((D_0 - offset)*3.0)/4095] analogue input voltage_0
445 voltage_1 = (Voltage_ADCINA1*3.0)/4095; // [Vin_1 = ((D_1 - offset)*3.0)/4095] analogue input voltage_1
446 voltage_2 = (Voltage_ADCINA2*3.0)/4095; // [Vin_2 = ((D_2 - offset)*3.0)/4095] analogue input voltage_2
447 voltage_3 = (Voltage_ADCINB0*3.0)/4095; // [Vin_3 = ((D_3 - offset)*3.0)/4095] analogue input voltage_3
448 voltage_4 = (Voltage_ADCINB1*3.0)/4095; // [Vin_4 = ((D_4 - offset)*3.0)/4095] analogue input voltage_4
449
450 // Converting voltage signal into current signal applying gain current sensor(20.00/0.625) and additional signal conditioning gain
451 (1.95)
452 ia = Voltage_0*(20.0/0.625)*1.95;
453 ib = Voltage_1*(20.0/0.625);
454 ic = Voltage_2*(20.0/0.625);
455 id = Voltage_3*(20.0/0.625);
456 ie = Voltage_4*(20.0/0.625);
457
458 // Reinitialize for next ADC sequence
459 AdcRegs.ADCCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; // 1= Reset SEQ1 (immediate reset SEQ1 to "initial state")
460
461 // Position and Speed measurement
462 qep_posspeed.calc(&qep_posspeed); // Execute the calculations of the (Example_posspeed_Recriar.c) C file
463 speed_RPM = qep_posspeed.SpeedRpm_pr; // speed in RPM
464 //Wm_med = speed_RPM*pi/30; // speed in rad/s, Obs.: N(rad/s) = (pi/30)*N(RPM)
465 //Wm_med = speed_RPM*pi/30; // speed in rad/s, Obs.: N(rad/s) = (pi/30)*N(RPM) (Obs.: Correção para sentido positivo
466 // coincidir com theta positivo)
467 theta_Ele = qep_posspeed.theta_elec; // electric rotor position in Q15 (2^15 -1 = 32.768-1=32.767)
468 //theta_R = (theta_Ele/32767)*pi/2; // electric rotor position in rad
469 //theta_R = pi/2 - (theta_Ele/32767)*pi/2; // electric rotor position in rad (Obs.: Correção para o ângulo theta ser positivo do eixo
470 // magnético "a" para o "b")
471 // Acceleration Ramp
472 e_ramp = Wm_ref - Wm_ramp;
473 if(e_ramp > 0)
474 {
475     e_ramp = 1;
476 }
477 if(e_ramp <= 0)
478 {
479     e_ramp = -1;

```

```

478 }
479 e_ramp = e_ramp * ramp_gain;
480 // integrador
481 Wm_ramp = Wm_ramp_ant + ((e_ramp + e_ramp_ant)/2) * (0.00002);
482 if(Wm_ramp >= Wm_limit)
483 {
484     Wm_ramp = Wm_limit;
485 }
486 if(Wm_ramp <= -Wm_limit)
487 {
488     Wm_ramp = Wm_limit;
489 }
490 Wm_ramp_ant = Wm_ramp;
491 e_ramp_ant = e_ramp;
492
493 // PI of e_Wm for iqs_ref with saturation and anti wind-up correction (Kc_W*e_Sat)
494 //e_Wm = Wm_ramp - Wm_med;
495 e_Wm = Wm_ref - Wm_med;
496 inte_Wm = inte_Wm + dt*(e1_Wm + e_Wm)*1/2 + Kc_W*e_Sat;
497 iqs = Kp_W*e_Wm + Ki_W*inte_Wm;
498 e1_Wm = e_Wm;
499 inte_Wm = inte_Wm;
500 if(iqs >= iqs_max)
501     iqs_ref = iqs_max;
502 else if(iqs <= -iqs_max)
503     iqs_ref = -iqs_max;
504 else
505     iqs_ref = iqs;
506 e_Sat = iqs_ref - iqs;
507
