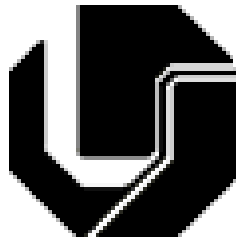


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**CONSTRUÇÃO, ACIONAMENTO, CONTROLE E ANÁLISE DE DESEMPENHO
DINÂMICO DE UM MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA**

JOSEMAR ALVES DOS SANTOS JUNIOR

DEZEMBRO

2018

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DEFESA DA TESE DE DOUTORADO

**CONSTRUÇÃO, ACIONAMENTO, CONTROLE E ANÁLISE DE DESEMPENHO
DINÂMICO DE UM MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA**

Defesa da tese de doutorado apresentado por **Josemar Alves dos Santos Junior** à Universidade Federal de Uberlândia para a obtenção dos requisitos parciais para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica realizada em 07/12/2018 pela Banca Examinadora:

Prof. **Darizon Alves de Andrade**, PhD (UFU) – Orientador

Prof. **José Luis Domingos**, Dr. (IFG – Goiânia)

Prof. **Henrique José Avelar**, Dr. (CEFET/MG – Araxá)

Prof. **Luciano Coutinho Gomes**, Dr. (UFU)

Prof. **Augusto Wohlgemuth Fleury Veloso da Silveira**, Dr. (UFU)

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

M338c Santos Junior, Josemar Alves dos, 1981-
2018 Construção, acionamento, controle e análise de desempenho
dinâmico de um motor síncrono a relutância [recurso eletrônico] /
Josemar Alves dos Santos Junior. - 2018.

Orientador: Darizon Alves de Andrade.
Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Modo de acesso: Internet.
Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.te.2019.304>
Inclui bibliografia.
Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. 2. Motores de relutância. 3. Modelos
matemáticos. I. Andrade, Darizon Alves de, 1956- (Orient.) II.
Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

Maria Salete de Freitas Pinheiro - CRB6/1262

Dedico este trabalho a minha esposa Juliana Mara Fleury e meus filhos Thales Fleury Santos e Luísa Fleury Santos, que sempre de apoiaram na realização deste sonho. Dedico também aos meus pais Josemar Alves dos Santos e Vera Lúcia Lourenço dos Santos, que apontaram o caminho certo a ser trilhado, e aqui estou.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por ter me dado a oportunidade e condições de realização deste sonho, juntamente com o apoio e compreensão da minha família que sempre esteve ao meu lado.

Agradeço também a todos aqueles que contribuíram para a realização deste trabalho, em especial:

Ao prof. Dr. Darizon Alves de Andrade, pela orientação, atenção, dedicação e amizade que percebeu por toda a minha trajetória no programa de pós graduação.

Aos colegas do laboratório (LaCE), pela força e colaboração, em especial ao Cássio Alves de Oliveira, Marcos José Moraes Filho e Wanberton Gabriel Souza pela parceria e amizade.

Aos amigos do IFG, Marcos Antônio Arantes de Freitas, Ghunter Paulo Viajante, Victor Régis Bernadeli, Cássio Xavier Rocha, Hugo Xavier Rocha, Eric Nery Chaves, Ricardo Tirone e a todos que, de alguma forma, contribuíram com este trabalho.

Ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEEL) da Universidade Federal de Uberlândia (UFU) pela oportunidade.

Ao Instituto Federal de Goiás (IFG) pela colaboração e apoio.

À FAPEG, CAPES, FAPEMIG, UFU e IFG pelo apoio financeiro que tornou possível a realização de todas as etapas necessárias para a produção deste trabalho.

E também à banca examinadora: Prof. Dr. José Luis Domingos (IFG – Goiânia), Prof. Dr. Henrique José Avelar (CEFET/MG – Araxá), Prof. Dr. Luciano Coutinho Gomes (UFU) e Prof. Dr. Augusto Wohlgemuth Fleury Veloso da Silveira (UFU) pela atenção e contribuição que ofereceram para o enriquecimento e fechamento deste trabalho.

RESUMO

Santos Jr, J. A.; Construção, Acionamento, Controle e Análise de Desempenho Dinâmico de um Motor Síncrono a Relutância, Uberlândia, UFU, 2018.

Este trabalho apresenta os estudos realizados para a construção, acionamento, controle, operação e análise de desempenho dinâmico de um motor síncrono a relutância. Dentro desta análise está a modelagem matemática, comparativo entre algumas geometrias para construção do rotor, análise por *software* de elementos finitos e testes experimentais em bancada. Na sequência, construiu-se um protótipo de motor síncrono a relutância de primeira geração (com rotor modificado de um motor de indução trifásico) e outro de segunda geração (com rotor transversalmente laminado sem gaiola). Para acionamento e controle destes motores, um protótipo de *drive* dotado de técnicas de controle vetorial é desenvolvido, com um modelo de controle vetorial proposto chamado Fluxo de Referência de Rápida Resposta, onde seus resultados práticos são apresentados. Apresenta-se também um comparativo entre os motores síncronos a relutância e os motores de indução trifásicos convencionais de mesmo porte, acionados em malha aberta.

Palavras-chave: *Motor síncrono a relutância, modelagem matemática, projeto de máquina a relutância, motores não convencionais, drive para motores síncronos a relutância.*

ABSTRACT

Santos Jr, J. A.; Design, Operation and Dynamic Performance Analysis of a Synchronous Reluctance Motor, Uberlandia, UFU, 2018.

This work presents the studies carried out for the construction, drive, control, operation and analysis of the dynamic performance of a synchronous reluctance motor. Within this analysis is the mathematical modeling, comparative among some geometries for rotor construction design, software analysis of finite elements and experimental tests in bench are shown. A first-generation synchronous reluctance motor prototype (with modified rotor of a three-phase induction motor) and a second-generation (with transversely laminated rotor cageless) were built. To drive and control these motors, a drive prototype with vector control techniques is developed, with emphasis on the proposed vector control model called the Fast Response Reference Flow, where its practical results are presented. A comparison between synchronous reluctance motors and conventional three-phase induction motors of the same power, open-loop driven, is also presented.

Keywords: *Synchronous reluctance motor, mathematical model, reluctance machine design, non-conventional motors, synchronous reluctance motor drive.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Exemplo de rotor com barreiras de fluxo.	28
Figura 2.2 - Etapas de construção do estator do motor de indução (AUGUSTO JR e AMORIM FILHO, 2014).	28
Figura 2.3 - Campo magnético no estator de acordo com a corrente das fases no enrolamento (WEG, 2015).	29
Figura 2.4 - Enrolamentos do estator trifásico (ILTEC, 2015).	30
Figura 2.5 - Variação da indutância própria da bobina do motor em função de θ_e (BARBI, 2015).	31
Figura 2.6 - Posição da corrente do estator no referencial (d/q) (LUBIN, 2003).	32
Figura 2.7 - Fator de potência em função do fator de saliência ($k = L_d / L_q$).	34
Figura 2.8 - Estruturas de rotores com gaiola (STATON, MILLER e WOOD, 1993).	35
Figura 2.9 - Estruturas de rotores sem gaiola (VAGATI <i>et al.</i> , 2000).	36
Figura 2.10 - Rotor do motor síncrono a relutância com ímãs permanentes (VARTANIAN, DESHPANDE e TOLİYAT, 2013).	38
Figura 2.11 - Tempo de resposta dos controles escalar (a) e vetorial (b) à solicitação de um degrau de conjugado de carga.	41
Figura 2.12 - Controle escalar com controle de tensão no estator.	42
Figura 2.13 - Representação do sistema de controle escalar do <i>soft-starter</i> (ARAÚJO, 2016).	43
Figura 2.14 - Representação do sistema de controle escalar V/f constante com tensão de <i>boost</i>	44
Figura 2.15 - Rotação do motor com controle escalar com V/f constante.	45
Figura 2.16 - Conjugado do motor com controle escalar V/f constante.	45
Figura 2.17 - Diagrama do controle vetorial para motores CA (HOLTZ, 2002).	46
Figura 2.18 - Diagrama de controle vetorial com <i>encoder</i>	47
Figura 2.19 - Modelo analítico do MSR de 2 polos, de acordo com suas representações de eixos coordenados (HANAMOTO <i>et al.</i> , 2009).	48
Figura 2.20 - Diagrama de blocos do controle vetorial sensorless (HANAMOTO <i>et al.</i> , 2009).	50
Figura 2.21 - Microcontrolador DSP da série eZdsp™ F28335.	51

Figura 2.22 - Foto do módulo IGBT 6MBI 100S-120: imagem superior (a) e inferior (b).	51
Figura 2.23 - Gate drive DRM100D80A da Supplier.	52
Figura 2.24 - Interface condicionadora de sinais digitais (VIAJANTE, 2013).	53
Figura 2.25 - Interface condicionadora de sinais analógicos (VIAJANTE, 2013). ...	53
Figura 3.1 - Representação da máquina síncrona a relutância com gaiola (LUBIN, RAZIK e REZZOUG, 2002).	56
Figura 3.2 - Modelo equivalente da representação d/q (LUBIN, RAZIK e REZZOUG, 2002)	58
Figura 3.3 - Circuito equivalente do modelo do MSR para V_{sd} (a) e V_{sq} (b) (FRATTA e VAGATI, 1992).	59
Figura 3.4 - Diagrama fasorial do motor síncrono a relutância (PYRHÖNEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2009).	61
Figura 3.5 - Representação do ângulo de carga para um motor síncrono de 2 polos. 63	
Figura 3.6 - Representação do ângulo de carga para uma máquina síncrona de polos salientes com excitação do rotor em 0% (BOSE, 2001).	64
Figura 3.7 - Relação entre o ângulo de carga e o fator de potência para diferentes fatores de saliência ($k=L_d/L_q$).	65
Figura 3.8 - Diagrama do modelo simulado para o motor síncrono a relutância com gaiola.	66
Figura 3.9 - Diagrama do modelo simulado para o motor síncrono a relutância sem gaiola.	66
Figura 3.10 - Diagrama da corrente (I_{sq}^*) e tensão (V_{sq}^*) de quadratura de referência (BOSE, 2001), (IMEN <i>et al.</i> , 2016).	70
Figura 3.11 - Representação do fluxo ativo (λ_a) no diagrama vetorial do MSR (BOLDEA e AGARLITA, 2011).	72
Figura 3.12 - Diagrama de blocos da malha de controle de velocidade com fluxo ativo (CAVALEIRO, 2015).	73
Figura 3.13 - Diagrama de blocos da malha de controle do fluxo ativo (CAVALEIRO, 2015).	74
Figura 3.14 - Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do fluxo ativo (CAVALEIRO, 2015).	75

Figura 3.15 - Estimador híbrido de fluxo, fluxo ativo com PLL para obtenção da posição e velocidade do rotor (OLIVEIRA, 2015).....	77
Figura 4.1 - Conjugado eletromagnético e velocidade do rotor com gaiola de partida.	78
Figura 4.2 - Comportamento das correntes no estator para os eixos d q para o rotor com gaiola de partida.....	79
Figura 4.3 - Conjugado eletromagnético e velocidade do rotor sem gaiola de partida.	80
Figura 4.4 - Comportamento das correntes no estator para os eixos direto e em quadratura para o rotor sem gaiola de partida.	80
Figura 4.5 - Conjugado eletromagnético (T_e) e velocidade do rotor (ω_r) com gaiola de partida.	81
Figura 4.6 - Conjugado eletromagnético (T_e) e velocidade do rotor (ω_r) sem gaiola de partida.	81
Figura 4.7 - Plano de corte para MSR de primeira geração de 4 polos.....	82
Figura 4.8 - Modelos de rotores para MSR's.	83
Figura 4.9 - Modelo 1 com 3 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte entre as barreiras de fluxo e (b) com ponte entre as barreiras de fluxo.	84
Figura 4.10 - Modelo 1 com 4 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte entre as barreiras de fluxo e (b) com ponte entre as barreiras de fluxo.	85
Figura 4.11 - Modelo 2 com 3 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte entre as barreiras de fluxo e (b) com ponte entre as barreiras de fluxo.	86
Figura 4.12 - Modelo 2 com 4 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte entre as barreiras de fluxo e (b) com ponte entre as barreiras de fluxo.	86
Figura 4.13 - Modelo 3 com 3 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte na barreira de fluxo e (b) com ponte barreira de fluxo.	87
Figura 4.14 - Modelo 3 com 4 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte na barreira de fluxo e (b) com ponte barreira de fluxo.	87
Figura 4.15 - Dimensões utilizadas para corte das lâminas do rotor sem gaiola.	88
Figura 4.16 - Rotor do MSR projetado e analisado por elementos finitos.....	88
Figura 4.17 - Dimensionamento do eixo utilizado no rotor do MSR.....	89
Figura 4.18 - Dimensões do rotor utilizado no MSR (valores em mm).....	89
Figura 4.19 - Foto do estator aberto para colocação do rotor.....	90

Figura 4.20 - Rotor do MSR de primeira geração com gaiola de partida.	91
Figura 4.21 - Lâmina utilizada na montagem do rotor do MSR.	91
Figura 4.22 - Lâmina das extremidades do rotor do MSR.	92
Figura 4.23 - Foto do rotor montado (a) vista frontal e (b) perfil.	92
Figura 4.24 - Foto do rotor (a) dentro do estator e (b) montagem finalizada.	92
Figura 5.1 - Visão geral da bancada de ensaios.	94
Figura 5.2 - Bancada experimental utilizada para ensaios do MSR.	95
Figura 5.3 - Diagrama utilizado para obtenção de R_s (resistência do estator).	96
Figura 5.4 - Diagrama utilizado para obtenção de L (indutância do estator).	96
Figura 5.5 - Fator de potência máximo para os motores síncronos a relutância referidos no trabalho.	98
Figura 5.6 - Rotor síncrono a relutância de primeira geração.	99
Figura 5.7 - Conversor de frequência vetorial comercial.	99
Figura 5.8 - Tensão nos enrolamentos do estator (CH3) e saída PWM do inversor (CH2).	100
Figura 5.9 - Corrente nos enrolamentos do estator na fase a (CH1) e fase c (CH4).	101
Figura 5.10 - Degrau de conjugado de carga sendo imposto (a) e retirado (b) do eixo do MSR com gaiola.	101
Figura 5.11 - Conversor de Frequência Escalar (V/f linear)	102
Figura 5.12 - Velocidade x Corrente de consumo na fase A sem carga.	103
Figura 5.13 - Conversor de Frequência Escalar (V/f linear)	104
Figura 5.14 - Degrau de conjugado de carga imposto (a) no eixo e retirado (b) do eixo do MSR sem gaiola.	104
Figura 6.1 - Programação em bloco da parte lógica do <i>drive</i>	106
Figura 6.2 - Programação em bloco da parte de potência do <i>drive</i>	107
Figura 6.3 - Modificações realizadas no controle de corrente I_d constante para o controle FRRR.	108
Figura 6.4 - Modificações realizadas no controle por fluxo ativo para o controle FRRR.	109
Figura 6.5 - Controle vetorial com fluxo de referência de rápida resposta (FRRR).	109
Figura 6.6 - Rotação do rotor (simulação - estratégia de controle proposta).	110
Figura 6.7 - Curva de conjugado eletromagnético (T_e) e de carga (T_c).	110
Figura 6.8 - Comportamento das correntes de eixo direto (I_d) e quadratura (I_q).	111
Figura 6.9 - Comportamento das correntes de eixo <i>abc</i> (senoidal).	111

Figura 6.10 - Variações nas correntes do MSR no instante de tempo de 2 s (a) e 3 s (b).	112
Figura 6.11 - Variações nas correntes do MSR nos instantes de tempo de 4 s (a), 5 s (b) e 6 s (c).	112
Figura 6.12 - Variações nas correntes do MSR no instante de tempo de 6,5 s (a) e 7 s (b).	113
Figura 6.13 - Comportamento do fluxo magnético nos eixos d e q	113
Figura 6.14 - Diagrama de blocos do controle com fluxo de referência de resposta rápida.	114
Figura 6.15 - Variação da rotação em resposta ao degrau de carga de 5 N.m no rotor do MSR.	114
Figura 6.16 - Variação da rotação em resposta à variação de carga de 5 N.m para 1 N.m no rotor do MSR.	115
Figura 6.17 - Aproximação da curva do conjugado de carga do rotor no instante do degrau aplicado.	115
Figura 6.18 - Degrau de conjugado utilizando controle vetorial (FRRR).	116
Figura 6.19 - Correntes de alimentação do MSR com controle vetorial (a) simulado e (b) medido com no instante do degrau de carga de 9,5 Nm.	117
Figura 6.20 - Correntes de alimentação do MSR com controle vetorial (a) simulado e (b) medido com no instante do degrau de carga de 4,5 Nm.	117
Figura 6.21 - Fator de potência do MSR medido na entrada do <i>drive</i> com controle vetorial.	118
Figura B.1 - Representação das barreiras de fluxo (A) e caminhos de fluxo (I) na lâmina do rotor de um MSR.	134
Figura B.2 - Parâmetros investigados para criação do rotor do MSR.	135
Figura ANEXO_A.1 - Vista explodida do motor de indução trifásico.	138
Figura ANEXO_A.2 - Layout da placa de identificação para as carcaças 63 a 132.	139
Figura ANEXO_B.1 - Curva de magnetização do aço M470-50A linear (a) e logarítmica (b).	146
Figura ANEXO_D.1 - Diagrama de blocos simplificada do DRM100D80A.	150
Figura ANEXO_F.1 - Fluke 115 True-RMS Digital Multimeter (FLUKE, 2018). ..	153
Figura ANEXO_F.2 - Osciloscópio digital 4 canais isolados Tektronix.	153
Figura ANEXO_F.3 - Tacômetro digital Minipa.	154

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Comparativo entre os controles escalar e vetorial (MASCHERONI <i>et al.</i> , 2004).....	41
Tabela 3.1 - Parâmetros dos controladores PI utilizados na proposta.....	74
Tabela 4.1 - Parâmetros do motor de indução trifásico utilizado.....	82
Tabela 4.2 - Dimensões utilizadas na construção do rotor de segunda geração.	89
Tabela 4.3 – Dados do estator utilizado na construção dos motores síncronos a relutância.	90
Tabela 5.1 - Parâmetros experimentais do MSR sem gaiola de partida.....	97
Tabela 5.2 - Resultado experimentais do MSR com gaiola de partida.	100
Tabela 5.3 - Resultado experimentais do MSR sem gaiola de partida.....	103
Tabela ANEXO_A.1 - Rendimentos nominais mínimos	137
Tabela ANEXO_A.2 - Índice visual.	138
Tabela ANEXO_A.3 - Nível de pressão sonora para motores 60 Hz.	140
Tabela ANEXO_A.4 - Dados elétricos motor W22.....	140
Tabela ANEXO_A.5 - Dados elétricos motor W22.....	141
Tabela ANEXO_B.1 - Aplicações para aços elétricos de grão não orientado (GNO).	142
Tabela ANEXO_B.2 - Aplicações para aços elétricos de grão não orientado (GNO).	143
Tabela ANEXO_B.3 - Características típicas do aço elétricos de grão não orientado (GNO).....	144
Tabela ANEXO_B.4 - Propriedades mecânicas do aço elétricos de grão não orientado (GNO).....	145
Tabela ANEXO_B.5 - Revestimentos para aço elétrico.	145
Tabela ANEXO_B.6 - Valores para a curva de magnetização do aço M470-50A operando em 60 Hz.....	147
Tabela ANEXO_D.1 - Características gerais do DRM100D80A.....	150

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

A	Área seção transversal [m ²]
B	Coefficiente de atrito viscoso [N.m.s/rad]
CA	Corrente alternada [A]
CC	Corrente contínua [A]
$\cos\varphi$	Fator de potência
DSP	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador Digital de Sinal)
DTC	<i>Direct Torque Control</i> (Controle direto de conjugado)
ε	Ângulo entre corrente direta e resultante [rad]
δ	Ângulo de carga [rad]
f	Frequência [Hz]
λ_a	Fluxo ativo [Wb]
λ_r	Fluxo magnético no rotor [Wb]
λ_s	Fluxo magnético no estator [Wb]
λ	Fluxo magnético [Wb]
<i>Femm</i>	<i>Finite Element Method Magnetics</i> (Análise Magnética por Elementos Finitos)
FOC	<i>Field Oriented Control</i> (Controle por Orientação de Campo)
FRRR	Fluxo de Referência de Resposta Rápida
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de disparo isolado)
i	Corrente de fase [A]
I_s	Vetor corrente do estator [A]
I_{sd}	Corrente do estator no eixo d [A]
I_{sq}	Corrente do estator no eixo q [A]
J	Momento de inércia [Kg.m ²]
k	Fator de saliência [L_d / L_q]
l	Comprimento magnético das linhas de campo no meio (m)
L	Indutância de fase [H]
L_d	Indutância no eixo direto [H]
L_q	Indutância no eixo em quadratura [H]
LACE	Laboratório de Acionamentos Elétricos
μ	Permeabilidade magnética [Wb/(A.m)]

m	Número de fases do motor
M_d	Indutância mútua do eixo d
M_q	Indutância mútua do eixo q
MIT	Motor de indução trifásico
MIP	Motor a imã permanente
MRV	Motor a relutância variável
MSR	Motor síncrono a relutância
MTPA	Máximo torque por ampère
η	Rendimento do motor
p	Número de pares de polos
PLL	<i>Phased Locked Loop</i>
PMA	<i>Permanent Magnets Auxiliary</i> (Auxílio de imãs permanentes)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
R_s	Resistência do estator [Ω]
R_r	Resistência do rotor [Ω]
rpm	Rotações por minuto
\Re	Relutância magnética [Ae/Wb]
SynRM	<i>Synchronous Reluctance Motor</i> (Motor síncrono a relutância)
T_e	Conjugado eletromagnético [N.m]
T_c	Conjugado de carga [N.m]
t	Tempo [s]
σ_d	Coefficientes de dispersão de Blondel para o eixo direto
σ_q	Coefficientes de dispersão de Blondel para o eixo em quadratura
v	Tensão de fase [V]
V_{ac}	Tensão alternada [V]
V_{cc}	Tensão contínua [V]
V_s	Tensão no estator [V]
VFD	<i>Variable Frequency Drive</i> (Acionador por frequência variável)
θ	Ângulo de deslocamento do rotor [rad]
θ_e	Ângulo de deslocamento elétrico do rotor [rad]
UFU	Universidade Federal de Uberlândia
ω_r	Velocidade angular do rotor [rpm].