508 // i_qdx1y10 for i_abcde transformation modificada ( eixos alpha e betha positivos, eixos d e q positivos,
509 // tetha_R medido do eixo d com eixo alpha e eixo q com eixo beta
510 ia_ref = ids_ref*cos(theta_R) - iqs_ref*sin(theta_R) + ix1_ref + i0_ref*inv_sqrt2;
511 ib_ref = ids_ref*cos(theta_R-pi2by5) - iqs_ref*cos(theta_R-pi2by5) + ix1_ref*cos(pi4by5) + iy1_ref*sin(pi4by5) + i0_ref*inv_sqrt2;
512 ic_ref = ids_ref*cos(theta_R-pi4by5) - iqs_ref*cos(theta_R-pi4by5) + ix1_ref*cos(pi2by5) - iy1_ref*sin(pi2by5) + i0_ref*inv_sqrt2;
513 id_ref = ids_ref*cos(theta_R+pi4by5) - iqs_ref*cos(theta_R+pi4by5) + ix1_ref*cos(pi2by5) + iy1_ref*sin(pi2by5) + i0_ref*inv_sqrt2;
514 ie_ref = ids_ref*cos(theta_R+pi2by5) - iqs_ref*cos(theta_R+pi2by5) + ix1_ref*cos(pi4by5) - iy1_ref*sin(pi4by5) + i0_ref*inv_sqrt2;
515
516 // Hysteresis Band Current Control PWM
517 // Calculation of duty cycle PWM (calculation of values for the comparator module ePWM)

```

```

518 if ((ia_ref - ia) >= hbi)
519     EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
520 if ((ia_ref - ia) < -hbi)
521     EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm3Regs.TBPRD;
522
523 if ((ib_ref - ib) >= hbi)
524     EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
525 if ((ib_ref - ib) < -hbi)
526     EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm2Regs.TBPRD;
527
528 if ((ic_ref - ic) >= hbi)
529     EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
530 if ((ic_ref - ic) < -hbi)
531     EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm1Regs.TBPRD;
532
533 if ((id_ref - id) >= hbi)
534     EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
535 if ((id_ref - id) < -hbi)
536     EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm6Regs.TBPRD;
537
538 if ((ie_ref - ie) >= hbi)
539     EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
540 if ((ie_ref - ie) < -hbi)
541     EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm5Regs.TBPRD;
542
543 //////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
544 bf_0[bc] = ia;
545 bf_1[bc] = ib;
546 bf_2[bc] = ic;
547 bf_3[bc] = id;
548 bf_4[bc] = ie;
549 cont++;
550 if(cont >=4)
551 {
552     cont=0;
553     bc++;
554 }
555 if(bc >=400)
556     bc = 0;
557 //////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////

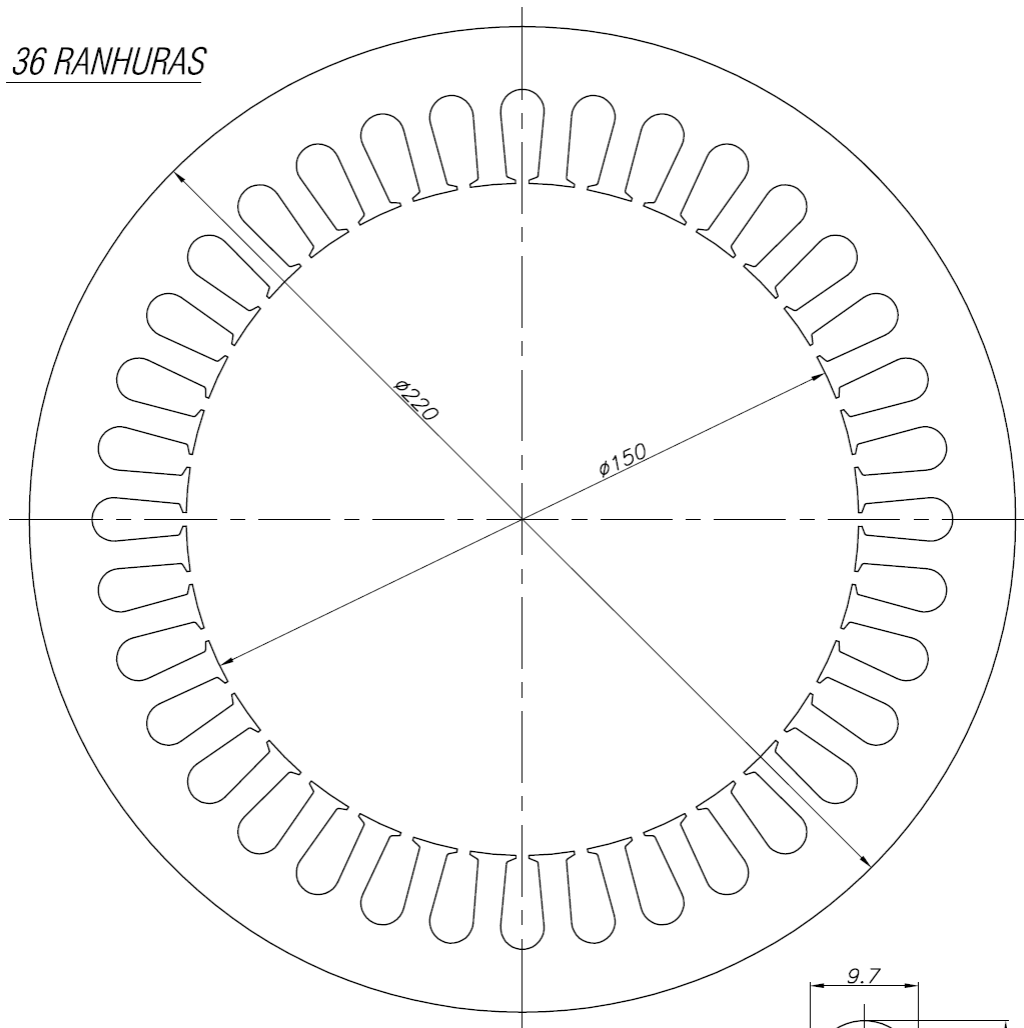
```

```
558     EPWM1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;    // Clear ePWM1 Interrupt flag
559     PieCtrlRegs.PIEACK.all = 4;     // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
560 }
561 }
562 //=====
563 // End of Source Code.
564 //=====
565
```

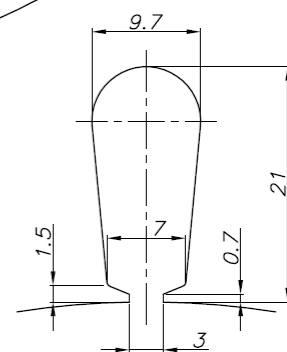
# ANEXO I – CHAPA DO ESTATOR ORIGINAL TRIFÁSICO

EQUACIONAL ELÉTRICA E MECÂNICA LTDA.

36 RANHURAS



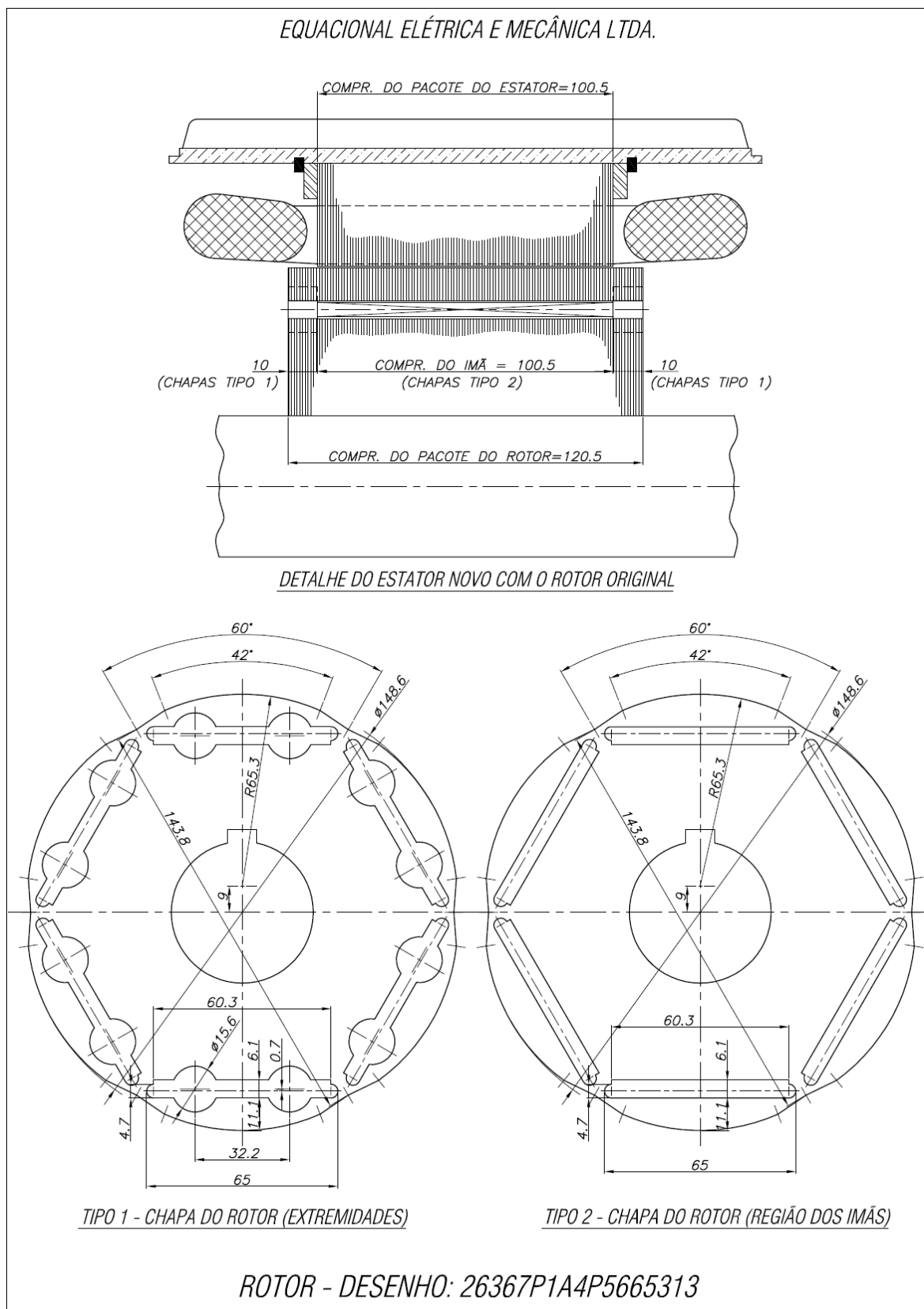
ESCALA 1:1,25



RANHURA DO ESTATOR  
ESCALA 2:1

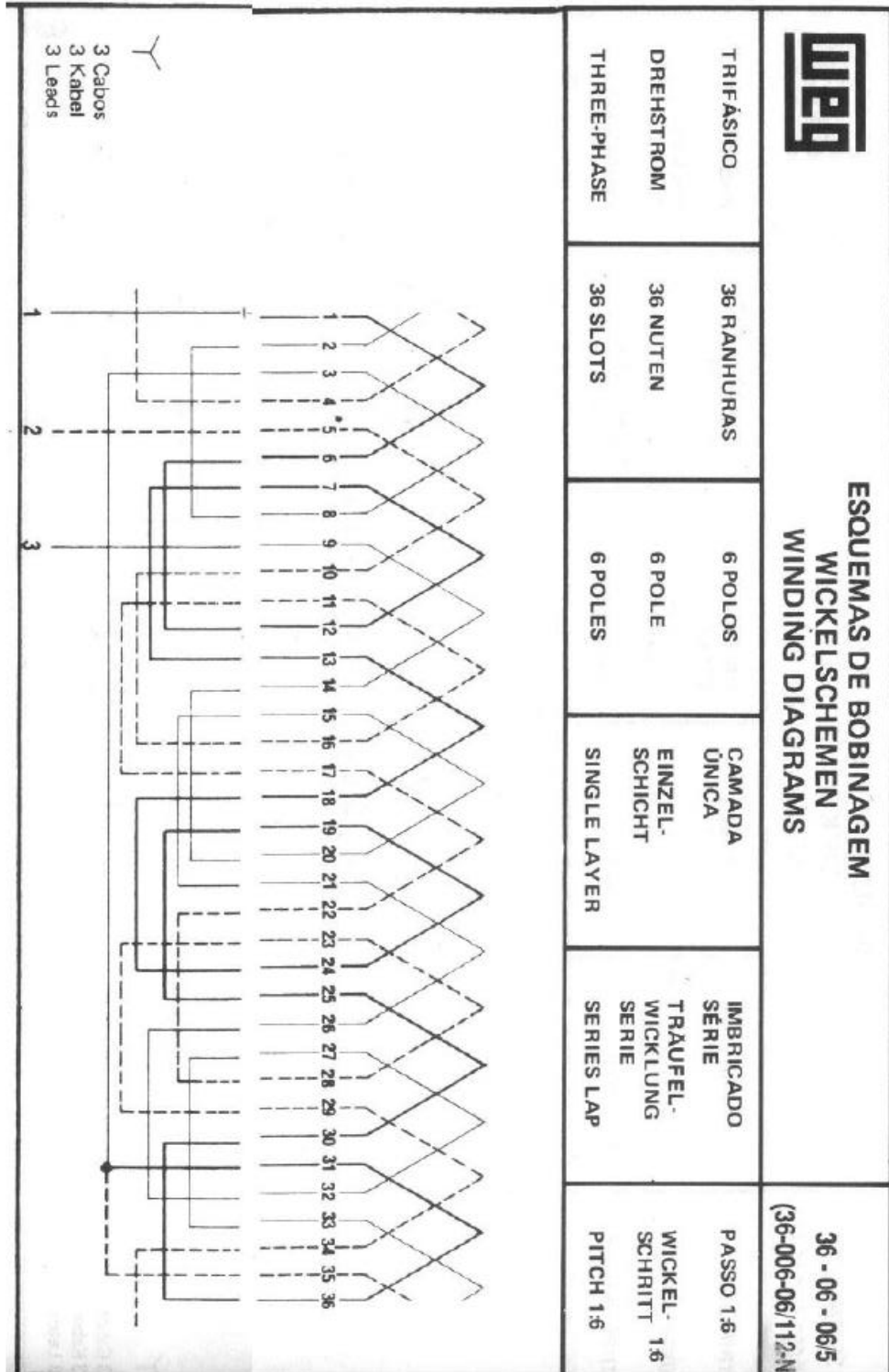
CHAPA DO ESTATOR ORIGINAL - DESENHO: 26364P1A4P5665313

## ANEXO II – CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DO ROTOR



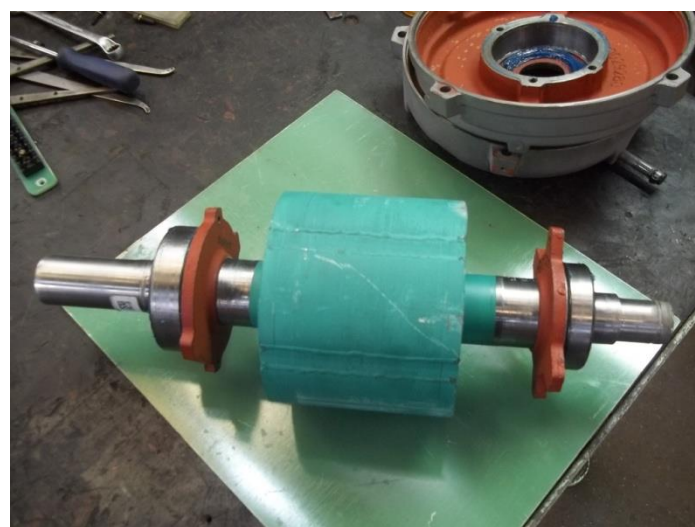


# ANEXO III – DIAGRAMA DO ENROLAMENTO TRIFÁSICO







## ANEXO IV – REGISTRO FOTOGRÁFICO DO MSIP TRIFÁSICO

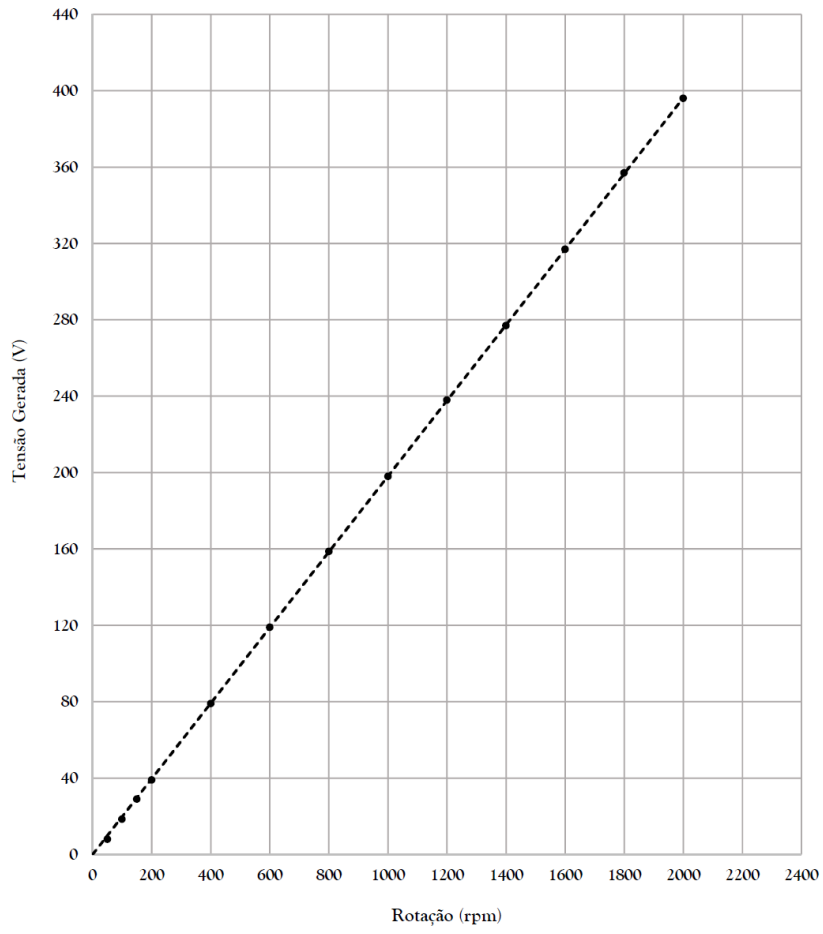




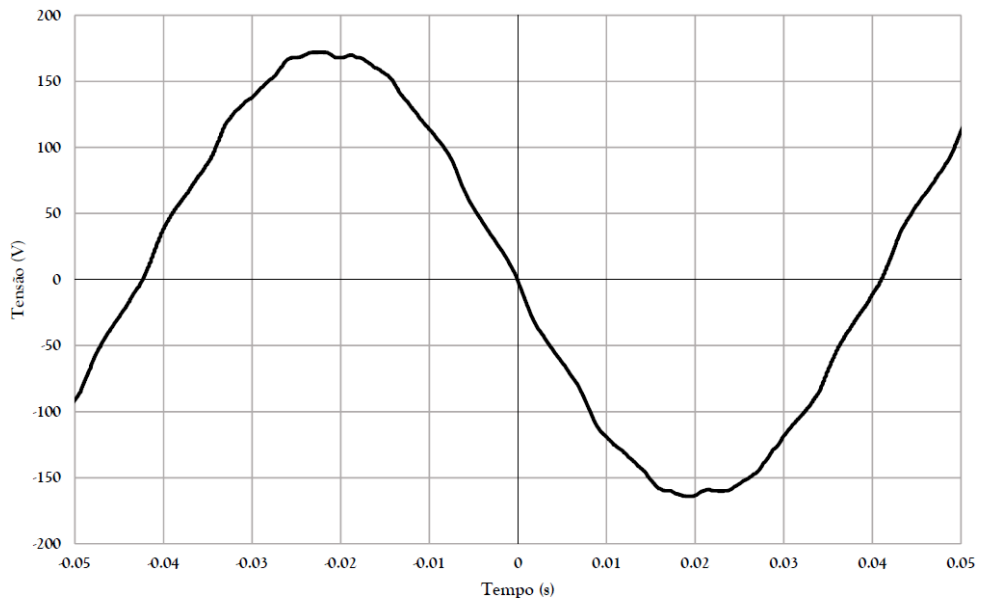
# ANEXO V – ENSAIO A VAZIO DO MSIP ORIGINAL TRIFÁSICO

				Cliente: Samuel - UFRJ Pedido Interno nº: 56653 Tipo: 132S (Ímãs Permanentes) X nº: - Máquina nº: -									
<b>Folha de Ensaios</b>													
Geradores													
<b>DADOS DE PLACA</b>													
kW	RPM	Ligação	Hz	V	A	Campo (exc.)			Isol.	f.p.	Obs.:		
11	1800	-	60	380	19.2	V	-	A	-	F			
<b>ENSAIOS (NBR 5052)</b>													
<i>Vazio</i>			<i>Curto-Circuito</i>			<i>Resistências</i>		Temp. Ambiente: 21 °C					
						CAMPO		_____ Ω					
						ARMADURA		0.813 Ω Lig. -					
						CPO EXCITATRIZ		_____ Ω					
						ARMADURA EXCITATRIZ		_____ Ω Lig.					