ω_s	Velocidade síncrona do motor [rpm].
X_{sd}	Reatância Indutiva do estator no eixo d
X_{sq}	Reatância Indutiva do estator no eixo q
Z_s	Impedância do estator

SUMÁRIO

Resumo	vi
Abstract	vii
Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Abreviaturas e Símbolos	xiv
Sumário	xvii
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	22
1.1 - Considerações Iniciais.....	22
1.2 - Objetivo do Presente Trabalho.....	23
1.3 - Apresentação do Conteúdo do Trabalho	24
CAPÍTULO 2 - MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA	26
2.1 - Introdução	26
2.2 - Princípio de Funcionamento do MSR.....	27
2.3 - Enrolamento Trifásico do Estator	29
2.4 - Relação Entre os Parâmetros L_d e L_q no Desempenho do Motor.....	31
2.4.1 - Relação entre o conjugado do MSR e as indutâncias L_d e L_q ($L_d - L_q$)	32
2.4.2 - Relação entre o fator de potência e o fator de saliência (k)	33
2.5 - Tipos de Estrutura (Construção) de Rotores	34
2.5.1 - Estrutura de rotor com gaiola.....	34
2.5.2 - Estrutura de rotor sem gaiola	36
2.5.3 - Estrutura de rotor sem gaiola com ímã permanente	37
2.5.4 - Gerações de rotores para motores síncronos a relutância	38

2.6 - Técnicas de Acionamento e Controle de Motores AC.....	40
2.6.1 - Tipos de controle escalar	41
2.6.2 - Tipos de controle vetorial	46
2.7 - <i>Drives</i> para MSR com Controle Vetorial como Estratégia de Controle	48
2.8 - Dispositivos para Construção do <i>Drive</i> de Acionamento e Controle	50
2.8.1 - Microcontrolador DSP TMS320F28335	50
2.8.2 - Módulo IGBT Fuji Electric.....	51
2.8.3 - Gate driver DRM100D80A	52
2.8.4 - Ponte retificadora trifásica SK 95 D 16	52
2.8.5 - Placa condicionadora de sinais digitais	52
2.9 - Conclusão.....	53

CAPÍTULO 3 - MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA E *DRIVE* DE ACIONAMENTO E CONTROLE.....55

3.1 - Representação das Correntes do Motor	55
3.2 - Transformação de Coordenadas <i>abc</i> para <i>d-q</i>	56
3.3 - Modelo da Máquina com Referencial no Estator.....	56
3.3.1 - Equações das tensões de alimentação do motor	57
3.3.2 - Conjugado de relutância do motor.....	57
3.3.3 - Equações de estado para tensão direta e quadratura	58
3.4 - Modelo da Máquina para Simulação em Função da Corrente	65
3.4.1 - Diagrama do modelo do MSR	66
3.5 - <i>Drive</i> com Controle Vetorial.....	67
3.5.1 - Definições das condições de controle.....	67
3.6 - Variáveis do Controle Vetorial	68
3.7 - Estratégias de Acionamento e Controle Vetorial Convencionais	69
3.7.1 - Controle de corrente constante no eixo <i>d</i>	69
3.7.2 - Controle de máximo torque por ampere (MTPA)	70
3.7.3 - Controle por fluxo ativo.....	72

3.8 - Estimadores de Fluxo e Posição Rotórica.....	76
3.9 - Conclusão.....	77

CAPÍTULO 4 - ANÁLISE COMPUTACIONAL, PROJETO E CONSTRUÇÃO DO ROTOR..... 78

4.1 - Simulações em Malha Aberta do MSR.....	78
4.1.1 - Motor síncrono a relutância com gaiola	78
4.1.2 - Motor síncrono a relutância sem gaiola	79
4.2 - Projeto do Rotor	81
4.2.1 - Rotor de primeira geração com gaiola	82
4.2.2 - Rotor de segunda geração sem gaiola.....	83
4.3 - Estator Utilizado na Construção dos motores	90
4.4 - Construção do Rotor de Primeira Geração com Gaiola	90
4.5 - Construção do Rotor de Segunda Geração sem Gaiola	91
4.6 - Conclusão.....	93

CAPÍTULO 5 - ANÁLISE DINÂMICA DO MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA: RESULTADOS EXPERIMENTAIS 94

5.1 - Bancada de Ensaio Práticos.....	94
5.2 - Obtenção dos Parâmetros do MSR	95
5.3 - Bancada Experimental MSR de Primeira Geração Com Gaiola de Partida ..	98
5.3.1 - Resultados experimentais do MSR com gaiola	100
5.4 - Bancada Experimental MSR de Segunda Geração Sem Gaiola de Partida .	101
5.4.1 - Resultados experimentais do MSR sem gaiola.....	103
5.5 - Conclusão.....	104

CAPÍTULO 6 - ANÁLISE COMPUTACIONAL E EXPERIMENTAL DO DRIVE DE ACIONAMENTO E CONTROLE DO MSR..... 106

6.1 - Programação do Drive de Acionamento e Controle	106
6.2 - Proposição de Estratégia de Controle Vetorial	107

6.3 - Controle Vetorial com Fluxo de Referência de Rápida Resposta (FRRR) ..	108
6.4 - Comparativo Entre Estratégias de Controle Vetorial	113
6.5 - Resultados Experimentais do MSR <i>Sensorless</i> com Controle Vetorial	116
6.6 - Conclusão	118
CAPÍTULO 7 - CONCLUSÃO	120
7.1 - Análise Computacional do MSR	120
7.2 - Motor Síncrono a Relutância de Primeira Geração	121
7.3 - Motor Síncrono a Relutância de Segunda Geração	121
7.4 - <i>Drive</i> de Acionamento e Controle do MSR	122
7.5 - Sugestões para Trabalhos Futuros	123
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	124
APÊNDICE A - RELAÇÃO DE PRODUTIVIDADE OBTIDA COM O TRABALHO	131
A.1 - Periódicos	131
A.2 - Conferências	131
A.3 - Projeto Técnico	132
APÊNDICE B - Projeto do Rotor Transversalmente Laminado	133
B.1 - Fatores de Projeto	133
B.1.1 - Número de barreiras de fluxo	133
B.1.2 - Entreferro	133
B.1.3 - Taxa de isolamento no eixo q	134
B.1.4 - Posicionamento das barreiras de fluxo	134
B.2 - Conclusão	135
ANEXO A - Parâmetros do MIT W22 PLUS - WEG	137
ANEXO B - Aço Silício de Grãos Não Orientados (E185)	142

B.1 – Tabelas Disponibilizadas Fornecidas Pelo Fabricante	142
B.2 – Curva BH Para o Aço de Referência M470-50A	146
ANEXO C - Módulo IGBT 6MBI 100S-120	148
ANEXO D - Driver de Acionamento de IGBT's DRV100D80A	150
ANEXO E - Ponte Retificadora SK 95 D 16.....	151
ANEXO F – Instrumentos de Medições Utilizados.....	153
F.1 – Medidores de Tensão e Corrente	153
F.2 – Medidor de Rotação	154
F.2 – Medidor de Conjugado.....	154

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A produção industrial mundial recente tem como dispositivo principal no acionamento de máquinas e equipamentos o motor elétrico. Com a crescente demanda de produtos industrializados de alta qualidade e baixo custo, os motores então passam a ser o ponto chave para o aumento da competitividade de uma indústria no mercado atual. No Brasil, o setor industrial consome 43,7% de toda a energia elétrica produzida, onde 68% deste consumo é referente a operação da força motriz (PORTAL BRASIL, 2015). Assim, surge a necessidade de motores mais eficientes, robustos e de baixo custo de operação (aquisição e manutenção).

Os dois tipos de motores de corrente alternada mais conhecidos atualmente são o motor síncrono de ímã permanente (MSIP) e o motor (assíncrono) de indução trifásico (MIT), sendo o MIT, o mais utilizado em linhas de produção industrial por ser robusto e de baixo custo de manutenção, apresentando assim, uma melhor relação custo benefício em relação ao MSIP. Porém, para se atingir uma melhor eficiência energética, o motor síncrono (MSIP) seria a melhor opção, por apresentar eficiência superior ao motor de indução (MIT). Contudo, o alto custo de aquisição (por conta dos ímãs permanentes) e o risco de danos em operação à altas temperaturas, situação onde os ímãs permanentes podem ser desmagnetizados, tornam este motor menos atraente para a indústria (MARTINS, 2003).

Surge neste contexto, um campo onde o Motor Síncrono a Relutância (MSR) pode atuar com vantagens superiores aos dois tipos mais utilizados. Apesar de não ser uma tecnologia recente, no passado o MSR apresentava menor eficiência que o motor de indução e acionamento mais complexo que o mesmo.

Com o recente desenvolvimento na área de eletrônica de potência, equipamentos, conversores e técnicas de controle, o motor síncrono a relutância surge como uma opção eficiente e de baixo custo, comparado a motores síncronos de ímã permanente (BOLDEA e NASAR, 1991) e sem escorregamento, se comparado ao motor de indução (BOGLIETTI *et al.*, 2005). Além do fato deste motor poder operar em aplicações que exijam velocidade constante com cargas variáveis ou velocidades variáveis com diferentes perfis de carga.

Os motores síncronos a relutância podem ser utilizados em aplicações industriais e domésticas. Tais como: moto bombas, ventiladores, esteiras, guindastes e muitas outras

aplicações que requeiram dois ou mais motores operando em sincronismo uns com os outros (MARTINS, 2003). Como por exemplo, guindastes de elevadores marinhos, onde cada guindaste opera na mesma velocidade e consegue içar os navios de forma suave e nivelada para ambos os pontos de elevação que, por sua vez, possuem motores individuais e sincronizados (FERRAZ, 2002).

O MSR é capaz de substituir os motores de indução trifásicos (MIT's) em diversas aplicações industriais utilizando espaço físico menor para motores de mesma potência, ou maiores potências utilizando o mesmo espaço físico do MIT (LENDENMANN *et al.*, 2015).

Testes realizados pela ABB comprovaram uma redução de 8 a 15% de energia ao substituir um motor de corrente contínua (MCC) por um MSR de 200 kW e 1500 rpm, em uma máquina extrusora em uma indústria de plásticos no Reino Unido, além da redução de ruído no ambiente da linha de produção (VENTOLA, 2016).

O controle vetorial para o MSR é de grande importância em aplicações que exijam variação de carga ou velocidade, ou seja, para situações de operação fora do regime permanente. Com controle em malha fechada, é possível manter estável o conjugado e a velocidade garantindo os parâmetros de operação exigidos para este tipo de aplicação.

1.2 - OBJETIVO DO PRESENTE TRABALHO

Este trabalho tem o objetivo de apresentar o motor síncrono a relutância e suas principais características construtivas e operacionais. Para isso, será utilizada a modelagem matemática simulada computacionalmente e a produção de um protótipo para análise dos parâmetros operacionais do motor juntamente com um *drive* para acionamento e controle (utilizando técnicas de controle vetorial) para operação com velocidades e cargas variáveis.

Com isso, os objetivos que se destacam neste trabalho são:

1. Descrever o princípio básico do funcionamento do motor síncrono a relutância (MSR);
2. Obter um modelo matemático que represente o funcionamento deste tipo de motor;
3. Simular computacionalmente o modelo matemático;
4. Analisar através de um *software* de elementos finitos diferentes modelos de rotores;

5. Desenvolver o projeto de construção do motor e definir os principais parâmetros construtivos;
6. Construir um protótipo do motor para ensaios experimentais em bancada no laboratório;
7. Analisar os principais parâmetros do motor experimentalmente (conjugado eletromecânico, velocidade, fator de potência);
8. Traçar um paralelo entre os resultados obtidos com a bancada e os obtidos através do modelo computacional;
9. Comparar experimentalmente o MSR com um motor de indução trifásico (MIT) equivalente com mesma potência e número de polos;
10. Desenvolver o modelo matemático e o protótipo de um *drive* para acionamento e controle do MSR (sem gaiola) em operações com velocidades ou cargas variáveis;
11. Apresentar o controle vetorial proposto, denominado Fluxo de Referência de Rápida Resposta;
12. Obter contribuições científicas com o trabalho, publicando-as em conferências e periódicos, abrir essa linha de pesquisa no Laboratório de Acionamentos Elétricos da UFU, e estimular novas pesquisas a serem realizadas com o presente trabalho.

1.3 - APRESENTAÇÃO DO CONTEÚDO DO TRABALHO

Com o objetivo de se alcançar os resultados acima mencionados, este trabalho está organizado da seguinte forma:

O **CAPÍTULO 2** apresenta a revisão bibliográfica sobre o MSR de primeira geração (com gaiola de partida) e outro de segunda geração (sem gaiola de partida), com o objetivo de se compreender melhor sobre o assunto, com uma fundamentação teórica sólida para a escolha do modelo a ser simulado e construído experimentalmente neste trabalho. Apresenta também as técnicas mais utilizadas para acionamento e controle de motores elétricos e dispositivos utilizados na construção do protótipo.

No **CAPÍTULO 3** é apresentada a modelagem matemática para o motor síncrono a relutância, juntamente com a literatura existente a respeito do tema para definição dos parâmetros mais importantes como indutância direta e quadratura, que são os fatores determinantes para o fator de potência e conjugado deste tipo de motor e os modelos matemáticos mais utilizados na construção de *drive* com controle vetorial.

O **CAPÍTULO 4** apresenta a análise matemática realizada computacionalmente utilizando as equações dinâmicas do motor síncrono a relutância e resultados de simulação para diferentes variações de cargas conectadas no eixo do motor (conjugado de carga). Apresenta também o projeto e construção dos rotores utilizados neste trabalho.

Já no **CAPÍTULO 5**, é apresentada a análise experimental dos protótipos dos MSR's de primeira e segunda geração desenvolvidos neste trabalho de acordo com os parâmetros medidos nos protótipos para acionamentos em malha aberta, ou seja, sem controle de conjugado.

O **CAPÍTULO 6** apresenta os resultados computacional e experimental da estratégia de controle proposta para o *drive* de acionamento e controle baseado em controle vetorial, o Fluxo de Referência de Rápida Resposta (FRRR).

No **CAPÍTULO 7** estão as conclusões resultantes dos estudos baseados nas simulações e ensaios realizados em laboratório, resultados experimentais do acionamento em bancada do Motor Síncrono a Relutância (MSR), bem como do *drive* de acionamento e controle para o mesmo.

.

CAPÍTULO 2 - MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA

Este capítulo apresenta a revisão dos princípios básicos de funcionamento e projeto construtivo para o motor síncrono a relutância e dispositivos de acionamento e controle (*drive*) com o intuito de reforçar os conceitos necessários para os capítulos subsequentes.

2.1 - INTRODUÇÃO

O motor síncrono a relutância (MSR) foi desenvolvido no início dos anos de 1920 para atender às necessidades industriais de máquinas operacionais à velocidade constante (KOSTKO, 1923). Em seu modelo clássico, o rotor necessitava de enrolamento amortecedor (gaiola), utilizado para garantir a partida assíncrona (partida direta) até a estabilização da rotação em velocidade síncrona (FERRAZ, 2002).

Já os modelos atuais, mais modernos, são acionados por conversores estáticos e por isso, não requerem enrolamentos amortecedores, como era inicialmente (KOLEHMAINEN, 2010). Os circuitos de alimentação eletrônicos são semelhantes aos utilizados em motores de indução ou motores DC sem escovas (BOLDEA e NASAR, 1991). Este motor é capaz de apresentar alta eficiência a baixas velocidades, baixa variação de conjugado e reduzido ruído acústico em comparação ao motor de relutância chaveado (KAMPER, VAN DER MERWE e WILLIAMSON, 1996).

O MSR é constituído de um rotor laminado com material ferromagnético construído de forma que, quando magnetizado pelo estator, apresenta polos magnéticos temporários responsáveis pela rotação no rotor, baseado no princípio da relutância magnética, que tende a manter o fluxo percorrendo sempre o mesmo caminho. Como o fluxo magnético está em rotação (campo magnético girante) e o rotor está magneticamente acoplado ao campo, o rotor gira com a mesma velocidade de rotação do campo girante do estator.

O MSR tem a vantagem de se manter em velocidade constante e síncrona sob um determinado valor do conjugado de carga, diferentemente da máquina assíncrona, que por conta do seu princípio de funcionamento, não consegue se manter a mesma velocidade do campo girante do estator, além da facilidade de operação do MSR em aplicações que exijam velocidades variáveis (MARTINS, 2003).

2.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MSR

O motor síncrono a relutância tem seu conjugado produzido pela tendência da sua parte móvel deslocar-se para a posição em que a indutância do enrolamento de excitação seja maximizada. O rotor pode estar localizado na parte interna ou externa da máquina e o valor deste conjugado depende do valor da relutância do rotor, que por sua vez, depende dos valores da indutância direta (L_d) e da indutância de quadratura (L_q) criadas pelas barreiras de fluxo no rotor (MILLER, 1989).

A relutância é a oposição à passagem do fluxo magnético através do meio ou material, dada pela equação (2.1) (KRAUSE, WASYNCHUK e SUDHOFF, 2002), (FITZGERALD, KINGSLEY JR. e UMANS, 2006):

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu \cdot A} [Ae / Wb] \quad (2.1)$$

onde l é o comprimento médio do caminho magnético das linhas de campo no meio (m), μ é a permeabilidade magnética do meio [$Wb/(A.m)$] e A é a área da seção transversal (m^2).

As lâminas utilizadas na construção do rotor necessitam de barreiras de fluxo, que são regiões sem material magnético, como ranhuras que dão preferência à passagem do fluxo magnético em uma dada direção (eixo direto) e dificultam a sua passagem em outra direção (eixo em quadratura), criando assim, o conjugado de relutância (MARTINS, 2003), (LANGE *et al.*, 2014).

As características do motor em relação aos eixos dq , são representadas com referência aos eixos direto (eixo d) e quadratura (eixo q), que são rotacionais e defasados de 90 graus elétricos entre si. No eixo direto estão os polos do rotor. As regiões interpolares estão no eixo em quadratura (MARTINS, 2003). A Figura 2.1 mostra um rotor com barreiras de fluxo para um motor de quatro polos e também os eixos direto e em quadratura.

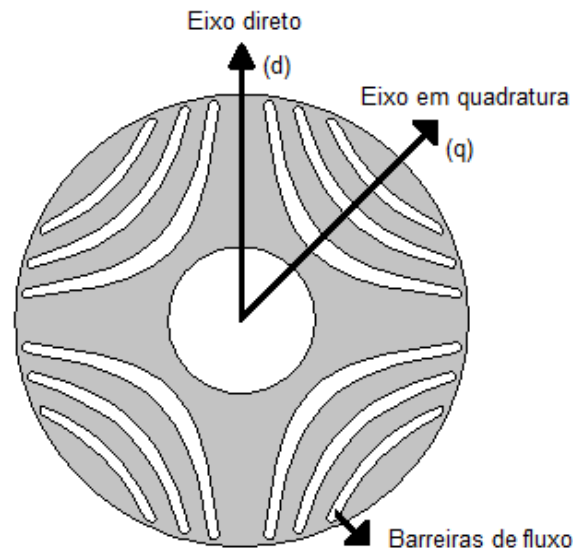


Figura 2.1 - Exemplo de rotor com barreiras de fluxo.

O MSR apresenta um estator semelhante ao do motor de indução, robusto e de baixo custo de fabricação e manutenção, constituído de chapas finas de aço silício ou aço magnético empilhadas, tratadas termicamente para minimizar as perdas por histerese ou correntes parasitas. Estas chapas têm o formato de um anel com ranhuras internas para que sejam colocados os enrolamentos (bobinas de fios condutores isolados), conforme ilustra a Figura 2.2, responsáveis pelo campo magnético girante no estator quando energizados (KOSOW, 1982), (WEG, 2015), (FILIPPO FILHO, 2013).



Figura 2.2 - Etapas de construção do estator do motor de indução (AUGUSTO JR e AMORIM FILHO, 2014).

A corrente alternada trifásica nos enrolamentos do estator produz um campo magnético variante no tempo (campo magnético girante), conforme representa a Figura 2.3 e por conta da distribuição senoidal do enrolamento no estator, este campo magnético girante apresenta velocidade proporcional à frequência da rede trifásica (WILD, 2002) e (BOGLIETTI, PASTORELLI E VAGATI, 2005).