						<i>Resistências de Isolação ( kVcc 60 s)</i>							
						CAMPO		_____ MΩ					
						ARMADURA		25500 MΩ					
						CPO EXCITATRIZ		_____ MΩ					
						ARMADURA EXCITATRIZ		_____ MΩ					
						<i>Tensão Aplicada ( Δt = 60 s)</i>							
						CAMPO		_____ kV <sub>AC</sub>					
						ARMADURA		_____ kV <sub>AC</sub>					
						CPO EXCITATRIZ		_____ kV <sub>AC</sub>					
						ARMADURA EXCITATRIZ		_____ kV <sub>AC</sub>					
						<i>Vibração Mancal L.A. (pico)</i>			<i>Vibração Mancal L.O.A. (pico)</i>				
						Axial _____			Axial _____ mm/s				
						Vertical _____			Vertical _____ mm/s				
						Horizontal _____			Horizontal _____ mm/s				
<i>Observações:</i>													
<i>Carga</i>													
<i>i<sub>exc</sub></i>	<i>V<sub>L</sub></i>	<i>I<sub>L</sub></i>	<i>W<sub>1</sub></i>	<i>W<sub>2</sub></i>	<i>X</i>	<i>kW<sub>ABS</sub></i>	<i>f.p.</i>	<i>kVA</i>	<i>kgf / lbft</i>	<i>n (rpm)</i>			
<i>Moto-Ventilador</i>						<i>Instrumentos Utilizados</i>							
Isol. _____ MΩ R _____ Ω Lig. _____ V <sub>L</sub> _____ V I <sub>L</sub> _____ A						2 Amperímetros AC SP							
						2 Wattímetros SP							
<i>Resistência de Aquecimento</i>						1 Voltímetro AC SP							
P _____ W V _____ V Isol. _____ MΩ D <sub>1</sub> -D <sub>2</sub> _____ Ω						1 Megômetro SP							
<i>Sensores Térmicos</i>						1 Ohmímetro SP							
						1 Tacômetro SP							
Tipo: PTC 155°C						ST <sub>1</sub> _____ Ω		ST <sub>2</sub> _____ Ω		ST <sub>3</sub> _____ Ω		1 Analisador de Vibrações SP	
						ST <sub>4</sub> _____ Ω		ST <sub>5</sub> _____ Ω		ST <sub>6</sub> _____ Ω		1 Amperímetro DC	
						ST <sub>7</sub> _____ Ω		ST <sub>8</sub> _____ Ω		ST <sub>9</sub> _____ Ω		1 Multímetro SP	
Enc. dos Ensaios: Luis 30 / 07 / 13 Verif.: _____ Insp.: _____													

Tensão x Rotação - Motor Original (PI 56653 - Samuel UFRJ)



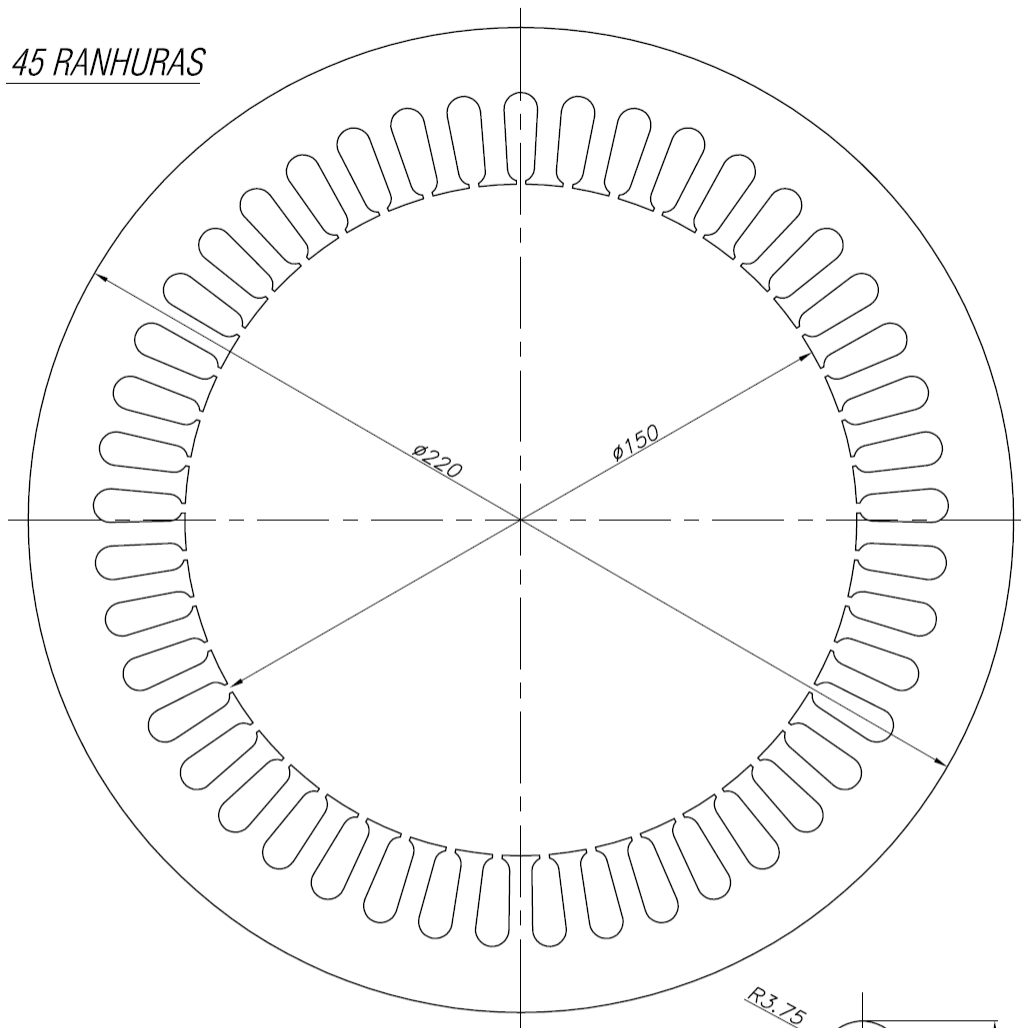
Forma de Onda em 30 Hz - Estator Original (PI 56653 - Samuel UFRJ)



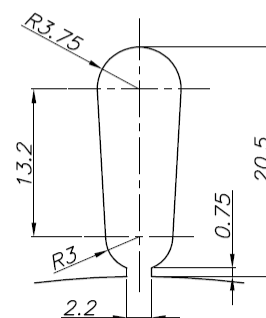
# ANEXO VI – CHAPA DO ESTATOR PENTAFÁSICO

EQUACIONAL ELÉTRICA E MECÂNICA LTDA.