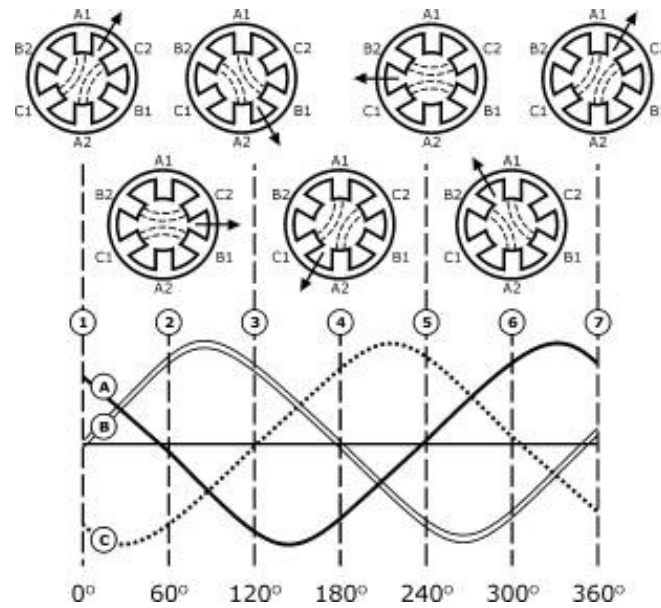


Figura 2.3 - Campo magnético no estator de acordo com a corrente das fases no enrolamento (WEG, 2015).

O fluxo magnético girante produzido pelos enrolamentos do estator atravessa o entreferro em direção ao rotor cujas barreiras de fluxo tendem a alinhá-lo com o campo, fazendo com que o rotor acompanhe a rotação do campo do estator. Esta velocidade é chamada de velocidade de sincronismo ou velocidade síncrona (ω_s) e dada por (FITZGERALD, KINGSLEY JR., e UMANS, 2006):

$$\omega_s = \frac{60 \cdot f}{p} [rpm] \quad (2.2)$$

onde f é a frequência da tensão de alimentação (em Hz) e p o número de pares de polos.

2.3 - ENROLAMENTO TRIFÁSICO DO ESTATOR

As bobinas responsáveis pelo campo girante são dispostas entre si em 120 graus elétricos no espaço ao redor da circunferência de entreferro do estator conforme ilustra a Figura 2.4.

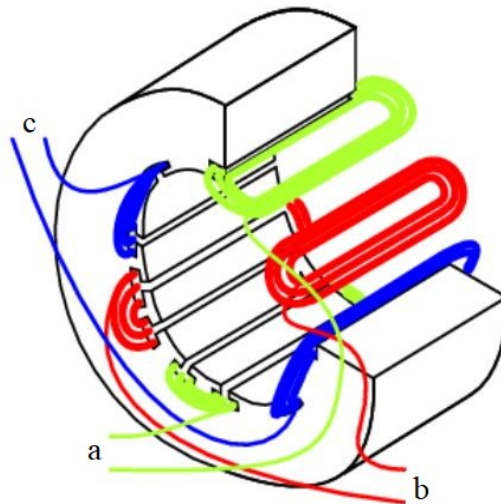


Figura 2.4 - Enrolamentos do estator trifásico (ILTEC, 2015).

Essas bobinas são alimentadas por três correntes alternadas espaçadas umas das outras em 120 graus elétricos, conhecido como sistema *abc*, conforme apresentado na Figura 2.3. Em condições de equilíbrio trifásico, estas correntes instantâneas são dadas por (FILIPPO FILHO, 2013):

$$\begin{aligned} i_{sa} &= i_{\max} \cdot \cos \omega_e t \\ i_{sb} &= i_{\max} \cdot \cos(\omega_e t - 120^\circ) \\ i_{sc} &= i_{\max} \cdot \cos(\omega_e t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (2.3)$$

onde i_{\max} é o valor máximo da corrente, com o tempo iniciando arbitrariamente e a sequência das fases é considerada *abc*.

Diferentemente de outras máquinas com entreferro uniforme, o MSR se comporta de forma semelhante ao motor de polos salientes, com fluxo magnético dependente da posição de alinhamento espacial da onda em relação aos polos do campo. Com isso, é possível notar uma direção preferencial de magnetização do campo determinada pelos polos com saliências (FITZGERALD; KINGSLEY e UMANS, 2006).

Para estes tipos de motores, a indutância varia de acordo com a relutância segundo o eixo da bobina, ou seja, com a posição elétrica do rotor (θ_e). Assim a indutância própria assume valores de acordo com a expressão (BARBI, 2015):

$$L(\theta_e) = L_m \cdot \cos(2\theta_e) + L_0 \quad (2.4)$$

onde L_m e L_0 são facilmente compreendidos pela Figura 2.5.

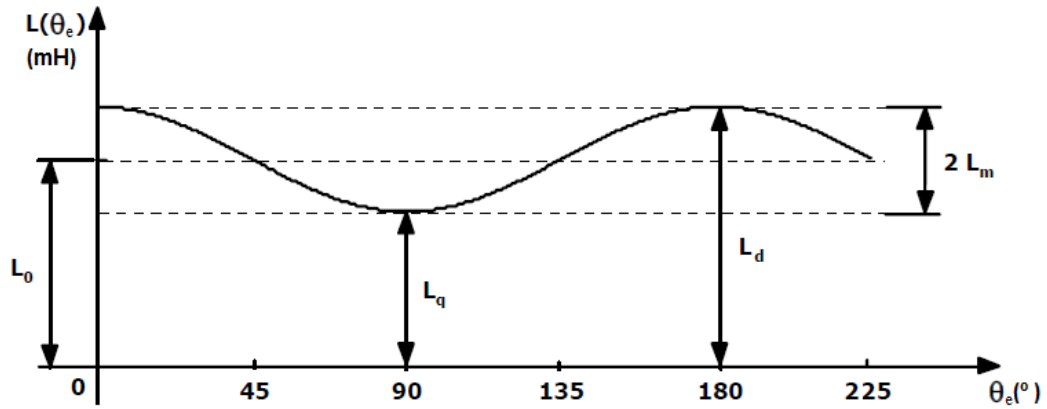


Figura 2.5 - Variação da indutância própria da bobina do motor em função de θ_e (BARBI, 2015).

De acordo com a equação (2.4) e a Figura 2.5, é possível observar os valores das indutâncias do eixo direto e do eixo em quadratura como sendo:

$$\begin{aligned} L_d &= L_0 + L_m \\ L_q &= L_0 - L_m \end{aligned} \quad (2.5)$$

A mudança na análise do motor, levando em conta o sistema dq em relação ao sistema físico real abc , é realizada também com o intuito de simplificar as equações matemáticas na análise do motor, introduzindo um conjunto de variáveis hipotéticas (BARBI, 2015).

Esse conceito foi apresentado originalmente no trabalho de André Blondel na França e o desenvolvimento que será apresentado mais a frente foi realizado por Doherty, Nicler e Park e seus associados nos Estados Unidos e denominado de transformação $dq0$ (FITZGERALD; KINGSLEY e UMANS, 2006).

2.4 - RELAÇÃO ENTRE OS PARÂMETROS L_D E L_Q NO DESEMPENHO DO MOTOR

O desempenho do MSR está diretamente relacionado aos valores da indutância direta (L_d) e indutância em quadratura (L_q). Conforme será apresentado a seguir, onde o conjugado depende do valor de $L_d - L_q$ e o fator de potência depende de L_d / L_q , também conhecido como fator de saliência ($k = L_d / L_q$).

2.4.1 - Relação entre o conjugado do MSR e as indutâncias L_d e L_q ($L_d - L_q$)

Matsuo, El-Antably e Lipo (1997) apresentam um estudo minucioso a respeito da relação de saliência no desempenho da máquina síncrona a relutância, onde os principais resultados do estudo mostram que a relação entre o conjugado eletromagnético (T_e) e a relação de L_d e L_q em regime permanente é dada por (2.6):

$$T_e = \frac{m}{2} p \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{sd} \cdot I_{sq} \quad (2.6)$$

onde m é o número de fases, I_{sd} e I_{sq} são as correntes de estator com referencial no rotor em relação aos eixos d e q e L_d e L_q representam as indutâncias do estator nos eixos d e q , respectivamente.

De acordo com a equação (2.6), quanto maior for a diferença entre L_d e L_q , maior o conjugado de relutância produzido (FITZGERALD, KINGSLEY e UMANS, 2006). Os valores das correntes direta e quadratura também são fatores importantes no valor do conjugado. A Figura 2.6 apresenta a correlação entre as duas correntes e o ângulo ε que determina a posição do vetor de corrente do estator em relação ao eixo para regime permanente.

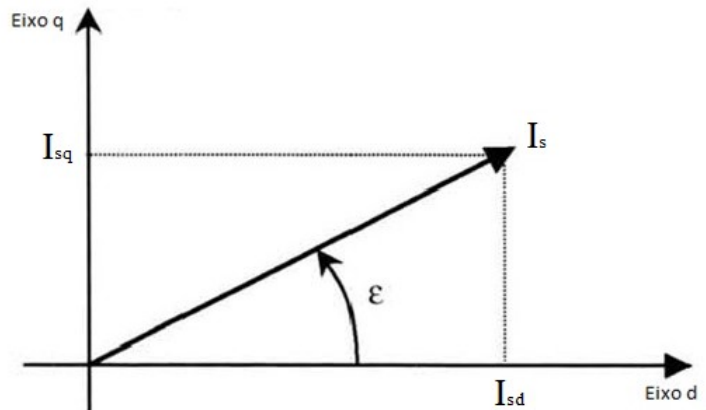


Figura 2.6 - Posição da corrente do estator no referencial (d/q) (LUBIN, 2003).

O valor do módulo da corrente do estator é dado pela relação entre I_{sd} e I_{sq} , conforme equação (2.7):

$$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \quad (2.7)$$

2.4.2 - Relação entre o fator de potência e o fator de saliência (k)

A máquina síncrona a relutância opera em corrente alternada (CA) e apresenta o mesmo tipo de enrolamento no estator que a máquina assíncrona (motor de indução). Este motor alimentado em regime permanente apresenta um deslocamento entre a fase fundamental da corrente de linha e a tensão correspondente, definido como fator de potência ($\cos\varphi$). Este fator representa também a relação entre a potência ativa e potência aparente absorvida pelo motor. É importante que este valor seja o mais próximo da unidade. Ao desprezar as perdas no modelo do motor, uma expressão reduzida para o fator de potência pode ser dada por (MARTINS, 2003):

$$\cos\varphi = \frac{\left(\frac{L_d}{L_q} - 1\right) \cdot \sin\varepsilon}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 + \tan^2\varepsilon}} \quad (2.8)$$

Com a estratégia apresentada em Betz *et al.* (1993), o fator de potência máximo depende somente de L_d / L_q , onde a expressão simplificada é dada pela equação (2.9).

$$\cos\varphi_{\max} = \frac{\frac{L_d}{L_q} - 1}{\frac{L_d}{L_q} + 1} \quad (2.9)$$

A Figura 2.7 apresenta a variação do fator de potência em relação ao fator de saliência k ($k = L_d / L_q$). De acordo com a figura, o fator de potência começa a ficar interessante (maior que o de um motor de indução) para relações de saliência superiores a 6 (BETZ *et al.*, 1993).

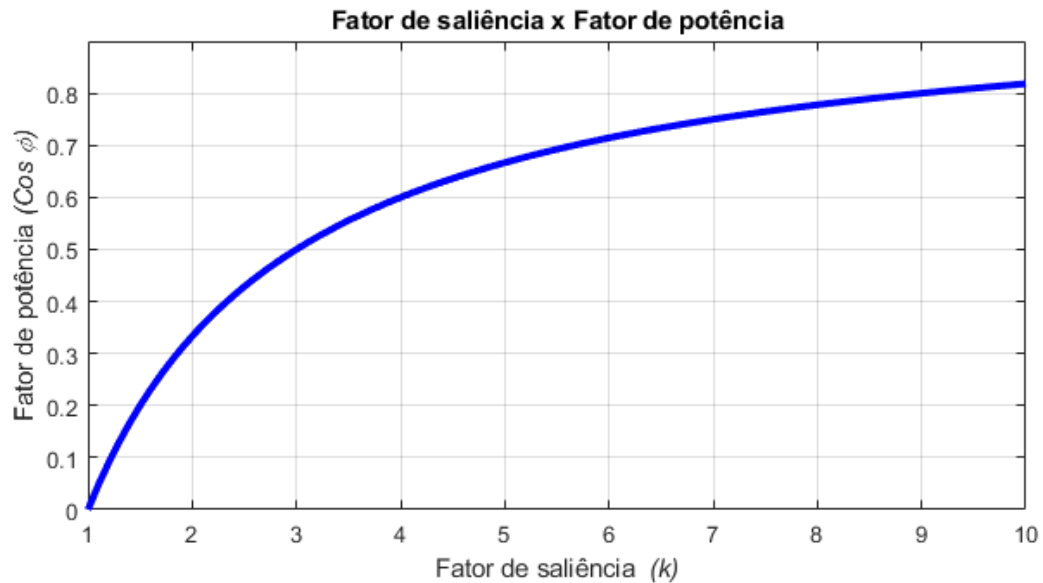


Figura 2.7 - Fator de potência em função do fator de saliência ($k = L_d / L_q$).

Assim, para elevados valores de conjugado eletromagnético e fator de potência desenvolvidos pelo motor, é preciso que os valores de L_d e L_q sejam numericamente distantes.

2.5 - TIPOS DE ESTRUTURA (CONSTRUÇÃO) DE ROTORES

Para aumentar o desempenho do motor, o desenho do rotor deve manter o valor da indutância L_d o mais elevado possível, o que contribui para um fator de saliência (k) elevado.

Na prática, L_d é maximizada ao facilitar a passagem das linhas de campo ao longo do eixo d com a criação de caminhos de baixa relutância. Para isso, são colocadas ao longo do eixo q barreiras de fluxo, para criar uma alta relutância para as linhas do campo magnético neste eixo (q), fazendo com que o valor de L_q seja mínimo.

2.5.1 - Estrutura de rotor com gaiola

Para a partida assíncrona de rotores com gaiola, o conjugado eletromagnético é criado graças às correntes induzidas nas barras de alumínio do rotor e chega ao sincronismo pelo conjugado de relutância que se gera quando o campo girante mantiver o rotor em uma posição em que seja mínima a relutância ao fluxo que atravessa o entreferro em direção ao rotor. Essa posição é alcançada, para os casos com acionamento direto na rede, quando o rotor girar em sincronismo com o eixo do fluxo magnético. Porém, isto é possível somente quando

o escorregamento é pequeno e o momento de inércia (J) é baixo (GUEDES, 2003), (WILDI, 2002).

A Figura 2.8 e a Figura 2.9 apresentam as principais estruturas rotóricas utilizadas atualmente para motores de relutância síncrona de uso industrial. Todos os rotores da Figura 2.8 apresentam gaiola. Máquinas com este tipo de rotor são projetadas para serem alimentadas por qualquer rede de corrente alternada (CA) e atingem o sincronismo quando acionado sem carga em velocidade nominal ou por um conversor de frequência operando com uma razão de tensão sobre a frequência (V/f) constante para operação com velocidades variáveis ou acionamento com carga ligada ao eixo do rotor (STATON, MILLER e WOOD, 1993), (WILDI, 2002).

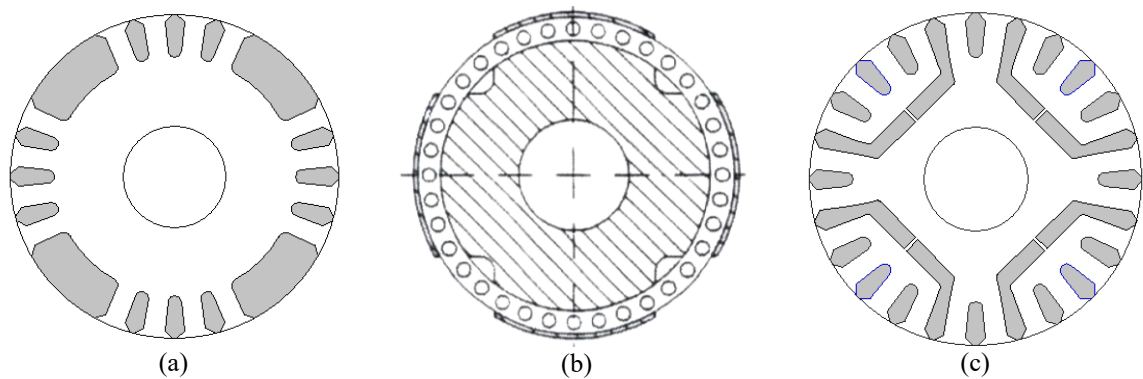


Figura 2.8 - Estruturas de rotores com gaiola (STATON, MILLER e WOOD, 1993).

O rotor da Figura 2.8 (a) é construído a partir de um rotor de uma máquina assíncrona modificado (FITZGERALD; KINGSLEY e UMANS, 2006), onde uma parte das ranhuras do rotor é removida para criar o fator de saliência para o fluxo magnético. Os rotores deste tipo são de construção simples, bastando remover as partes indesejadas entalhadas no rotor. A gaiola é então mantida para a partida (acionamento). Máquinas com este tipo de rotor são vendidos pela empresa sueca BEVI em uma faixa de potência de 400 W a 15 kW (LUBIN, 2003). O fator de saliência obtido com este tipo de rotor é baixo, da ordem de 2,5.

A Figura 2.8 (b) apresenta o rotor de uma máquina síncrona com polos salientes onde foram removidas as bobinas de excitação. Este tipo de motor foi estudado por Hassan, Osheiba e Mohameiden (2003), que ao modificarem o valor do ângulo de abertura dos polos do rotor, os autores conseguiram obter um fator de saliência máximo de 3,8 (HASSAN, OSHEIBA E MOHAMEIDEN apud LUBIN, 2003).

Uma estrutura de rotor diferenciada é apresentada na Figura 2.8 (c). Este rotor tem duas barreiras de fluxo por polo para aumentar a relutância do circuito magnético ao longo do eixo q e aumentar o fator de saliência. Este modelo de rotor foi desenvolvido no início de

1970 por Fong e Htsui (1970) e Honsinger (1971). Os testes com este tipo de rotor mostraram que é possível obter um fator de saliência de 5,3.

Eles observaram por meio da comparação destes resultados, que ambas as máquinas desenvolveram conjugados equivalentes. Por outro lado, o fator de potência da máquina a relutância é menor que o da máquina de indução. Esta diferença é explicada pela presença das barreiras de fluxo que causam uma diminuição de 20% de L_d em comparação com o valor da indutância do estator do motor de indução (FONG E HTSUI, 1970).

Dentre as outras estruturas de rotor, tem-se também o rotor sólido com angulação projetada para aplicações de alta velocidade. Estas máquinas podem partir através da rede utilizando a corrente induzida na carcaça do rotor. O fator de saliência para um rotor de dois polos com ângulo de abertura otimizado em 60° é da ordem de 2,5 (L_d / L_q) em regime não saturado (LUBIN, 2003).

2.5.2 - Estrutura de rotor sem gaiola

A Figura 2.9 apresenta dois tipos de rotores mais sofisticados sem gaiola que foram desenvolvidos no final dos anos sessenta e início dos anos setenta (LAWRENSON e GUPTA, 1967), (CRUICKSHANK, ANDERSON e MENZIES, 1971). Os motores com este tipo de rotor utilizavam sensor de posição (na época de seus primeiros testes) para serem acionados e controlados (VAGATI *et al.*, 2000) ou conversores vetoriais (*sensorless*) (XU *et al.*, 1991). Juntamente com os rotores sem gaiola, existe também um modelo auxiliado por ímã permanente (VAGATI, 1994). Todas estas construções serão detalhadas a seguir.

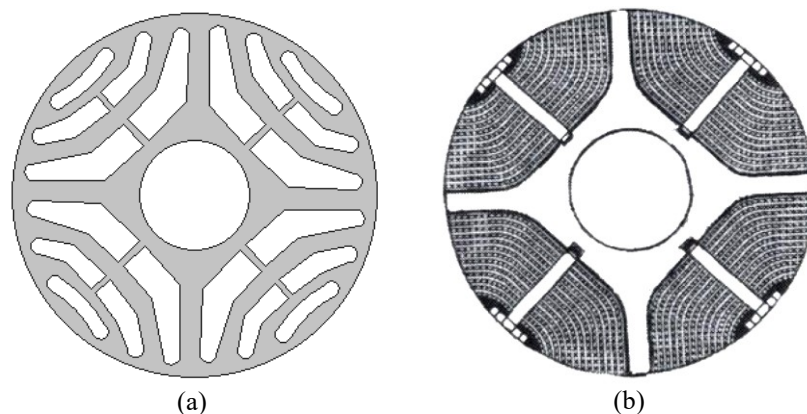


Figura 2.9 - Estruturas de rotores sem gaiola (VAGATI *et al.*, 2000).

O rotor transversalmente laminado, Figura 2.9 (a), é constituído por uma pilha de lâminas dispostas perpendicularmente ao eixo de rotação. As lâminas apresentam barreiras de

fluxo com o objetivo de aumentar a relutância do circuito magnético ao longo do eixo q (no exemplo da figura, são 3 barreiras de fluxo por polo do rotor com ponte entre as barreiras).

As barreiras de fluxo são obtidas através da perfuração da lâmina da mesma forma que os entalhes de uma máquina convencional. Estudos mostram que é possível obter um fator de saliência da ordem de 6 a 7 com este tipo de rotor (KAMPER e VOISCHENK, 1993). Estes valores são importantes para que o desempenho seja próximo ao do motor de indução, (STATON, MILLER e WOOD, 1993). O motor com este tipo de rotor foi comercializado pela primeira vez em 1999 pela ABB para aplicações em atuadores de baixa potência ($P \leq 10$ kW) (VAGATI *et al.*, 2000).

O rotor axialmente laminado, Figura 2.9 (b), possui estrutura composta de quatro partes idênticas. Cada porção se constitui por uma pilha de lâminas em forma de U ou V que são empilhadas umas sobre as outras e são paralelas ao eixo do rotor (ao contrário das máquinas convencionais). Por isso, o termo frequentemente encontrado na literatura é axialmente laminado (BOLDEA e NASAR, 1991).

Estas lâminas são separadas entre si por uma camada de material não-magnético de espessura determinada em projeto, onde o conjunto de lâminas e isoladores magnéticos são unidos por meio de parafusos transversais distribuídos ao longo do rotor. Esta estrutura permite um fator de saliência maior que as estruturas apresentadas anteriormente. Os valores variam de 8 a 10 (L_d/L_q) para uma máquina de quatro polos (BOLDEA e NASAR, 1991), (MATSUO e LIPO, 1994). Em Boldea, Fu e Nasar (1994), um ensaio com uma máquina bipolar alcançou fator de saliência igual a 16. Neste mesmo ensaio, o fator de potência obtido foi de 0,91 para um rendimento de 84% em um motor de 1,5 kW de potência nominal. Estes valores são melhores que um motor de indução de mesma potência. Apesar de desempenho vantajoso, este tipo de rotor não é comercialmente viável devido à sua complexa estrutura, fazendo com que haja um elevado custo de fabricação.

2.5.3 - Estrutura de rotor sem gaiola com ímã permanente

Devido à necessidade de máquinas com alta densidade de conjugado, diversos projetos de máquinas eficientes e com preço acessível são estudados. As máquinas síncronas a ímã permanente são eficientes, mas apresentam custo elevado. Por isso, uma melhor opção é o motor síncrono a relutância com auxílio de ímãs permanentes (PMA-SynRM – *Permanent Magnets Auxiliary – Synchronous Reluctance Motor*) por apresentar uma estrutura robusta e menor custo em comparação com os outros motores de ímã permanente, podendo ser utilizado numa vasta gama de aplicações. O alto desempenho PMA-SynRM é possível pela otimização

do tamanho do ímã e da geometria do rotor para determinadas aplicações (JEONG *et al.*, 2012), (GUGLIELMI *et al.*, 2013).

Neste motor, o conjugado de relutância é o principal componente do conjugado desenvolvido, mas o tipo e quantidade de ímãs permanentes no interior do rotor podem mudar o desempenho da máquina, afetando o fator de potência e conjugado. Os ímãs permanentes criam um acoplamento de fluxo (Ψ_{pm}) que contribui para gerar o conjugado e melhorar o desempenho da máquina.

Além disso, a ligação do fluxo gerado apresenta um fator de potência maior que a máquina síncrona a relutância convencional. Portanto, a quantidade de ímãs permanentes e sua densidade de fluxo são responsáveis pela melhoria significativa sobre o desempenho do PMA-SynRM em relação às outras formas de construção. Vartanian, Deshpande, e Toliyat (2013) apresentam em seus trabalhos os estudos dos efeitos que o tipo de ímã e a quantidade podem causar no desempenho para diversos materiais magnéticos. Eles construíram um rotor de forma semelhante ao da Figura 2.10.

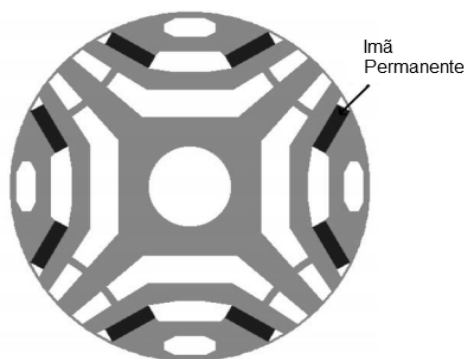


Figura 2.10 - Rotor do motor síncrono a relutância com ímãs permanentes (VARTANIAN, DESHPANDE e TOLIYAT, 2013).

2.5.4 - Gerações de rotores para motores síncronos a relutância

Estudos apontam diversos tipos de estruturas para o rotor, com sucessivas gerações de motores síncronos a relutância desenvolvidos para se obter conjugado, rendimento, fator de potência e custos de fabricação semelhantes ou superiores aos de motores de indução de potência equivalente (CHABU, 1997).

Na primeira geração está o motor de relutância típico, idêntico a um motor de indução exceto pela retirada de alguns dentes na periferia do rotor para formar a estrutura de polos salientes. Com a finalidade de superar suas limitações e aumentar a relação L_d / L_q , foram desenvolvidos rotores com barreiras de fluxo.

Os motores com rotores de construção segmentada fazem parte da segunda geração. A inclusão de um canal no centro de cada segmento melhorou as características mecânicas do mesmo (também chamado de ponte).

A terceira geração é representada por motores com rotor anisotrópico¹ com laminação axial, cujo rotor é constituído a partir de um conjunto de lâminas dobradas e fixadas ao eixo, no sentido longitudinal. Também estão nessa geração os rotores transversalmente laminados com o auxílio de imãs permanentes.

Os fatores predominantes nas condições de estabilidade do MSR dependem dos parâmetros do motor, como a relação das indutâncias direta e quadratura (L_d / L_q), indutâncias de dispersão dos enrolamentos de estator, resistência dos enrolamentos de estator (R_s) segundo os eixos direto e de quadratura. A dificuldade de obtenção destes parâmetros, para determinadas situações, pode levar o motor a operar de modo insatisfatório na região síncrona devido à dificuldade de um controle mais preciso (CRUICKSHANK, ANDERSON e MENZIES, 1971).

Para simplificação das diversas estruturas e gerações, segue abaixo uma classificação das estruturas dos rotores, baseada em diversos trabalhos (LAWRENSON e GUPTA, 1967), (FONG e HTSUI, 1970), (HONSINGER, 1971), (CRUICKSHANK, ANDERSON e MENZIES, 1971), (CHABU, 1997):

Primeira geração:

- Rotor do MIT modificado com gaiola e sem gaiola de partida;
- Rotor sólido (não laminado) sem gaiola de partida;
- Rotor com 1 ou 2 barreiras de fluxo com gaiola de partida;

Segunda geração:

- Rotor segmentado básico com gaiola de partida;
- Rotor segmentado de canal com gaiola de partida;
- Rotor com 3 ou mais barreiras com ou sem gaiola de partida;
- Rotor transversalmente laminado com ou sem gaiola de partida;

Terceira geração:

- Rotor axialmente laminado básico com gaiola de partida;
- Rotor axialmente laminado de camada isolante sem gaiola de partida;

¹ Anisotrópico – possui propriedades físicas que variam/dependem da direção em que são medidas.

- Rotor transversalmente laminado auxiliado por ímã permanente sem gaiola de partida;
- Rotor sólido (não laminado) auxiliado por ímã permanente sem gaiola de partida.

2.6 - TÉCNICAS DE ACIONAMENTO E CONTROLE DE MOTORES AC

Para o MSR com gaiola de partida no rotor, é possível um controle simples devido à sua robustez e pelo fato de ser um motor síncrono, podendo operar em malha aberta e dispensando assim o uso de transdutores de posição. Entretanto, por apresentar baixos valores para fator de potência e conjugado para motores de baixa potência (menos de 10 cv), diversos pesquisadores estudam meios para torná-los mais vantajosos que o MIT e MSIP, desde custo à facilidade no acionamento.

No MSR de rotor de laminação transversal sem gaiola, com um acionamento adequado utilizando sistema de controle *sensorless* (sem transdutor de posição), tem-se uma alternativa vantajosa para acionamento e controle em velocidades e/ou cargas variáveis.

O objetivo de um sistema de controle para o MSR é manter o fluxo magnético e a velocidade do rotor constantes para diferentes valores de cargas no eixo (variação de conjugado de carga) ou controle de velocidades variáveis. Diversos métodos são apresentados na literatura, como em Betz *et al.* (1993), Lipo (1991), entre outros.

Existem dois métodos muito utilizados para acionamento e controle de motores de indução trifásicos e que podem ser largamente aplicados também no acionamento dos motores síncronos a relutância:

- Controle Escalar
- Controle Vetorial

A diferença básica entre os dois tipos acima está na forma de controle de cada um, ou seja, o controle escalar opera em malha aberta e o controle vetorial em malha fechada (com realimentação da corrente, velocidade ou conjugado). Essa diferença implica diretamente na resposta do conjugado com carga variável como se ilustra na Figura 2.11.

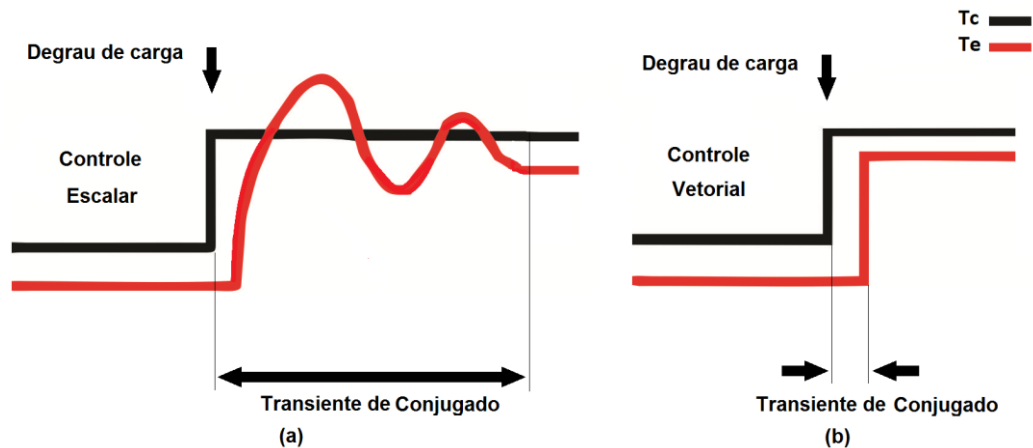


Figura 2.11 - Tempo de resposta dos controles escalar (a) e vetorial (b) à solicitação de um degrau de conjugado de carga.

Quando um degrau de carga é solicitado ao motor, o controle escalar (Figura 2.11 (a)) apresenta um transiente de conjugado longo (demorado), enquanto que para o controle vetorial (Figura 2.11 (b)) este transiente de conjugado ocorre quase que instantaneamente, levando um tempo de resposta insignificante se comparado ao anterior.

A Tabela 2.1 apresenta um comparativo entre os controles escalar e vetorial disponíveis no mercado através de conversores de frequência para acionamento de motores CA (MASCHERONI *et al.*, 2004).

Tabela 2.1 - Comparativo entre os controles escalar e vetorial (MASCHERONI *et al.*, 2004).

Características	Escalar	Vetorial	
		<i>Sensorless</i>	Com <i>Encoder</i>
Precisão da velocidade	0,5 a 5 % (depende da carga)	0,1 %	0,01 %
Faixa de variação de velocidade	1:10	1:100	1:1000
Conjugado de partida	100 %	250 %	400 %

Outra diferença perceptível entre os controles (apresentados na Tabela 2.1) é que na prática, quanto maior a faixa de variação de velocidade, maior o custo de implementação. Por isso, a exigência de controle de acordo com a aplicação do motor é o principal fator a ser levado em consideração na escolha do controle do motor (ARAÚJO, 2016), (MASCHERONI *et al.*, 2004).

2.6.1 - Tipos de controle escalar

O controle escalar é o método mais comum, em malha aberta. Este método, apesar de eficiente para alguns acionamentos, não possui controle de conjugado e não leva em conta características do motor, tais como os valores do fluxo magnético, corrente de operação ou

velocidade. Por isso, é ideal para controle em regime permanente (MASCHERONI *et al.*, 2004).

Esta técnica possui 2 formas que se destacam no acionamento de MSR's: controle da tensão do estator e controle da razão tensão/frequência (ARAÚJO, 2016).

2.6.1.1 - Controle escalar com controle da tensão do estator

Este tipo de acionamento funciona somente para MSR's com gaiola de partida, pois consiste na variação somente da tensão em rampa de acionamento (Figura 2.12), mantendo-se a frequência em um valor fixo (nominal).

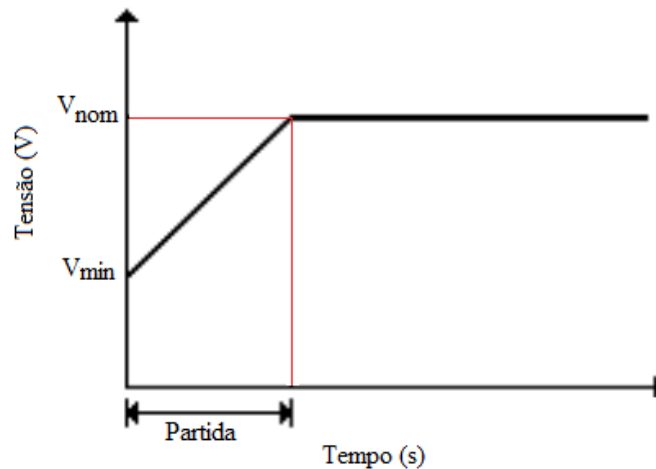


Figura 2.12 - Controle escalar com controle de tensão no estator.

A tensão mínima para acionamento é diferente de 0 V (zero volts), de acordo com a Figura 2.12, pois é preciso um valor mínimo de tensão para uma quantidade mínima de fluxo magnético para o acionamento do motor.

O equipamento bastante conhecido industrialmente que utiliza essa técnica é o *soft-starter*, que também é aplicado em larga escala em acionamentos de motores de indução trifásicos. Este equipamento faz o controle de tensão através de tiristores que em um tempo determinado parte de uma tensão mínima até a tensão nominal do motor. A Figura 2.13 ilustra o acionamento de um MSR com gaiola de partida utilizando um *soft-starter* (ARAÚJO, 2016).

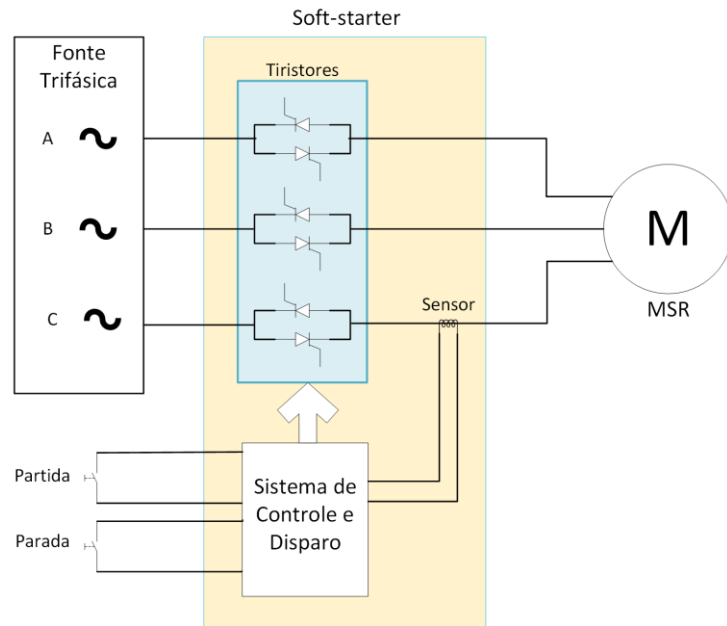


Figura 2.13 - Representação do sistema de controle escalar do *soft-starter* (ARAÚJO, 2016).

Apesar da simples implementação, esta técnica não é recomendada para aplicações com larga faixa de ajuste de velocidade ou que necessitem de conjugado constante ou elevados conjugados de partida.

2.6.1.2 - Controle escalar com controle da razão tensão/frequência

Sendo o método de controle de velocidade mais popular na indústria, o mesmo funciona impondo ao motor um determinado valor de tensão/frequência (V/f), e mantendo essa relação constante a fim de minimizar o distúrbio no fluxo magnético, de acordo com a equação (2.10) (ARAÚJO, 2016).

$$\lambda_s = \frac{V_s}{\omega_r} \quad (2.10)$$

onde λ_s é o fluxo magnético no estator, V_s é a tensão nos enrolamentos do estator e ω_r a velocidade de rotação do rotor. Como o motor é síncrono, a velocidade do rotor (ω_r) é igual à velocidade síncrona (ω_s). Assim, o fluxo magnético pode ser:

$$\lambda_s = \frac{V_s}{\omega_s} = \frac{V_s}{\frac{60 \cdot f}{p}} = \frac{p}{60} \cdot \frac{V_s}{f} \quad (2.11)$$

sendo 60 o valor para conversão de rad/s para rpm (rotações por minuto) e p o número de pares polos. Ao separá-los na expressão como uma constante do motor (cm), a dependência

do fluxo em função da razão entre a tensão e frequência de alimentação do motor pode ser representada por:

$$cm = \frac{p}{60} \quad (2.12)$$

e

$$\lambda_s = cm \cdot \frac{V_s}{f} \quad (2.13)$$

Para velocidades próximas de zero é preciso uma tensão de *boost* (tensão adicional) na partida do motor para vencer a inércia de partida, devendo ser desprezada após a partida. Outro motivo para o *boost* é que para baixas rotações (abaixo da metade da rotação nominal), a resistência do estator (R_s), inicialmente desprezada, passa a ter influência no cálculo da corrente, por isso, a necessidade de faixas de tensão de *boost* conforme ilustra a Figura 2.14 (MASCHERONI *et al.*, 2004), (MECATRÔNICA ATUAL, 2003).

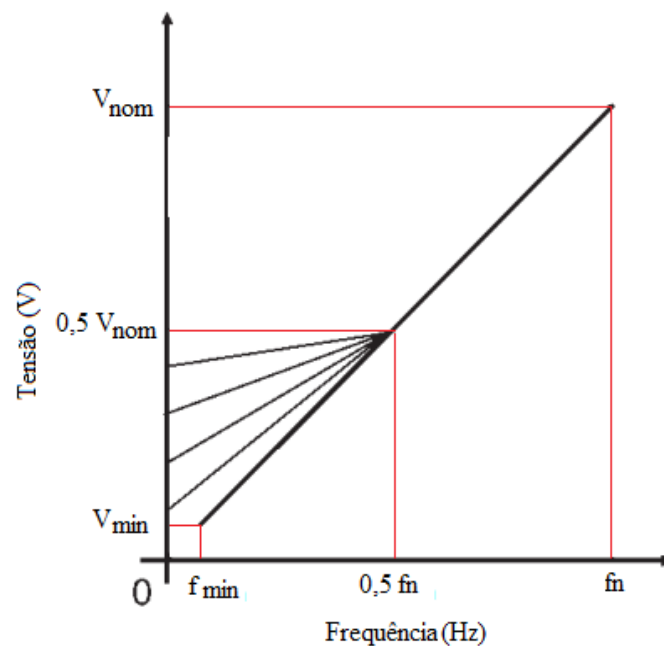


Figura 2.14 - Representação do sistema de controle escalar V/f constante com tensão de *boost*.

A curva de acionamento de controle escalar com V/f constante (padrão, ou seja, sem a tensão de *boost*) é apresentada na Figura 2.15. É possível observar que o acionamento é iniciado com valores mínimos (valores próximos de zero) até a tensão e frequência nominais. Após este ponto não é possível aumentar o valor de tensão para evitar danos aos enrolamentos do motor, sendo possível somente o aumento da frequência (WEG, 2015).

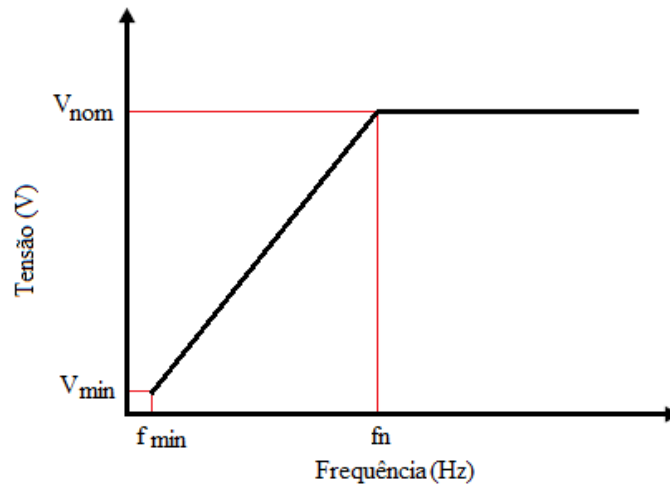


Figura 2.15 - Rotação do motor com controle escalar com V/f constante.

Ao alcançar a tensão nominal (V_{nom}), o aumento da velocidade a custo somente do aumento da frequência, gera no motor um enfraquecimento do campo magnético, causando assim uma redução no conjugado eletromagnético, conforme ilustra a Figura 2.16 (WEG, 2015), (ARAÚJO, 2016).