45 RANHURAS



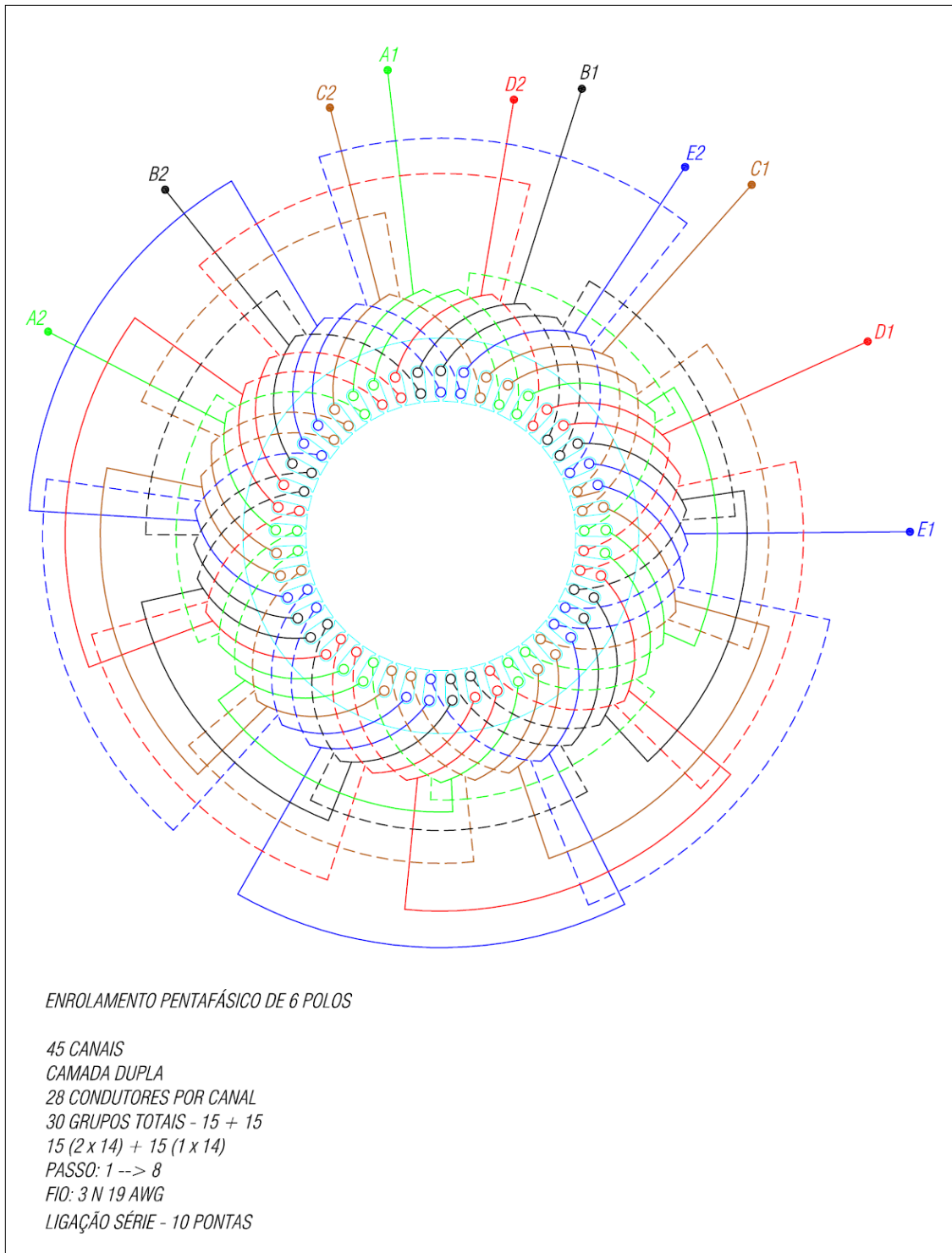
ESCALA 1:1,25





RANHURA DO ESTATOR  
FERRAMENTA Nº 342  
ESCALA 2:1

CHAPA DO ESTATOR NOVO - DESENHO: 26365P1A4P5665313

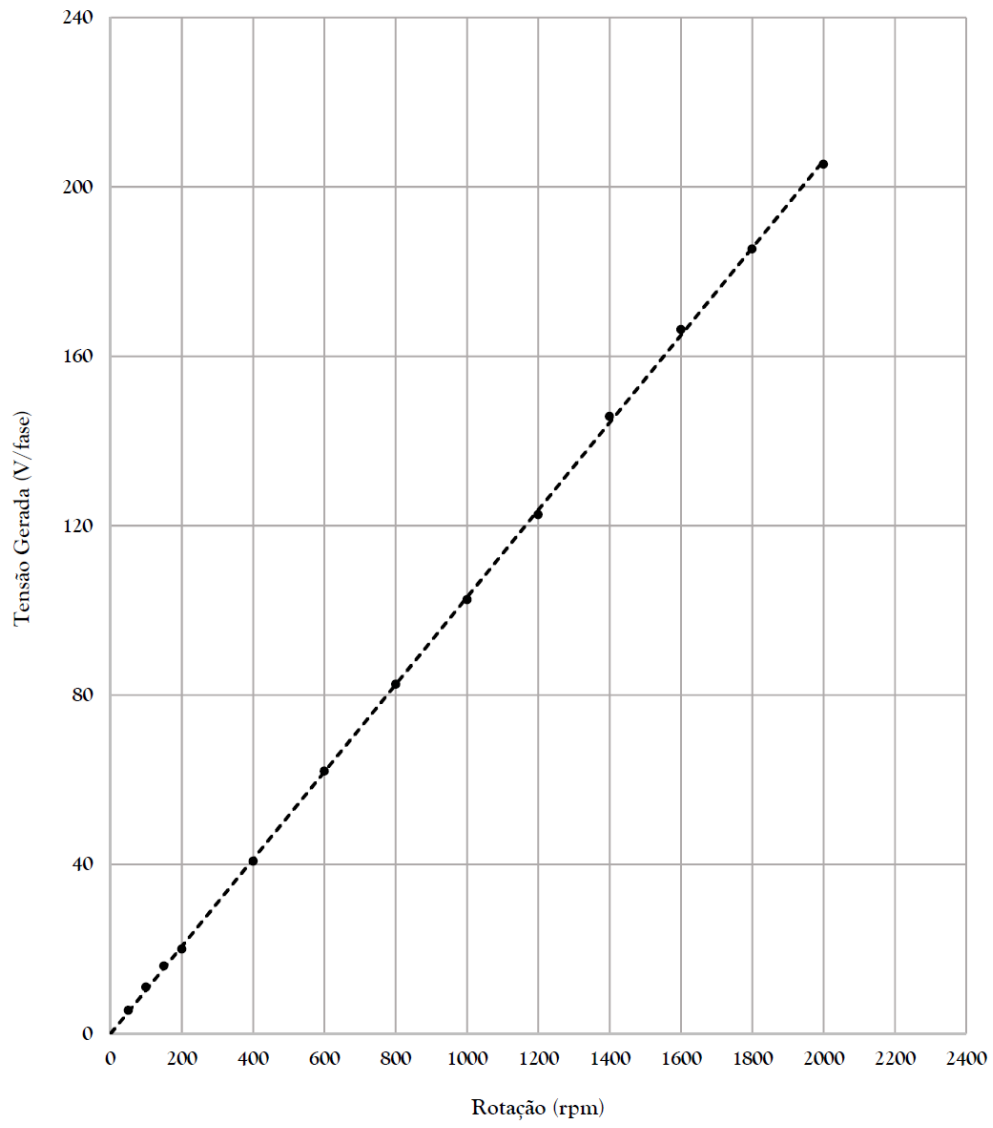
## ANEXO VII – DIAGRAMA DO ENROLAMENTO PENTAFÁSICO



## ANEXO VIII – ENSAIO A VAZIO DO MSIP PENTAFÁSICO

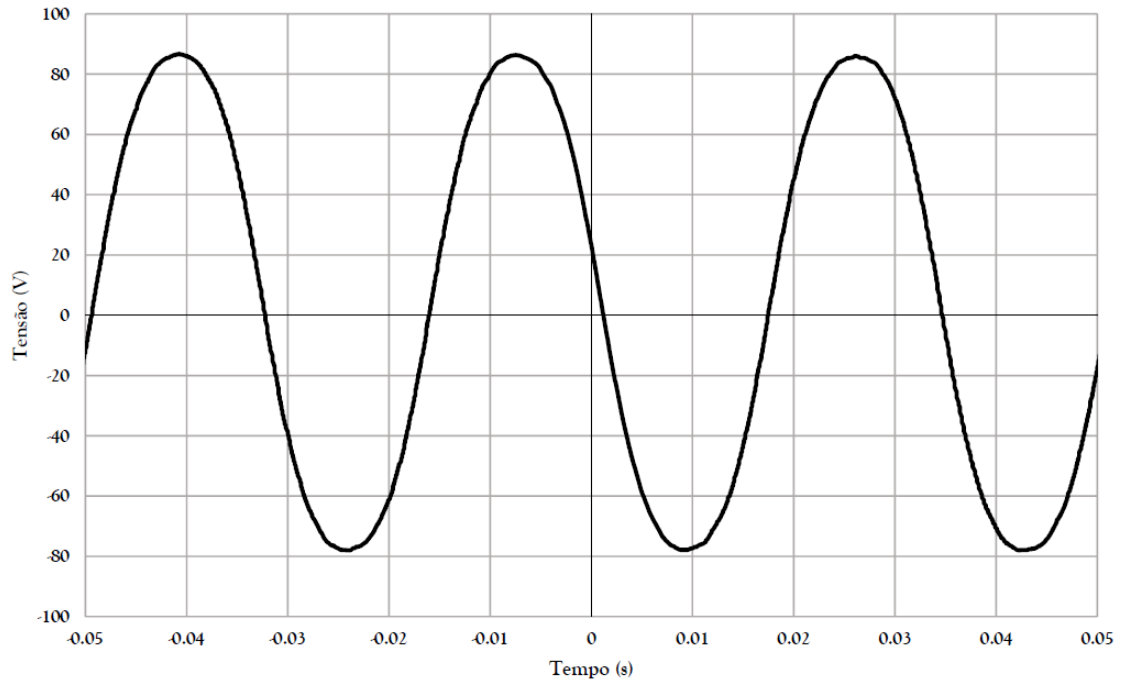
 <b>Folha de Ensaios</b> Geradores			Cliente: Samuel - UFRJ Pedido Interno nº: 56653 Tipo: 132S (Ímãs Permanentes) X nº: - Máquina nº: 17172									
<b>DADOS DE PLACA</b>												
kW	RPM	Ligação	Hz	V	A	Campo (exc.)			Isol.	f.p.	Obs.:	
11.1	1800	-	90	220	12	V	-	A	-	F		
<b>ENSAIOS (NBR 5052)</b>												
<i>Vazio</i>			<i>Curto-Circuito</i>			<i>Resistências</i>			<i>Temp. Ambiente: 27 °C</i>			
						CAMPO			Ω			
						ARMADURA			0.566 Ω Lig. fase			
						CPO EXCITATRIZ			Ω			
						ARMADURA EXCITATRIZ			Ω Lig.			