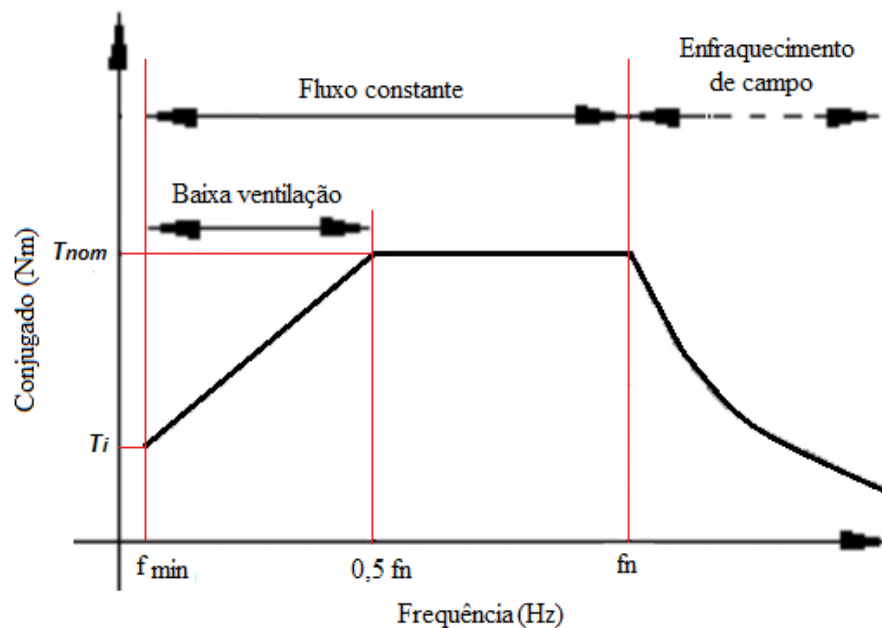


Figura 2.16 - Conjugado do motor com controle escalar V/f constante.

Com a frequência abaixo de 50% da nominal, o motor tem baixa ventilação (Figura 2.16), o que pode causar aquecimento excessivo nos enrolamentos do estator. O valor de conjugado parte de um valor inicial (T_i) de forma crescente até metade do valor da frequência nominal ($0,5 f_n$), onde permanece constante em seu valor nominal (T_{nom}) até atingir a frequência nominal (f_n). E à medida que a frequência aumenta, acima do valor nominal, o conjugado diminui.

2.6.2 - Tipos de controle vetorial

Devido às limitações de desempenho do controle escalar, a indústria utiliza métodos baseados no controle vetorial (*Vetorial Control*), também conhecido como controle por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*), onde é possível obter rapidez e precisão de resposta no controle de conjugado e velocidade do motor.

O controle vetorial tem esse nome devido ao seu funcionamento, que opera com a decomposição vetorial da corrente nos vetores que representam o conjugado e o fluxo magnético do motor, o que permite o controle direto de conjugado e velocidade de forma independente (RENESAS ELECTRONICS, 2009).

Esta técnica utiliza matrizes de transformação do sistema de 3 eixos para um sistema de dois eixos (Transformada de Clark (α, β) e Park ($dq0$)). Assim, a estratégia de controle do motor CA (corrente alternada) passa a ser comparada a de um motor CC (corrente contínua). Esta estrutura de controle (em malha fechada), apresenta duas componentes de referência, que é a componente de conjugado (sobre o eixo q) e a componente de fluxo (sobre o eixo d), conforme ilustra a Figura 2.17 (HOLTZ, 2002).

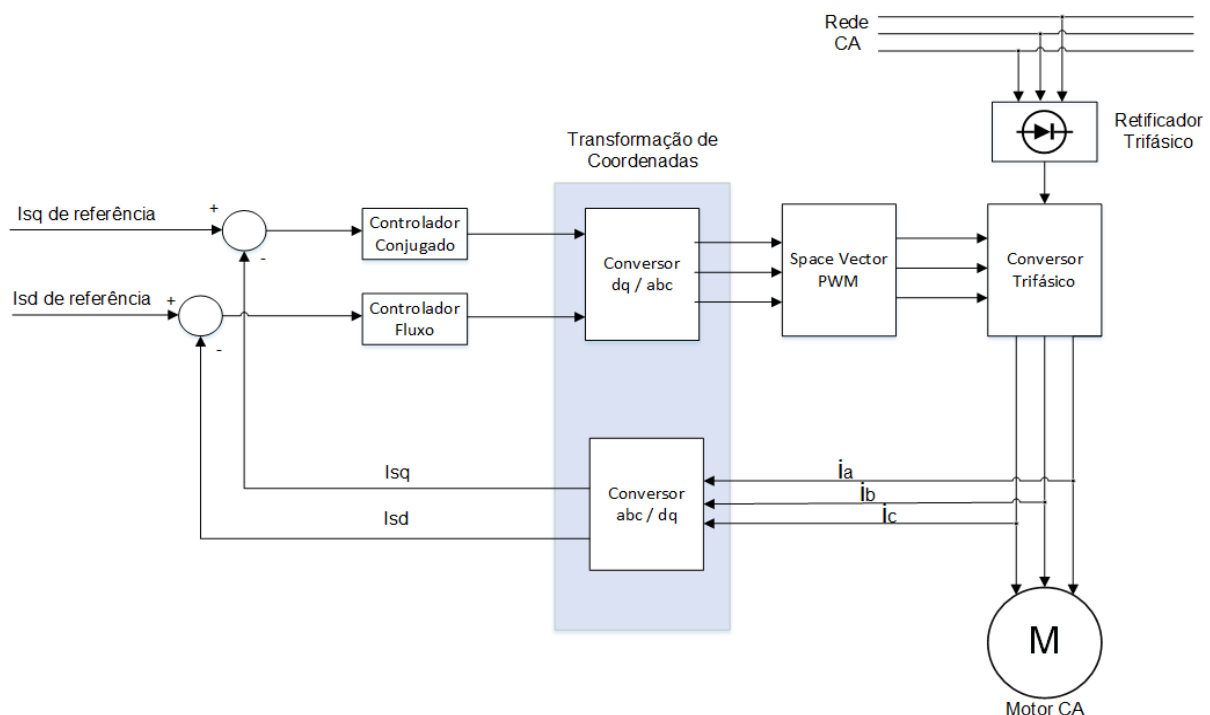


Figura 2.17 - Diagrama do controle vetorial para motores CA (HOLTZ, 2002).

Dois tipos de controles vetoriais são muito utilizados, o convencional, que necessita de um transdutor de posição no rotor (sensor de posição, também conhecido como *encoder* e/ou sensores de fluxo magnético) e o *sensorless*, que analisa a corrente fornecida ao motor (sem a necessidade de um *encoder*).

2.6.2.1 - Controle vetorial com sensor de posição (*encoder*).

O controle vetorial convencional, com *encoder*, apresenta maior precisão no controle de velocidade e conjugado, principalmente para velocidades próximas de zero. Porém, o sensor (*encoder*) torna este método muito oneroso, devido ao alto custo do sensor, placas de aquisição com alta taxa de aquisição e processamento de dados. Um diagrama de controle vetorial com *encoder* é representado pela Figura 2.18 (RANCONI JR, 2006), (SENAI, 2009).

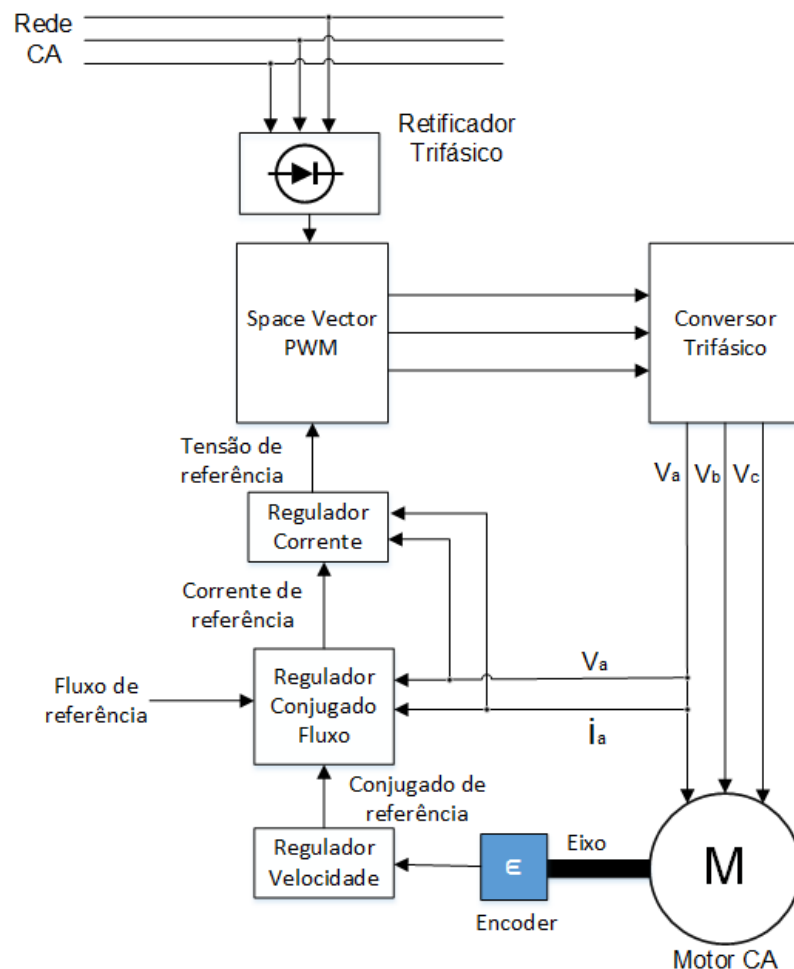


Figura 2.18 - Diagrama de controle vetorial com *encoder*.

2.6.2.1 - Controle vetorial *sensorless*

O controle vetorial *sensorless*, apesar de se ter a ideia de que não utiliza sensores, na verdade refere-se a não utilização dos sensores de posição (*encoder*), pois nesse tipo de controle necessita de sensores de corrente, que são de baixo custo, para poder fazer as transformações de coordenadas e o cálculo de fluxo estimado para o controle, conforme apresentado na Figura 2.17 (RANCONI JR, 2006).

Devido ao controle de posição ser realizado de forma indireta, através da corrente de consumo do motor, o mesmo apresenta baixa eficiência para baixas velocidades, próximas de zero. Exceto para esta pequena faixa de operação onde a eficiência do controle é baixa, a relação custo benefício compensa para o restante da faixa de operação onde o controle com sensor também opera (SENAI, 2009).

2.7 - DRIVES PARA MSR COM CONTROLE VETORIAL COMO ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Inicialmente, os *drives* utilizados para acionamento do MSR dependiam de uma resposta do *encoder* acoplado ao MSR para obtenção dos valores de velocidade (ω_e) e posição do rotor (θ_e) para o acionamento e controle (BETZ *et al.*, 1993) e (XU e YAO, 1992). Atualmente novos acionamentos sem a necessidade do uso de *encoder* (também conhecido como controle *sensorless*) são utilizados com desempenho muito próximo, onde a rotação e conjugado são estimados pelos valores de tensão e corrente de alimentação do MSR (KIM e LEE, 2007).

Algumas referências apresentam as transformações de eixo de coordenadas *abc* para *dq* diretamente (transformação de Park), outros utilizam uma transformação intermediária, chamada de transformação de Clark ($\alpha \beta$). A Figura 2.19 apresenta a posição de cada eixo de coordenada para um MSR teórico de 2 polos (HANAMOTO *et al.*, 2009).

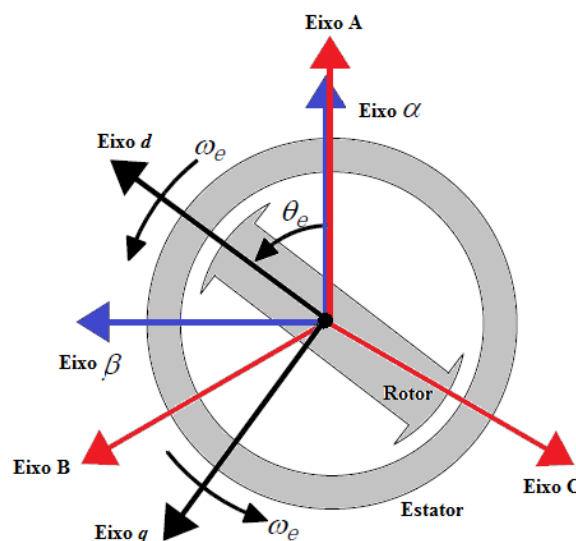


Figura 2.19 - Modelo analítico do MSR de 2 polos, de acordo com suas representações de eixos coordenados (HANAMOTO *et al.*, 2009).

A Figura 2.19 apresenta o modelo analítico do MSR para cada eixo de coordenadas, onde sua representação matemática é apresentada abaixo:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_a & 0 \\ 0 & R_s + \frac{d}{dt}L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}L_b \begin{bmatrix} \cos 2\theta_e & \sin 2\theta_e \\ \sin 2\theta_e & -\cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

onde v é a tensão no estator, L_a e L_b são indutâncias do estator.

Pode-se reescrever o fluxo descrito acima como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a + L_b \cos 2\theta_e & L_b \sin 2\theta_e \\ L_a \sin 2\theta_e & L_a - L_b \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

E a tensão como:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_\alpha + \frac{d}{dt}\lambda_\alpha \\ R_s i_\beta + \frac{d}{dt}\lambda_\beta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Com isso, o fluxo pode ser reescrito como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int (v_\alpha - R_s i_\alpha) dt \\ \int (v_\beta - R_s i_\beta) dt \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Onde os valores de L_d e L_q são calculados de acordo com L_a e L_b :

$$\begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_a \\ L_b \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Utilizando da relação descrita abaixo:

$$\begin{cases} \cos 2\theta_e = 2 \cos^2 \theta_e - 1 = 2 \sin^2 \theta_e \\ \sin 2\theta_e = 2 \sin \theta_e \cdot \cos \theta_e \end{cases} \quad (2.19)$$

O fluxo é dado por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q i_\alpha + \Psi \cos \theta_e \\ L_q i_\beta + \Psi \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Onde:

$$\Psi = (L_d - L_q) I_d \quad (2.21)$$

Para este modelo, a posição do rotor é calculada com o fluxo estimado em (2.22).

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{\lambda_\beta - L_q \cdot i_\beta}{\lambda_\alpha - L_q \cdot i_\alpha} \quad (2.22)$$

Neste tipo de controle, o diagrama apresentado na Figura 2.20 representa com eficiência diversas técnicas de controle vetorial *sensorless* estudadas na atualidade.

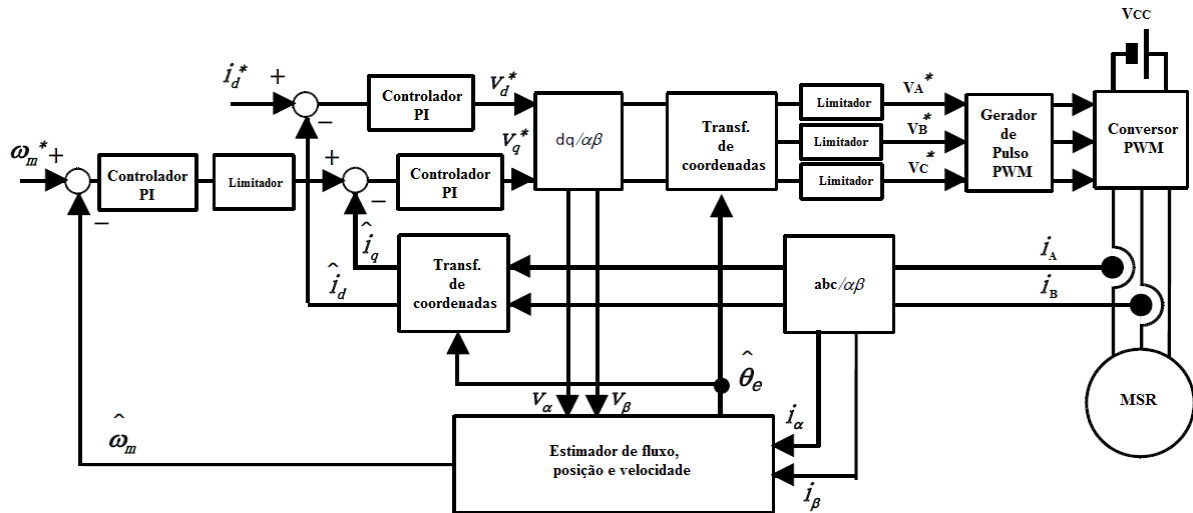


Figura 2.20 - Diagrama de blocos do controle vetorial sensorless (HANAMOTO *et al.*, 2009).

2.8 - DISPOSITIVOS PARA CONSTRUÇÃO DO *DRIVE* DE ACIONAMENTO E CONTROLE

Para a operação em tempo real de controle do motor e análise dos parâmetros do mesmo será necessário um dispositivo capaz de fazer estas operações de análise e comando em alta velocidade. Por isso, será utilizado um microcontrolador da Texas Instruments da série DSP (*Digital Signal Controller* – Controlador Digital de Sinal) modelo TMS320F28335.

Para a parte de potência, responsável por fornecer a tensão e corrente para o motor, foi utilizado um módulo IGBT (com 6 IGBT's) que opera com até 100 A com tensão máxima de 1200 V.

2.8.1 - Microcontrolador DSP TMS320F28335

O DSP (Processador Digital de Sinais) TMS320F28335 dispõe de um conjunto de periféricos necessários para o controle em alta velocidade de processamento, e por isso, é uma ferramenta indispensável para aplicações com máquinas elétricas. A Figura 2.21 apresenta o DSP da série eZdsp™ F28335, utilizado na montagem do protótipo.



Figura 2.21 - Microcontrolador DSP da série eZdsp™ F28335.

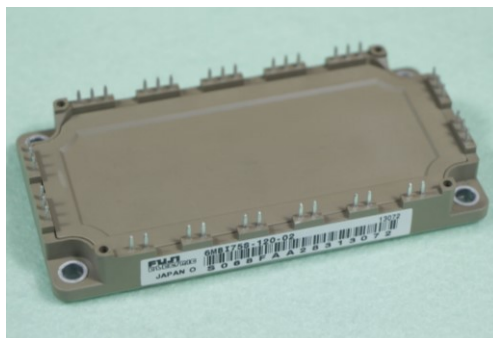
Dentre as principais características deste dispositivo encontra-se:

- Frequência de *clock* de 150 MHz;
- 56 portas digitais I/O (*Input / Output –Entrada / Saída*);
- 16 entradas analógicas (ADC – *Analogic / Digital Converter* de 16 bits);
- Interface de comunicação serial SCI e SPI;
- 68k *bytes* de memória *RAM (on chip)*;
- 512k *bytes* de memória *FLASH (on chip)*;
- 256k *bytes* de memória *SRAM (off chip)*;

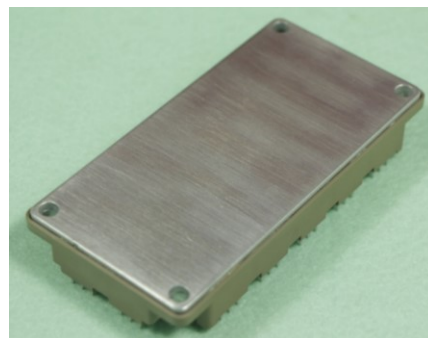
Maiores informações podem ser obtidas através da folha de dados do fabricante (SPECTRUM DIGITAL, 2007).

2.8.2 - Módulo IGBT Fuji Electric

Para a parte de potência do acionamento do MSR será utilizado um módulo IGBT da Fuji Electric (6MBI 100S-120). Este módulo possui 6 IGBT's e suporta até 1200V com corrente máxima de 100 A. Os parâmetros disponibilizados pelo fabricante são apresentados no ANEXO C.



(a)



(b)

Figura 2.22 - Foto do módulo IGBT 6MBI 100S-120: imagem superior (a) e inferior (b).

Ao utilizar este módulo para a parte de potência no acionamento do MSR, com o controle vetorial calculado pelo DSP, responsável pelo acionamento das chaves, é necessária a utilização de uma placa de condicionamento de sinais, pois o microcontrolador opera em tensão de 0 a 3,3 V_{cc} e o acionamento das chaves IGBT só é possível com 15 V_{cc}.

2.8.3 - Gate driver DRM100D80A

Para o acionamento do módulo IGBT é utilizado o *gate driver* (módulo de disparo) da Supplier modelo DRM100D80A, onde é utilizada uma placa por fase do acionamento trifásico. A Figura 2.23 apresenta a imagem da placa.

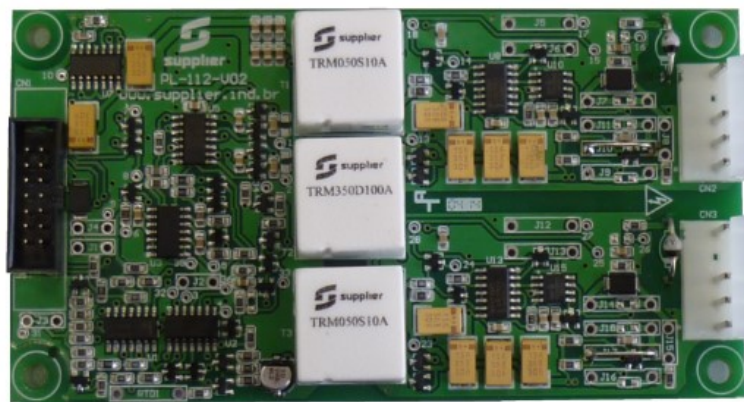


Figura 2.23 - Gate drive DRM100D80A da Supplier.

Este módulo conta com isolamento por transformador para evitar curto circuito dos IGBT's pelo terra da fonte, tempo morto ajustável por *hardware*, possui memória de erro e opera com frequência de comutação de até 50 kHz (SUPPLIER, 2018). Maiores informações são apresentadas no Anexo D.

2.8.4 - Ponte retificadora trifásica SK 95 D 16

O módulo de ponte retificadora utilizada neste trabalho suporta até 1600 V de tensão reversa, entrada trifásica e corrente máxima de saída de 95 A. Maiores informações disponíveis na folha de dados apresentada no Anexo E.

2.8.5 - Placa condicionadora de sinais digitais

Devido aos diferentes níveis de tensão de operação dos dispositivos utilizados, pois o DSP opera com 0 e 3,3 V_{cc} e o disparo do IGBT (*gate driver* DRM100D80A) utilizado é de 0 e 15 V_{cc}, é necessário o uso de uma placa de interface de conexão entre estes dispositivos, para

que ambos funcionem na tensão de operação de cada dispositivo. Então é utilizada uma placa de condicionamento, uma placa de interface digital.

A Figura 2.24 apresenta a interface digital utilizada na montagem.

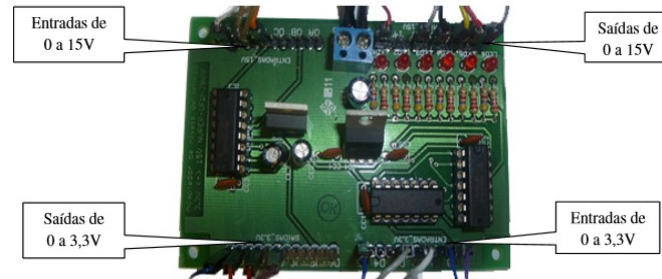


Figura 2.24 - Interface condicionadora de sinais digitais (VIAJANTE, 2013).

Para a medição dos valores de tensão de saída e corrente de consumo do MSR, foi preciso o condicionamento dos sinais dos sensores para os níveis de tensão do DSP, com isso, houve também a necessidade de uma interface condicionadora de sinais analógicos para estas medições (Figura 2.25).



Figura 2.25 - Interface condicionadora de sinais analógicos (VIAJANTE, 2013).

2.9 - CONCLUSÃO

A otimização da estrutura do rotor da máquina síncrona a relutância continua sendo uma pesquisa importante para a atualidade. Estudos anteriores demonstraram que o aumento do fator de saliência (L_d / L_q) proporciona desempenho comparável ao das máquinas assíncronas de baixas potências quanto ao fator de potência do motor, além da vantagem de ser síncrono. Quanto maior for a diferença entre L_d e L_q (ou seja, $L_d - L_q$), maior será o conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor.

O distanciamento dos valores de L_d e L_q é de grande importância nos motores síncronos a relutância, porém de difícil obtenção para motores de baixa potência devido a pequena dimensão do rotor. Para se conseguir nesta faixa de potência um maior

distanciamento entre L_d e L_q , mais difícil é a construção do mesmo e consequentemente, mais oneroso.

Os controles de acionamento para MSR utilizando o controle escalar (V/f constante) e vetorial (com *encoder* ou *sensorless*) viabilizam a utilização do MSR em diversas aplicações onde há necessidade de velocidade síncrona com conjugado ou velocidades variáveis.

O controle escalar é muito utilizado em aplicações que não necessitem de variação de velocidade ou conjugado continuamente ou não exijam um tempo de resposta pequeno entre a variação da carga ou velocidade e o retorno ao regime permanente.

Para o controle vetorial, existem duas formas muito utilizadas em aplicações mais exigentes quanto ao tempo transiente do motor, e a escolha entre eles depende do custo benefício de cada aplicação, pois quanto menor o tempo de resposta, mais oneroso se torna o controle.

Atualmente, diversos *drives* estão sendo estudados com o intuito de melhorar as condições de acionamento e controle do MSR. A estratégia de controle vetorial *sensorless* é uma das melhores opções ao se comparar o desempenho com o custo benefício proporcionado.

CAPÍTULO 3 - MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA E *DRIVE* DE ACIONAMENTO E CONTROLE

Neste capítulo, é apresentada a modelagem matemática para o motor síncrono a relutância de primeira geração com gaiola, do motor de segunda geração sem gaiola e do *drive* de acionamento e controle com estratégia de controle vetorial.

3.1 - REPRESENTAÇÃO DAS CORRENTES DO MOTOR

Neste trabalho, dois modelos diferentes de rotores são construídos para constatação do conceito de motor síncrono a relutância. Um baseado em modificações de um rotor de motor de indução trifásico com gaiola, classificado aqui como rotor de primeira geração, onde o enrolamento amortecedor é mantido para auxiliar no acionamento assíncrono e um outro motor transversalmente laminado sem gaiola, ou seja, sem enrolamento amortecedor no rotor, classificado como rotor de segunda geração, conforme classificação apresentada na seção 2.5.

Para analisar o modelo equivalente da máquina, é necessário fazer algumas considerações, nas quais são adotados que:

- A distribuição de forças magneto-motrizes senoidais geradas no entreferro pelos enrolamentos do estator é considerada.
- Fenômenos de saturação e histerese magnética são desconsiderados.
- As perdas do ferro na máquina são desconsideradas.
- O efeito da temperatura sobre o valor da resistência estatórica é desconsiderado.

A Figura 3.1 apresenta uma representação simbólica da máquina bipolar equivalente para o MSR de primeira geração. O estator tem enrolamentos trifásicos defasados no espaço $2\pi/3$. O rotor de gaiola pode ser modelado por dois enrolamentos em quadratura, um colocado ao lado do eixo de referência (eixo d) e outro ao longo do eixo q . Esta representação simplificada do rotor não fornece acesso ao conhecimento da corrente real que flui no rotor, mas representa com fidelidade a influência dos enrolamentos do rotor sobre o comportamento do motor (CHATELAIN, 1983 apud LUBIN, 2003). O ângulo θ é a posição mecânica do rotor, θ_e o ângulo da posição elétrica do rotor, p é o número de pares de polos e i_s é a corrente de fase (referencial abc) do estator (LUBIN, 2003).

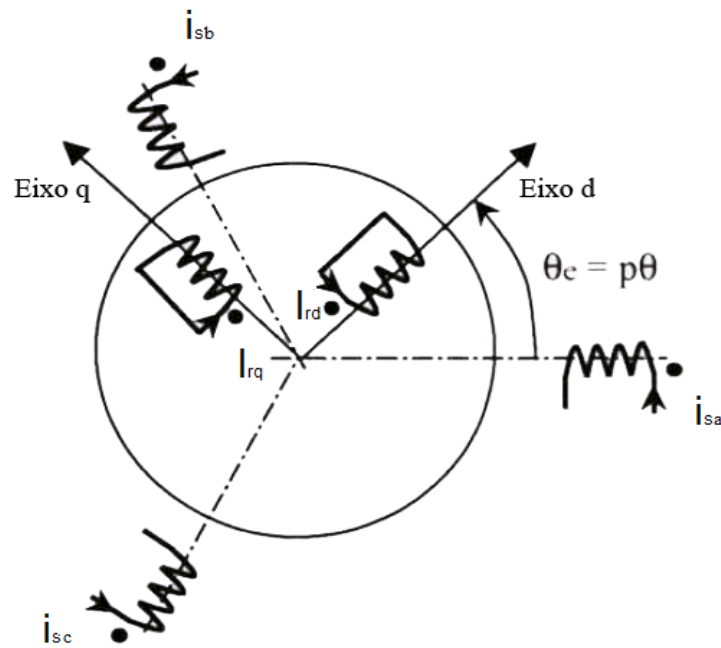


Figura 3.1 - Representação da máquina síncrona a relutância com gaiola (LUBIN, RAZIK e REZZOUG, 2002).

3.2 - TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS *ABC* PARA *D-Q*

As grandezas do motor são reduzidas no quadro de referência do rotor utilizando a transformada de Park. A transformação matemática abaixo (3.1) pode ser aplicada para diversas grandezas do motor, como tensão, corrente ou fluxo. A matriz transformação é ortogonal e possui inversa (FITZGERALD; KINGSLEY e UMANS, 2006).

$$\begin{bmatrix} S_{sd} \\ S_{sq} \\ S_{so} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{sa} \\ S_{sb} \\ S_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Onde S e s representam a grandeza a ser convertida no eixo dq e no eixo abc respectivamente.

3.3 - MODELO DA MÁQUINA COM REFERENCIAL NO ESTATOR

O modelo matemático do MSR com gaiola pode ser aplicado conforme apresentado em (3.2), onde é apresentado o desenvolvimento completo do modelo do motor com referencial no estator (CHATELAIN, 1983 apud LUBIN, 2003). As principais equações do

modelo com os termos para o fluxo magnético através dos enrolamentos do estator e rotor (somente o rotor de primeira geração, neste caso), são:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sa} \\ \lambda_{sb} \\ \lambda_{sc} \\ \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a(\theta_e) & L_{ab}(\theta_e) & L_{ac}(\theta_e) & L_{ard}(\theta_e) & L_{arq}(\theta_e) \\ L_{ba}(\theta_e) & L_b(\theta_e) & L_{bc}(\theta_e) & L_{brd}(\theta_e) & L_{brq}(\theta_e) \\ L_{ca}(\theta_e) & L_{cb}(\theta_e) & L_c(\theta_e) & L_{crd}(\theta_e) & L_{crq}(\theta_e) \\ L_{ard}(\theta_e) & L_{brd}(\theta_e) & L_{crd}(\theta_e) & L_{rd} & 0 \\ L_{arq}(\theta_e) & L_{brq}(\theta_e) & L_{crq}(\theta_e) & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

De acordo com a equação (3.2), as indutâncias dependem, para a maior parte, da posição elétrica do rotor (θ_e).

3.3.1 - Equações das tensões de alimentação do motor

As equações gerais de tensão podem ser obtidas segundo a lei de Faraday, considerando a queda de tensão pela resistência em cada um dos enrolamentos.

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s \cdot i_{sa} + \frac{d}{dt} \lambda_{sa} \\ v_{sb} &= R_s \cdot i_{sb} + \frac{d}{dt} \lambda_{sb} \\ v_{sc} &= R_s \cdot i_{sc} + \frac{d}{dt} \lambda_{sc} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Como os enrolamentos do rotor são barras em curto-circuito, a tensão aplicada é zero:

$$\begin{aligned} 0 &= R_{rd} \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} \\ 0 &= R_{rq} \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} \end{aligned} \quad (3.4)$$

3.3.2 - Conjugado de relutância do motor

A expressão do conjugado eletromagnético também pode ser obtida pelo fluxo magnético dos eixos direto e quadratura do estator (MATSUO e LIPO, 1997):

$$T_e = \frac{m}{2} p \cdot (\lambda_{sd} \cdot I_{sq} - \lambda_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (3.5)$$

onde m representa o número de fases.

3.3.3 - Equações de estado para tensão direta e quadratura

O modelo equivalente da máquina no sistema com referencial no rotor com gaiola é mostrado na Figura 3.2. No qual é apresentado um modelo simplificado de uma máquina representada por dois circuitos elétricos acoplados, um no eixo direto d e o outro no eixo em quadratura q .

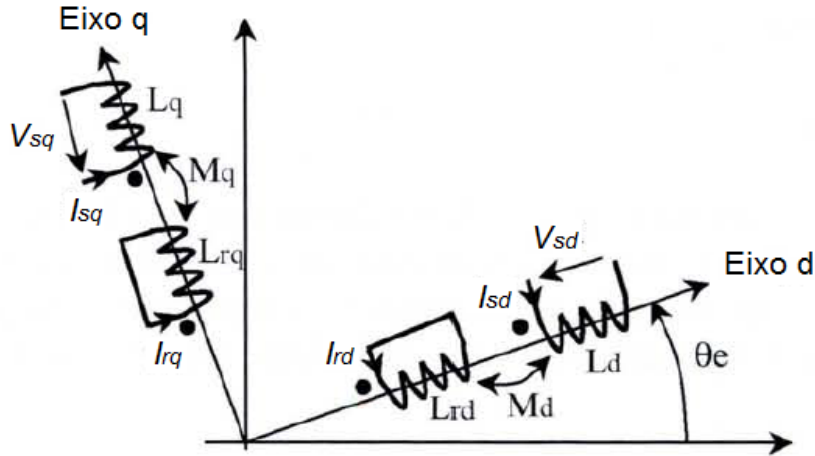


Figura 3.2 - Modelo equivalente da representação d/q (LUBIN, RAZIK e REZZOUG, 2002)

As equações equivalentes das tensões nos terminais dos enrolamentos do estator nos eixos d e q podem ser descritas por (MATSUO e LIPO, 1993):

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_e \cdot \lambda_{sq} \\ V_{sq} &= R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} + \omega_e \cdot \lambda_{sd} \end{aligned} \quad (3.6)$$

As equações das tensões simplificadas apresentadas podem ser representadas pelos circuitos equivalentes de acordo com a Figura 3.3 (FRATTA e VAGATI, 1992), (OLIVEIRA, 2015):

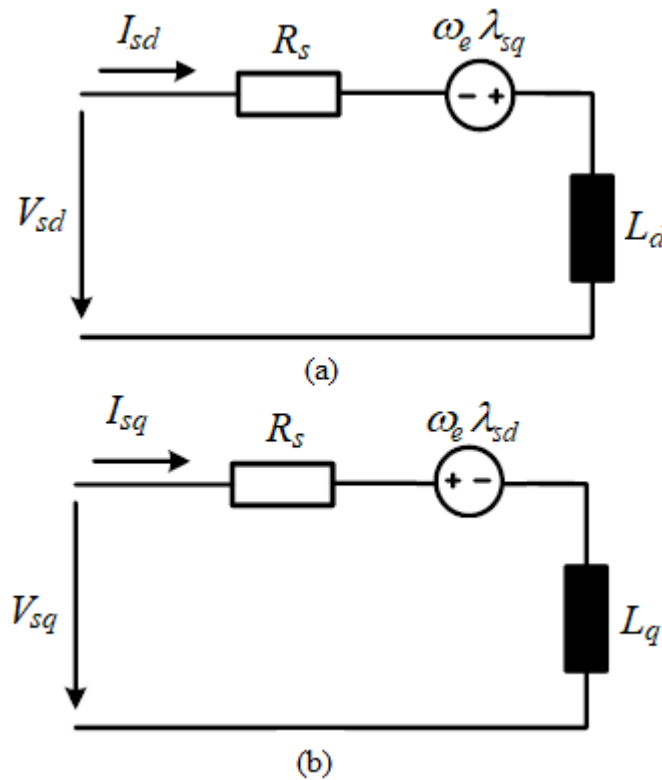


Figura 3.3 - Circuito equivalente do modelo do MSR para V_{sd} (a) e V_{sq} (b) (FRATTA e VAGATI, 1992).

Para a análise dinâmica dos fluxos no estator, são utilizadas as equações acima, porém com o fluxo em evidência:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \lambda_{sd} &= V_{sd} - R_s \cdot I_{sd} + \omega_e \cdot \lambda_{sq} \\ \frac{d}{dt} \lambda_{sq} &= V_{sq} - R_s \cdot I_{sq} - \omega_e \cdot \lambda_{sd} \end{aligned} \quad (3.7)$$

A relação dos fluxos totais nos enrolamentos do estator nos eixos seguem as equações:

$$\begin{aligned} \lambda_{sd} &= L_d \cdot I_{sd} + M_d \cdot I_{rd} \\ \lambda_{sq} &= L_q \cdot I_{sq} + M_q \cdot I_{rq} \end{aligned} \quad (3.8)$$

onde M_d e M_q representam as indutâncias mútuas entre o rotor e o estator nos eixos direto e quadratura, respectivamente.

Lembrando que as equações anteriores são válidas somente para o rotor com gaiola, pois no rotor sem gaiola, não há corrente no rotor, de forma que:

$$\begin{aligned} \lambda_{sd} &= L_d \cdot I_{sd} \\ \lambda_{sq} &= L_q \cdot I_{sq} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Da mesma maneira, as equações das tensões no rotor (enrolamentos em curto) são descritas como:

$$\begin{aligned} 0 &= R_{rd} \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} \\ 0 &= R_{rq} \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} \end{aligned} \quad (3.10)$$

E os fluxos totais nos enrolamentos do rotor (que possui gaiola) são:

$$\begin{aligned} \lambda_{rd} &= L_{rd} \cdot I_{rd} + M_d \cdot I_{sd} \\ \lambda_{rq} &= L_{rq} \cdot I_{rq} + M_q \cdot I_{sq} \end{aligned} \quad (3.11)$$

O conjugado eletromagnético está diretamente associado com a relação dinâmica fundamental dos sistemas rotativos (3.12).

$$T_e - T_c = J \cdot \frac{d}{dt} \omega_e + B \cdot \omega_e \quad (3.12)$$

onde, ω_e é a velocidade elétrica do rotor, J é o momento de inércia do sistema e B o coeficiente de atrito viscoso. T_e é o conjugado eletromagnético e T_c o conjugado de carga.

A equação dinâmica do motor é obtida ao isolar a velocidade elétrica do rotor (ω_e) na equação (3.13):

$$\frac{d}{dt} \omega_e = \frac{1}{J} (T_e - T_c - B \cdot \omega_e) \quad (3.13)$$

Com ω_e conhecido, o valor de θ_e é dado por:

$$\frac{d}{dt} \theta_e = \omega_e \quad (3.14)$$

A velocidade mecânica pode ser obtida com a velocidade elétrica do rotor e do número de pares de polos do rotor:

$$\omega_r = \frac{\omega_e}{p} \quad (3.15)$$

O mesmo princípio é seguido para o deslocamento angular mecânico (θ):

$$\theta = \frac{\theta_e}{p} \quad (3.16)$$

Para o rotor sem gaiola partir é necessário considerar o ângulo de carga (δ) - ângulo formando entre a velocidade síncrona e a velocidade do rotor -, que com carga no eixo do rotor, apesar de estar a mesma velocidade, fica defasada no tempo em relação à velocidade síncrona para que a simulação mantenha as características de um motor síncrono.

Por isso, é necessário um acionamento em rampa com tempo suficiente para que o rotor consiga acompanhar o campo girante e se manter sincronizado, caso contrário o rotor não consegue partir na simulação. Essa suavização na partida precisa ter um tempo necessário para que o eixo consiga vencer a inércia do rotor e o conjugado de carga, se houver, de modo que o ângulo de carga não ultrapasse o valor máximo para se manter síncrono, que no caso do MSR é de 45° .

O ângulo de carga também é um indicador de conjugado e no caso do MSR, afeta o fluxo magnético e o regime permanente, produz o conjugado máximo que é determinado de acordo com o fluxo magnético do estator nos eixos d e q , conforme ilustra a Figura 3.4.

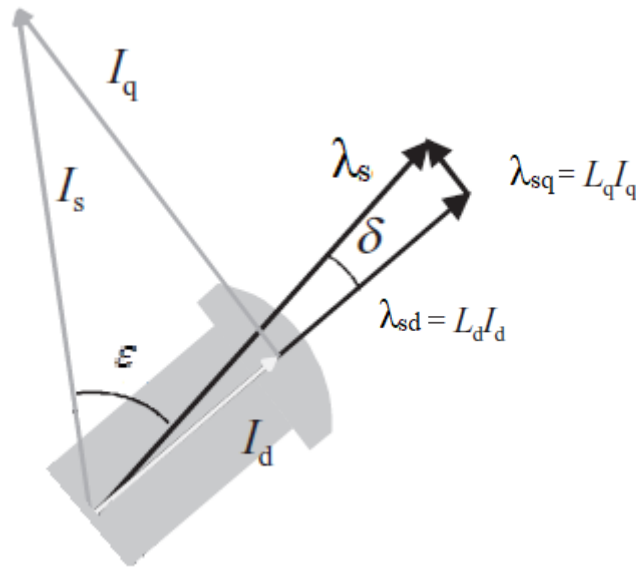


Figura 3.4 - Diagrama fasorial do motor síncrono a relutância (PYRHÖNEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2009).

Na Figura 3.4 é possível observar vetorialmente a obtenção da equação (3.22) do conjugado eletromagnético em função do ângulo de carga utilizando as relações trigonométricas (3.18) e (3.19). (PYRHÖNEN, HRABOVCOVÁ e SEMKEN, 2016).