rpm	V <sub>F</sub> (V)	V <sub>L</sub> (V)	i <sub>EXC</sub> (A)	I <sub>CC</sub> (A)	C (___)							
50	5.5	6.5	-	-	-							
100	11	13.0	-	-	-							
150	16	19.0	-	-	-							
200	23	27.3	-	-	-							
400	40.8	48.4	-	-	-							
600	62	73.5	-	-	-							
800	82.5	97.8	-	-	-							
1000	102.5	121.5	-	-	-							
1200	122.6	145.3	-	-	-							
1400	145.8	172.8	-	-	-							
1600	166.3	197.1	-	-	-							
1800	185.3	219.6	-	-	-							
2000	205.3	243.3	-	-	-							
						<i>Tensões de Isolação (0.5 kVcc 60 s)</i>						
						CAMPO			MΩ			
						ARMADURA			110000 MΩ			
						CPO EXCITATRIZ			MΩ			
						ARMADURA EXCITATRIZ			MΩ			
						<i>Tensão Aplicada (Δt = 60 s)</i>						
						CAMPO			kV <sub>AC</sub>			
						ARMADURA			1.9 kV <sub>AC</sub>			
						CPO EXCITATRIZ			kV <sub>AC</sub>			
						ARMADURA EXCITATRIZ			kV <sub>AC</sub>			
						<i>Vibração Mancal L.A. (pico)</i>			<i>Vibração Mancal L.O.A. (pico)</i>			
						Axial _____			Axial _____ mm/s			
						Vertical _____			Vertical _____ mm/s			
						Horizontal _____			Horizontal _____ mm/s			
<i>Observações:</i>												
<b>Carga</b>												
i <sub>EXC</sub>	V <sub>L</sub>	I <sub>L</sub>	W <sub>1</sub>	W <sub>2</sub>	X	kW <sub>ABS</sub>	f.p.	kVA	kgf / lbft	n (rpm)		
<i>Moto-Ventilador</i>						<i>Instrumentos Utilizados</i>						
Isol.	MΩ	R	Ω	Lig.	V <sub>L</sub>	V	I <sub>L</sub>	A	2 Amperímetros AC SP			
									2 Wattímetros SP			
<i>Resistência de Aquecimento</i>									1 Voltímetro AC SP			
P	W	V	V	Isol.	MΩ	D <sub>1</sub> -D <sub>2</sub>	Ω	1 Megôhmetro SP				
									1 Ohmímetro SP			
									1 Tacômetro SP			
<i>Sensores Térmicos</i>									1 Analisador de Vibrações SP			
Tipo:	PTC 155°C	ST <sub>1</sub>	Ω	ST <sub>2</sub>	Ω	ST <sub>3</sub>	Ω	1 Amperímetro DC				
		ST <sub>4</sub>	Ω	ST <sub>5</sub>	Ω	ST <sub>6</sub>	Ω	1 Multímetro SP				
		ST <sub>7</sub>	Ω	ST <sub>8</sub>	Ω	ST <sub>9</sub>	Ω					
Enc. dos Ensaios: Joaquim 10 / 09 / 13 Verif.: Daniel 12 / 09 / 13 Insp.: _____ / _____ / _____												

Tensão x Rotação - Motor Rebobinado (PI 56653 - Samuel UFRJ)

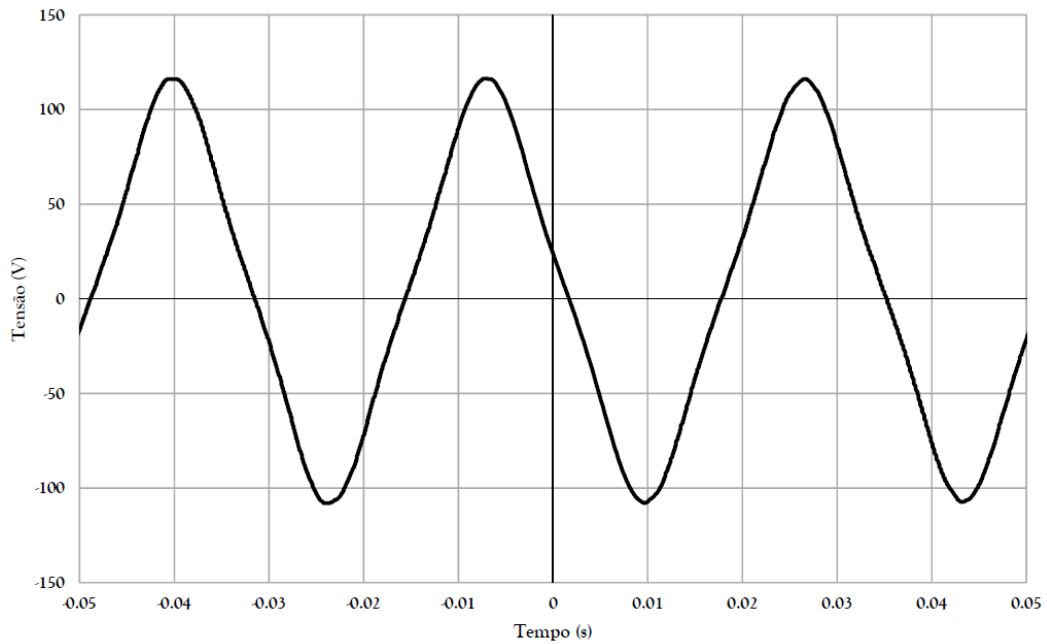




Forma de Onda (FASE) em 30 Hz - Estator Rebobinado (PI 56653 - Samuel UFRJ)



Forma de Onda (LINHA) em 30 Hz - Estator Rebobinado (PI 56653 - Samuel UFRJ)



**ANEXO IX – REGISTRO FOTOGRÁFICO DO MSIP PENTAFÁSICO**