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot (\lambda_s \times I_s) = \frac{3}{2} p \cdot (\lambda_{sd} I_{sq} - \lambda_{sq} I_{sd}) \quad (3.17)$$

De acordo com as transformações trigonométricas, tem-se:

Para o fluxo:

$$\begin{cases} \lambda_{sd} = \lambda_s \cos \delta \\ \lambda_{sq} = \lambda_s \sin \delta \end{cases} \quad (3.18)$$

Para a corrente:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{1}{L_d} \lambda_s \cos \delta \\ I_{sq} = \frac{1}{L_d} \lambda_s \sin \delta \end{cases} \quad (3.19)$$

Assim:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p \cdot \left(\lambda_s \cos \delta \cdot \frac{1}{L_q} \lambda_s \sin \delta - \lambda_s \sin \delta \cdot \frac{1}{L_d} \lambda_s \cos \delta \right) \\ &= \frac{3}{2} p \cdot \left(\lambda_s^2 \cos \delta \cdot \frac{1}{L_q} \sin \delta - \lambda_s^2 \sin \delta \cdot \frac{1}{L_d} \cos \delta \right) \\ &= \frac{3}{2} p \cdot \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \lambda_s^2 \sin \delta \cos \delta \end{aligned} \quad (3.20)$$

Sabendo que $\sin(2x) = 2 \cdot \sin x \cdot \cos x \therefore \sin \delta \cos \delta = \frac{\sin(2\delta)}{2}$

Assim, reescrevendo a equação (3.20), o conjugado eletromagnético pode ser obtido como:

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \cdot \lambda_s^2 \cdot \frac{\sin(2\delta)}{2} \quad (3.21)$$

Então:

$$T_e = \frac{3}{4} p \cdot \lambda_s^2 \cdot \left(\frac{L_d - L_q}{L_d \cdot L_q} \right) \cdot \sin(2\delta) \quad (3.22)$$

Dentre algumas vertentes, uma outra abordagem para o ângulo de carga (δ), refere-se ao ângulo de defasagem entre o vetor na tensão no terminal do motor (v_{sa}) e a força eletromotriz interna (GUEDES, 1992), onde a representação física do ângulo de carga é ilustrada na Figura 3.5.

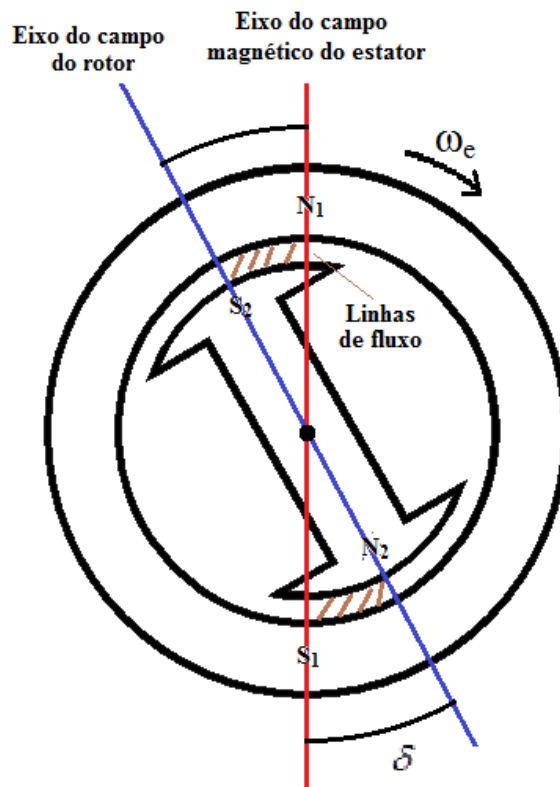


Figura 3.5 - Representação do ângulo de carga para um motor síncrono de 2 polos.

Uma definição geral do ângulo de carga, independentemente do modo de operação da máquina é dada pela expressão (KRAUSE; WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002):

$$\delta = \theta_R - \theta_V \quad (3.23)$$

onde θ_R é o deslocamento angular do rotor e θ_V o deslocamento angular da tensão de fase.

De acordo com o ângulo de carga, o conjugado máximo pode ser obtido quando o valor de δ for igual a $\pi/4$ rad (45°). Assim, o motor opera em sincronismo com o campo girante (velocidade síncrona) para $0 < \delta < \pi/4$. Para $\delta > \pi/4$, o rotor não estará mais sincronizado com o campo girante (BOSE, 2001), (PYRHÖNEN, HRABOVCOVÁ e SEMKEN, 2016).

De acordo com a Figura 3.6, a relação entre conjugado eletromagnético (T_e) e o ângulo de carga (δ) para um motor de polos salientes sem excitação apresenta pontos de máximo e mínimo conjugado (motor) para δ igual a $\pm \pi/4$ (BOSE, 2001).

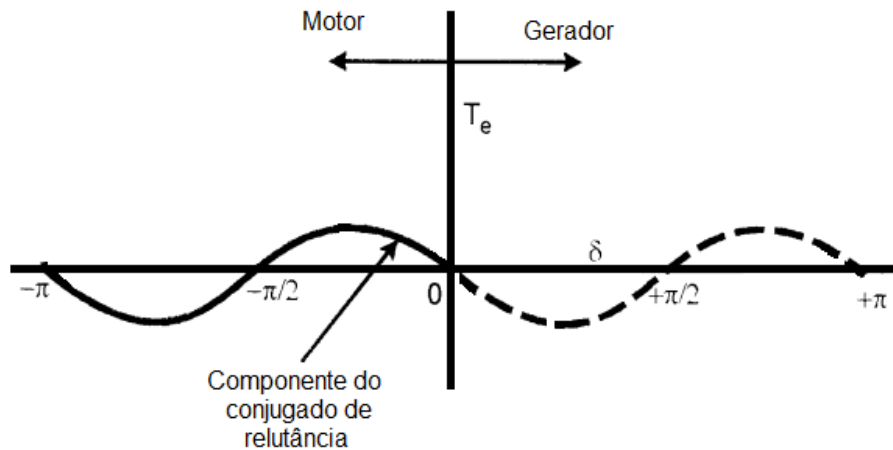


Figura 3.6 - Representação do ângulo de carga para uma máquina síncrona de polos salientes com excitação do rotor em 0% (BOSE, 2001).

Pela representação apresentada por Bose (2001), o conjugado eletromagnético é definido para a máquina operando como motor por não ter excitação no rotor (Figura 3.6).

Outro fator diretamente ligado ao ângulo de carga é o fator de potência. A equação abaixo apresenta o valor do fator de potência em função do fator de saliência e o ângulo de carga (MARTINS, 2003).

$$\cos\phi = \frac{\frac{1}{2}(k-1)\text{sen}(2\delta) + \frac{R_s}{X_q}}{\sqrt{\left[\frac{1}{2}(k-1)\text{sen}(2\delta) + \frac{R_s}{X_q}\right]^2 + [(k-1)\text{sen}^2\delta + 1]^2}} \quad (3.24)$$

onde R_s e X_q são os valores da resistência e da impedância de eixo em quadratura, respectivamente, nos enrolamentos do estator.

A Figura 3.7 ilustra essa variação de fator de potência em função da variação no valor do fator de saliência e do ângulo de carga, com uma aproximação da equação (3.24) onde o valor de R_s é desprezado.

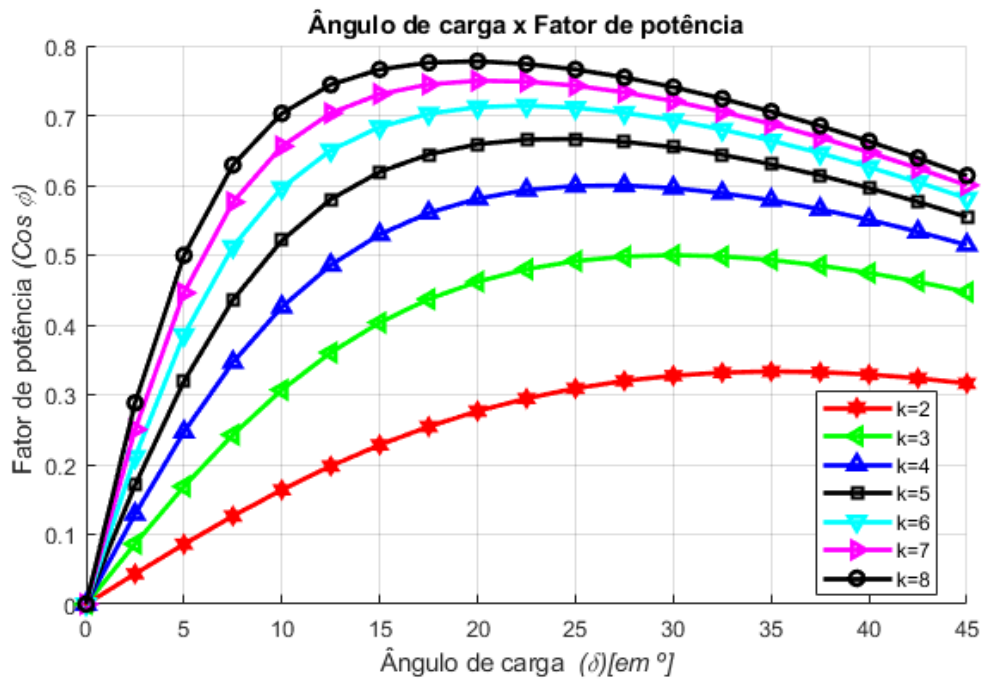


Figura 3.7 - Relação entre o ângulo de carga e o fator de potência para diferentes fatores de saliência ($k=L_d/L_q$).

3.4 - MODELO DA MÁQUINA PARA SIMULAÇÃO EM FUNÇÃO DA CORRENTE

Anteriormente a modelagem do motor levava em conta os valores dos fluxos magnéticos, com as equações de estado (3.6), que ao serem aplicadas no *software* de simulação apresentaram os valores de conjugado e velocidade do rotor, juntamente com o comportamento das tensões e correntes no estator para os eixos direto e quadratura.

Para a confirmação dos valores, é possível substituir (3.9) em (3.6) e também realizar as simulações em função das correntes instantâneas:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s \cdot I_{sd} + L_d \frac{d}{dt} I_{sd} - \omega_e \cdot L_q \cdot I_{sq} \\ V_{sq} &= R_s \cdot I_{sq} + L_q \frac{d}{dt} I_{sq} + \omega_e \cdot L_d \cdot I_{sd} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Como os valores de V_{sd} e V_{sq} são obtidos através da transformação de Park, obtidas pelos valores de entrada das tensões de alimentação v_a, v_b, v_c , então as correntes transitórias isolando a parte diferencial da equação acima são dadas por:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} I_{sd} &= \frac{1}{L_d} \cdot (V_{sd} - R_s \cdot I_{sd} + \omega_e \cdot L_q \cdot I_{sq}) \\ \frac{d}{dt} I_{sq} &= \frac{1}{L_q} \cdot (V_{sq} - R_s \cdot I_{sq} - \omega_e \cdot L_d \cdot I_{sd})\end{aligned}\quad (3.26)$$

Assim, o fluxo magnético que pode ser obtido através da equação:

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{sd}^2 + \lambda_{sq}^2} \quad (3.27)$$

Ao substituir (3.6) em (3.27) o valor do fluxo fica em função das correntes I_{sd} e I_{sq} é:

$$\lambda_s = \sqrt{(L_d \cdot I_{sd})^2 + (L_q \cdot I_{sq})^2} \quad (3.28)$$

3.4.1 - Diagrama do modelo do MSR

A plataforma de simulação é desenvolvida utilizando o MatLab no ambiente *Simulink*. A Figura 3.8 mostra o diagrama do modelo matemático analisado computacionalmente para as equações de estado do fluxo magnético do MSR com gaiola com acionamento direto da rede (início com tensão e frequência nominais).

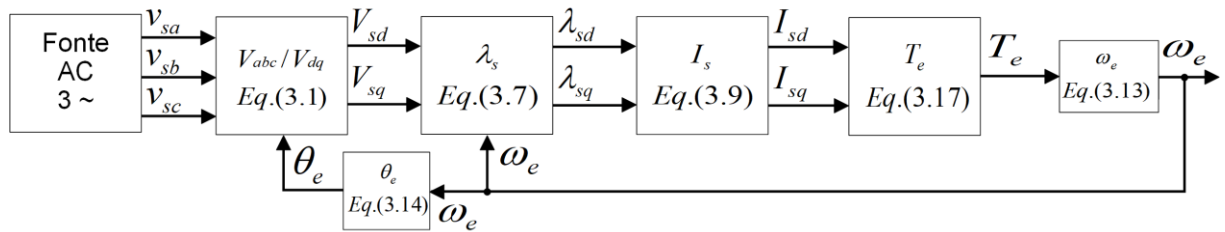


Figura 3.8 - Diagrama do modelo simulado para o motor síncrono a relutância com gaiola.

Já a Figura 3.9 apresenta as modificações realizadas no diagrama anterior para a simulação do MSR sem gaiola, transversalmente laminado, com a necessidade agora de rampa de acionamento, com V/f constante.

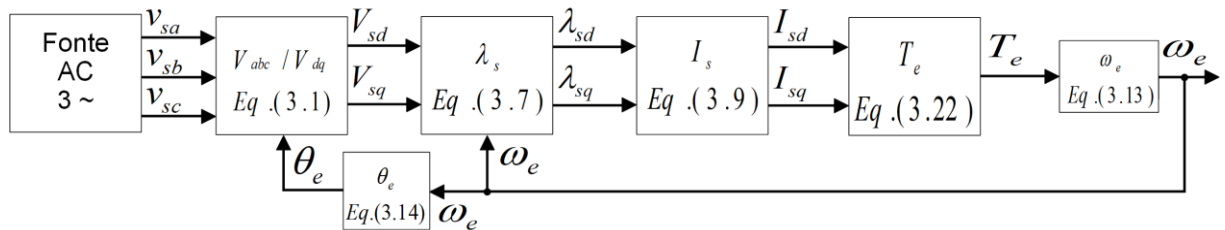


Figura 3.9 - Diagrama do modelo simulado para o motor síncrono a relutância sem gaiola.

Vários modelos têm sido propostos, tanto para regime permanente quanto transitório para máquinas rotativas de rotor saliente (TOUNZI, 1993), (LASQUELLEC, BENKHORIS e

FELIACHI, 1997) e (LEVI, 1998). Os modelos utilizados neste trabalho consideram os fluxos magnéticos constantes. As equações para o modelo matemático do MSR apresentados aqui utilizam os parâmetros elétricos mensuráveis do motor e que são apresentadas no trabalho desenvolvido por Lubin (2003).

3.5 - *DRIVE* COM CONTROLE VETORIAL

O MSR tem ganhado seu espaço na indústria, em substituição ao motor de indução devido a sua velocidade síncrona e da dificuldade do controle de velocidade do motor de indução que apresenta escorregamento quando utilizado em cargas ou velocidades variáveis.

Ao ser operado na velocidade síncrona nominal o MSR tem as perdas no rotor minimizadas, melhorando sua eficiência. Contudo, o MSR geralmente apresenta um fator de potência menor, se comparado ao motor de indução de mesma capacidade, quando se trata de motores de baixa potência. Porém, a eficiência e fator de potência do MSR são diretamente proporcionais ao fator de saliência do rotor (k).

Os MSR's de baixo desempenho são acionados através da gaiola de partida, o que lhes propiciam baixa taxa de indutância, baixo fator de saliência, porém é possível o acionamento dos mesmos ligados diretamente a rede elétrica. Já os MSR's de alto desempenho necessitam de um controle vetorial, de preferência, para seu acionamento e controle. Por não apresentarem gaiola de partida, sua construção física permite um maior fator de saliência, porém o seu acionamento diretamente pela rede elétrica se torna impossível, necessitando assim de um *drive* para o seu acionamento e controle.

O *drive* é um dispositivo eletrônico de potência utilizado para acionamento e controle de motores elétricos. Um protótipo será construído utilizando técnicas de controle vetorial *sensorless* para acionamento e controle do motor síncrono a relutância sem gaiola de partida, que já foi acionado em malha aberta por um *drive* com controle escalar anteriormente. Esta técnica de controle vetorial *sensorless* se apresenta economicamente mais viável, em relação ao controle vetorial com sensores de posição ou medidores e/ou estimadores de fluxo, para aplicações industriais e comerciais.

3.5.1 - Definições das condições de controle

Para o desenvolvimento do controle vetorial são necessárias algumas considerações importantes para definição dos cálculos executados pelo controlador, tais como:

- Perdas nos enrolamentos nulas;

- Tensões e correntes no rotor nulas;
- Fluxo constante (invariante no tempo);
- Variações por temperatura nulas para o fluxo e a resistência dos enrolamentos.

Com isso, o MSR será controlado vetorialmente, com uma fonte de alimentação PWM controlada por corrente através de um controle orientado ao rotor, com controle de fluxo magnético e conjugado independentes através das correntes do eixo direto (I_{sd}) e do eixo em quadratura (I_{sq}), respectivamente.

3.6 - VARIÁVEIS DO CONTROLE VETORIAL

Para se determinar o conjugado produzido por um motor síncrono a relutância, é preciso conhecer as indutâncias de eixo direto e de quadratura. O módulo do vetor da corrente do estator I_s forma um ângulo (ε) em relação ao eixo direto, e a relação entre este vetor e as indutâncias do motor é responsável pelo fluxo magnético do estator, que pode ser expressado diretamente em função dos mesmos:

$$\lambda_s = L_d \cdot I_{sd} + jL_q \cdot I_{sq} = \lambda_d + j\lambda_q \quad (3.29)$$

O ângulo elétrico da corrente (ε) também pode ser uma variável controlada no controle vetorial. De acordo com a Figura 2.6, é possível observar que as correntes podem ser obtidas como:

$$\begin{aligned} I_{sd} &= |I_s| \cdot \cos \varepsilon \\ I_{sq} &= |I_s| \cdot \sin \varepsilon \end{aligned} \quad (3.30)$$

E os fluxos magnéticos:

$$\begin{aligned} \lambda_{sd} &= L_d |I_s| \cos \varepsilon \\ \lambda_{sq} &= L_q |I_s| \sin \varepsilon \end{aligned} \quad (3.31)$$

Assim, o conjugado eletromagnético em função do ângulo elétrico da corrente e do fluxo magnético é dado por:

$$|T_e| = \left| \frac{3}{2} p \cdot \lambda_s \times I_s \right| = \frac{3}{2} p \cdot (\lambda_{sd} \cdot I_{sq} - \lambda_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (3.32)$$

Substituindo (3.30) e (3.31) em (3.32), tem-se:

$$T_e = \frac{3}{4} p \cdot I_s^2 \cdot (L_d - L_q) \cdot \sin(2\varepsilon) \quad (3.33)$$

A expressão para o conjugado baseada na corrente é apresentada de forma semelhante à (2.6):

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot (L_d - L_q) I_{sd} \cdot I_{sq} \quad (3.34)$$

Para o controle do MSR, serão investigadas algumas técnicas de controle esplanadas a seguir.

3.7 - ESTRATÉGIAS DE ACIONAMENTO E CONTROLE VETORIAL CONVENCIONAIS

Dentre as diversas estratégias utilizadas para o controle vetorial de motores síncronos a relutância, destacam se:

- Controle de corrente constante no eixo d (I_{sd});
- Controle de máximo torque por ampere (MTPA);

Apesar de muito difundidos como controle vetorial por controlarem o conjugado de forma independente do fluxo, as estratégias acima não são completamente um controle vetorial porque não realizam uma orientação quanto ao fluxo do motor (BOSE, 2001);

3.7.1 - Controle de corrente constante no eixo d

Nesta técnica de controle, é atribuído um valor constante para a corrente de eixo direto (I_{sd}) de modo que o conjugado eletromagnético é controlado apenas pelo controle da corrente do eixo em quadratura (I_{sq}), tornando-se assim análoga ao princípio de funcionamento de um motor CC, onde I_{sd} corresponderia à corrente de excitação e I_{sq} à corrente na armadura, responsável pela produção de conjugado do motor CC (LOUIS, 2012). Assim, é possível reescrever a equação (3.34) como:

$$T_e = E_d \cdot I_{sq} \quad (3.35)$$

onde E_d é uma constante dada por:

$$E_d = \frac{3}{2} p \cdot (L_d - L_q) I_{sd} \quad (3.36)$$

Por tanto, há uma simplificação do controle ao se analisar somente a corrente I_{sq} , porém conforme apresentado por Cavaleiro (2015), essa técnica não é verdadeiramente vetorial da forma na qual foi empregada pelos autores citados, por não levar em consideração o comportamento do vetor de fluxo magnético.

O valor da tensão em quadratura de referência (V_{sq}^*) é obtido através da corrente de quadratura de referência (I_{sq}^*) é obtido de acordo com o diagrama apresentado na Figura 3.10, que também apresenta a obtenção da tensão de eixo direto de referência (V_{sd}^*), obtido com a corrente de eixo direto I_{sd}^* que recebe um valor constante (BOSE, 2001), (IMEN *et al.*, 2016).

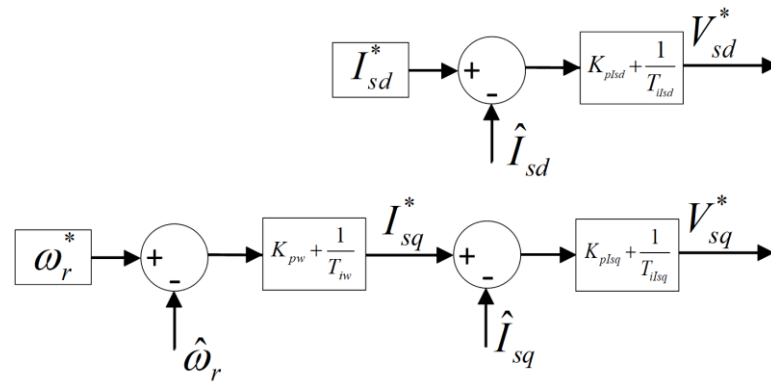


Figura 3.10 - Diagrama da corrente (I_{sq}^*) e tensão (V_{sq}^*) de quadratura de referência (BOSE, 2001), (IMEN *et al.*, 2016).

Os valores de ω_r^* , I_{sq}^* e V_{sq}^* representam os valores de referência da rotação, da corrente do eixo em quadratura e da tensão de quadratura, respectivamente, $\hat{\omega}_r$ o valor da rotação estimada, \hat{I}_{sd} e \hat{I}_{sq} os valores medidos de corrente direta e de quadratura, respectivamente e K_p e T_i representam as constantes proporcional e integral do controlador, respectivamente.

3.7.2 - Controle de máximo torque por ampere (MTPA)

Neste modelo de estratégia de controle, o objetivo é manter o conjugado eletromagnético máximo, com a melhor relação conjugado/corrente, ou seja, o máximo de conjugado possível no ponto de menor corrente de alimentação do motor. Assim, as perdas no cobre tendem a diminuir por serem proporcionais às correntes no estator, atingindo com isso um rendimento superior (NAGHIBIAN, 2007).

Na equação (3.33) é possível observar que para um conjugado eletromagnético (T_e) máximo, é preciso um valor para o ângulo ε que minimize a corrente I_s e permita o maior

valor possível para T_e . Por uma questão de conveniência, os efeitos de saturação e saturação magnética cruzada foram desprezados, seguindo assim os resultados apresentados por Louis (2012) e Betz *et al.* (1993). Com isso, o ângulo ε garante um valor máximo de conjugado em função da corrente I_s quando o termo $\sin(2\varepsilon) = 1$.

Matematicamente é sabido que para se satisfazer o termo acima, é necessário que $\varepsilon = 45^\circ$. Como este ângulo é determinado pelos valores de corrente direta (I_{sd}) e quadratura (I_{sq}) do motor, então é possível afirmar que:

$$I_{sd} = I_{sq} \quad (3.37)$$

Na prática um pequeno desvio no valor é notado devido aos efeitos das saturações desprezadas no modelo teórico. Em Naghibian (2007), é proposta a implementação desta estratégia com a consideração dos efeitos de ambas as saturações magnéticas, porém tal implementação se realizou somente em ambiente computacional, sem a possibilidade de comparação experimental dos resultados obtidos em simulação.

A estratégia de controle de máximo torque por ampère (MTPA) apresenta resultados muito eficientes por conta do seu princípio de minimizar as correntes de alimentação do motor, além de ter se tornado uma das estratégias mais utilizadas para acionamento de motores elétricos como o MSR (NAGHIBIAN, 2007).

A corrente de referência para o eixo direto é obtida de acordo com a expressão abaixo:

$$I_{sd}^* = \frac{I_{sq}^*}{\tan(\varepsilon)} \quad (3.38)$$

Contudo, pelas equações já é possível observar que não há um controle independente da corrente de eixo direto, de modo que nesta estratégia também não há um controle direto do fluxo magnético do motor.

Como I_{sd}^* é obtida em relação a I_{sq}^* , segue abaixo a equação para obtenção da corrente de quadratura de referência:

$$I_{sq}^* = \sqrt{\frac{T_e^*}{\frac{3}{2}p(L_d - L_q)}} \quad (3.39)$$

3.7.3 - Controle por fluxo ativo

Este controle é apresentado por Boldea, Paicu e Andreescu (2008), onde os autores definem que o fluxo ativo (λ_a) é o componente do fluxo magnético responsável pela produção de conjugado eletromagnético do MSR quando multiplicada pela corrente I_{sq} , conforme equação de conjugado (3.44). Na Figura 3.11 é apresentada a relação entre o fluxo ativo e o fluxo magnético do MSR:

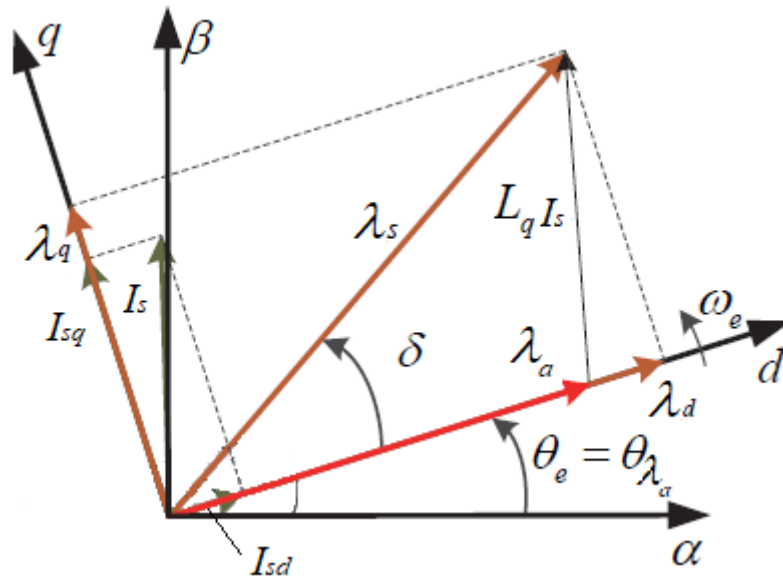


Figura 3.11 - Representação do fluxo ativo (λ_a) no diagrama vetorial do MSR (BOLDEA e AGARLITA, 2011).

De acordo com a Figura 3.11, o fluxo ativo é dado por:

$$\vec{\lambda}_a = \vec{\lambda}_s - \vec{L}_q \cdot \vec{I}_s \quad (3.40)$$

sabendo que o fluxo estatórico pode ser expresso por:

$$\begin{cases} \vec{\lambda}_s = \lambda_d + j\lambda_q \\ \vec{\lambda}_s = L_d \cdot \vec{I}_{sd} + jL_q \cdot \vec{I}_{sq} \end{cases} \quad (3.41)$$

Então ao substituir (3.41) em (3.40), tem-se:

$$\vec{\lambda}_a = L_d \cdot \vec{I}_{sd} + jL_q \cdot \vec{I}_{sq} - L_q \cdot (\vec{I}_{sd} - j\vec{I}_{sq}) \quad (3.42)$$

Então:

$$\vec{\lambda}_a = (L_d - L_q) \cdot \vec{I}_{sd} \quad (3.43)$$

Assim, ao substituir (3.43) em (3.42), é possível confirmar que o fluxo ativo é a componente de fluxo responsável pela criação de conjugado eletromagnético no MSR. Por isso, levando em conta o fluxo ativo, o conjugado eletromagnético pode ser expresso por:

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_a I_{sq} \quad (3.44)$$

Com a Figura 3.11, é observado que o fluxo ativo está no eixo de referência d , por isso, sua fase sempre coincidirá com a da posição angular elétrica do rotor, fator que simplifica as estimações necessárias para o controle *sensorless* (BOLDEA e AGARLITA, 2011).

A Figura 3.12 ilustra a malha de controle do sistema de velocidade utilizando fluxo ativo (CAVALEIRO, 2015).

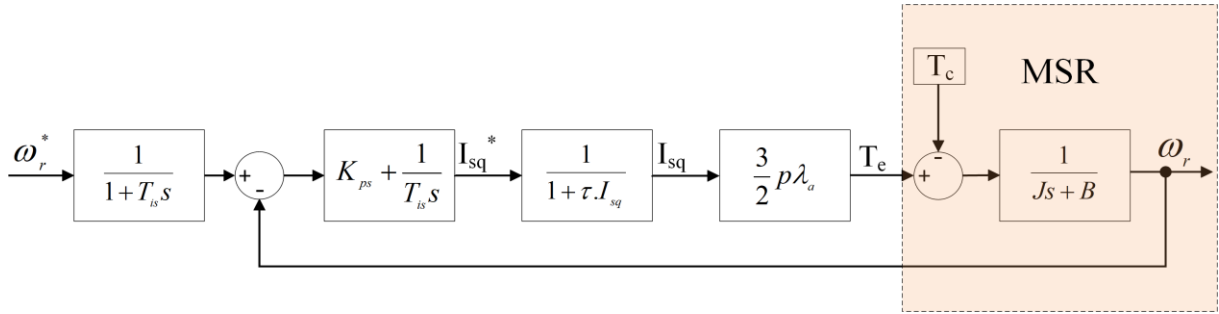


Figura 3.12 - Diagrama de blocos da malha de controle de velocidade com fluxo ativo (CAVALEIRO, 2015).

Nesta malha, é utilizado um pré-filtro de primeira ordem (passa baixa) após a velocidade de referência ω_r para evitar o *overshoot* na resposta da velocidade. Este filtro foi projetado de forma que a constante de tempo (T_{is}) seja igual ao tempo do controlador PI da malha de controle de velocidade (CRUZ, 2011).

A função de transferência do controlador PI de velocidade pode ser expressa por:

$$G_{sPI}(s) = K_{ps} + \frac{1}{T_{is}s} \quad (3.45)$$

onde K_{ps} e T_{is} são o ganho proporcional e a constante de tempo integral do controlador, respectivamente. Foi considerado para a sintonização deste controlador a malha interna do controle de corrente I_{sq} representada por um filtro passa baixa com o termo τ_{lqs} correspondendo ao inverso da largura de banda desta malha.

Para a equação geral do movimento:

$$T_e - T_c = J \frac{d}{dt} \omega_m + B \cdot \omega_m \quad (3.46)$$

Com a aplicação da Transformada de Laplace na equação (3.46), tem-se:

$$T_e(s) - T_c(s) = Js\omega_m + B.\omega_m(s) \quad (3.47)$$

Considerando o conjugado de carga $T_c(s)$ uma perturbação do sistema nulo para efeitos de sintonização do controlador PI, a função de transferência da malha de controle de velocidade é dada como:

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} = \frac{K_{ps}s + \frac{1}{T_{is}}}{Js^2 + (B + K_{ps})s + \frac{1}{T_{is}}} \quad (3.48)$$

Os parâmetros do controlador PI foram sintonizados com base no método apresentado por Cruz (2011) para os valores de K_{ps} e T_{is} , que são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Parâmetros dos controladores PI utilizados na proposta.

Controlador PI	K_p	T_i
Controlador de velocidade	0,15	0,66000
Controlador de fluxo ativo	3,00	0,05000
Controlador de corrente I_{sd}	265,20	0,00005
Controlador de corrente I_{sq}	60,00	0,00020
Controlador do estimador de fluxo	120,20	0,04000

O diagrama de blocos da malha de controle de fluxo ativo é apresentado na Figura 3.13. O fluxo ativo de referência é um valor pré-definido através do valor do fluxo nominal de referência do estator λ_s^* .

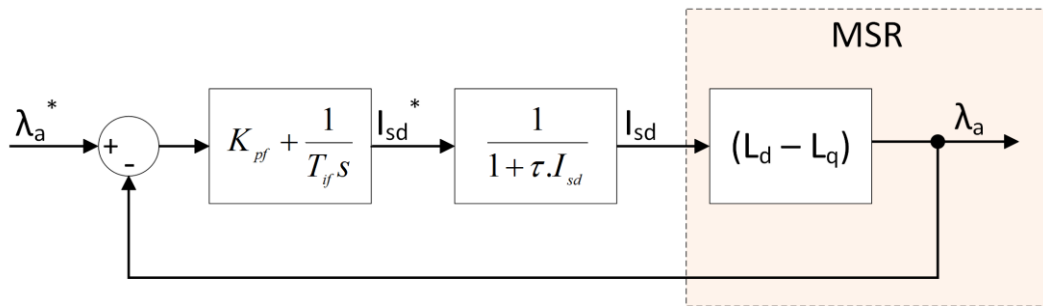


Figura 3.13 - Diagrama de blocos da malha de controle do fluxo ativo (CAVALEIRO, 2015).

O fluxo ativo nominal (referência) λ_a^* é obtido pela expressão:

$$\vec{\lambda}_a^* = \vec{\lambda}_s^* - L_q I_{sq} \quad (3.49)$$

para:

$$\vec{\lambda}_s^* \approx \frac{\sqrt{2} \cdot V_n}{\sqrt{3} \cdot 2\pi \cdot f_n} \quad (3.50)$$

onde a tensão nominal (V_n) é 311 V e a frequência nominal (f_n) 60 Hz para o MSR simulado neste trabalho.

Foram obtidas também as funções de transferência das malhas de corrente representadas na Figura 3.14, de acordo com as equações fundamentais do MSR descritas anteriormente.

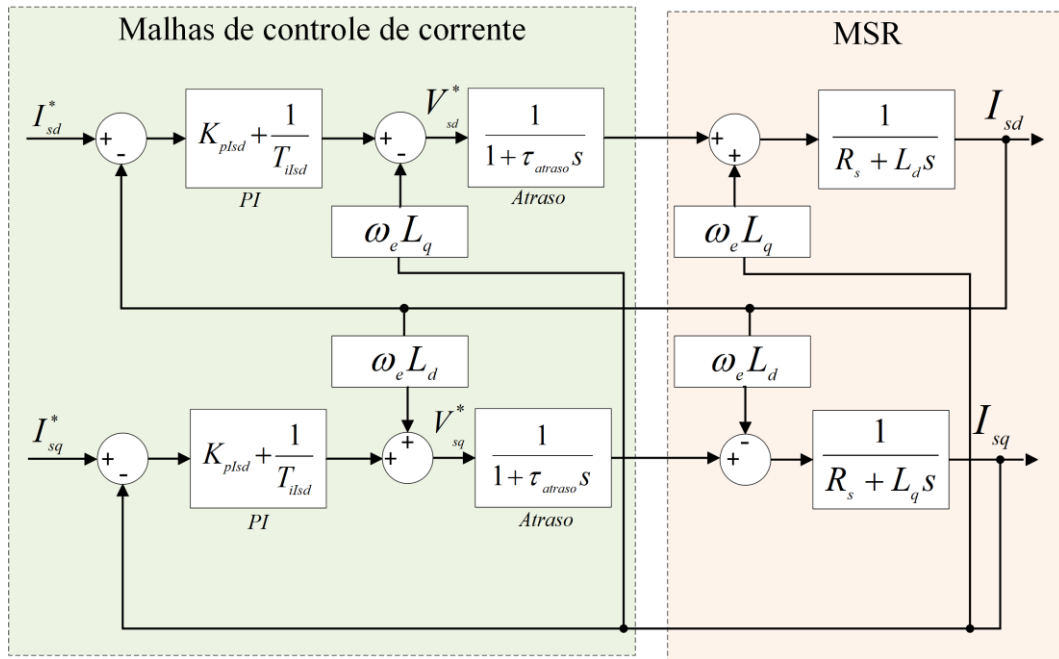


Figura 3.14 - Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do fluxo ativo (CAVALEIRO, 2015).

Os parâmetros dos controladores PI de cada malha de corrente: K_{plsd} e T_{ilsd} para a malha de corrente do eixo d e K_{plsq} e T_{ilsq} para a malha do eixo q foram definidos com valores diferentes uns dos outros devido a características distintas de cada eixo para o controle do MSR. Valores estes definidos de forma semelhante ao utilizado para o fluxo ativo, tomando-se por base o método de amplitude ótima (CRUZ, 2011).

Os blocos de atraso representados acima são provenientes do tempo de execução do programa pelo processador, da amostragem dos sinais e conversões analógicos/digitais realizados no DSP e que influenciam no desempenho dinâmico do mesmo.

3.8 - ESTIMADORES DE FLUXO E POSIÇÃO ROTÓRICA

Para a implementação do controle do MSR são necessários estimadores *sensorless* para posição e velocidade do rotor através do fluxo ativo (OLIVEIRA, 2015).

Os estimadores são capazes de calcular o fluxo através da corrente, utilizando sensores de corrente, ou através da tensão, utilizando os valores da tensão gerada pelo conversor.

Os estimadores por corrente, por dependerem também dos valores das indutâncias nos enrolamentos do estator, apresentam certa imprecisão no sistema com o motor operando fora das condições nominais (tensão e frequência).

$$\begin{aligned}\lambda_{sd} &= I_{sd} \cdot L_d \\ \lambda_{sq} &= I_{sq} \cdot L_q\end{aligned}\tag{3.51}$$

Já com os estimadores por tensão, não há dependência dos cálculos com os valores das indutâncias do estator, porém a tensão gerada pelo sistema de controle é o valor adotado para os cálculos, o que difere do valor real aplicado ao motor quando opera em baixas rotações.

$$\begin{aligned}\lambda_{s\alpha} &= \int (v_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt \\ \lambda_{s\beta} &= \int (v_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt\end{aligned}\tag{3.52}$$

Para solucionar estes problemas, há uma proposta que combina os dois estimadores (tensão e corrente) em um só, formando um estimador híbrido (SUL, 2011) e (BOLDEA e AGARLITA, 2011). Este estimador funciona com ambas as técnicas simultaneamente e o erro entre o modelo de tensão e de corrente alimenta um controlador PI que gera uma tensão de compensação (v_{comp}) responsável por eliminar os erros do modelo de tensão (OLIVEIRA, 2015).

$$v_{comp} = \left(K_p^{vi} + \frac{K_i^{vi}}{s} \right) (\lambda_{s_{corrente}} - \lambda_{s_{tensão}})\tag{3.53}$$

onde K_p^{vi} e K_i^{vi} são os ganhos proporcional e integral dos controladores PI da malha de velocidade.

Este estimador híbrido é ilustrado com a Figura 3.15, onde é possível observar o modelo de tensão em conjunto com o modelo de corrente que juntamente com uma malha com PLL (*Phased Locked Loop* – Elo travado em fase) estimam a rotação e posição do rotor:

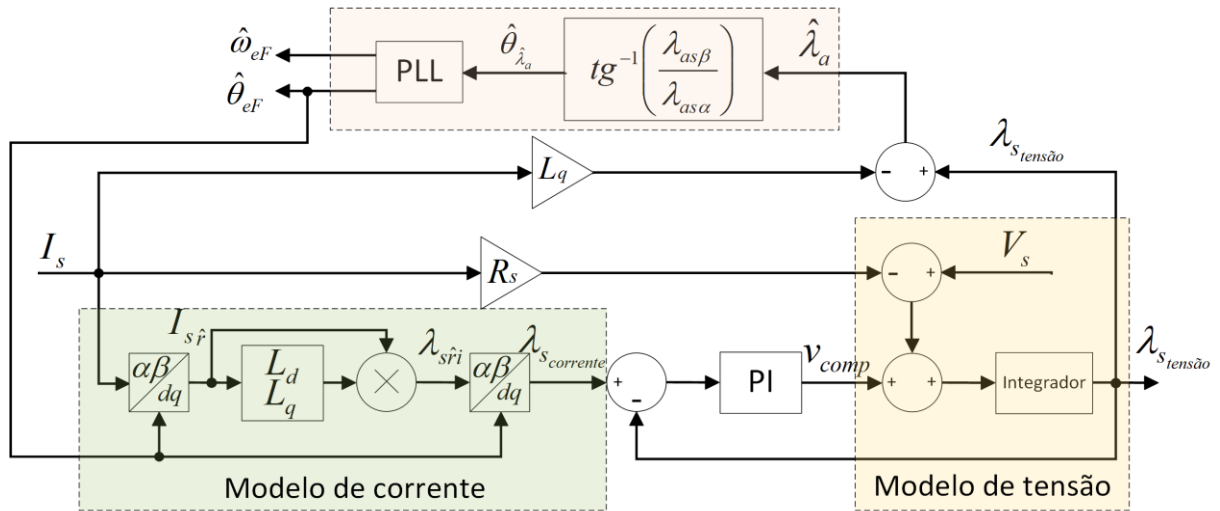


Figura 3.15 - Estimador híbrido de fluxo, fluxo ativo com PLL para obtenção da posição e velocidade do rotor (OLIVEIRA, 2015)

A estabilidade do motor depende do ângulo de carga, que para o MSR deve ser sempre inferior a 45° . Após a estimativa da posição angular do fluxo ativo (que também é o ângulo de carga), é utilizado um controlador PI ou um PLL (*Phased Locked Loop*), sendo o último capaz de proporcionar uma estimação mais robusta às variações de carga (T_c) com um sinal com menos ruído.

3.9 - CONCLUSÃO

O modelo matemático para a máquina síncrona a relutância é baseado nas transformações de Park, que são aplicadas também na simulação de uma máquina genérica por utilizar parâmetros elétricos mensuráveis como resistência do rotor e indutâncias para os cálculos de correntes e fluxos magnéticos.

Este modelo é amplamente utilizado neste trabalho para a apresentação da simulação do modelo matemático e desenvolvimento do controle de acionamento do MSR.

Os modelos matemáticos das técnicas de controle analisados para construção do *drive* de acionamento e controle vetorial do MSR sem gaiola deram subsídio para o desenvolvimento do protótipo construído.

CAPÍTULO 4 - ANÁLISE COMPUTACIONAL, PROJETO E CONSTRUÇÃO DO ROTOR

A simulação computacional modelo matemático e análise por elementos finitos do motor síncrono a relutância a fim de se verificar as principais características do motor síncrono a relutância como conjugado e rotação e o projeto de construção do rotor são apresentados neste capítulo.

4.1 - SIMULAÇÕES EM MALHA ABERTA DO MSR

Com o modelo matemático definido no Capítulo 3, são realizadas simulações computacionais a fim de observar o comportamento do MSR antes da construção do protótipo.

4.1.1 - Motor síncrono a relutância com gaiola

Com a determinação dos valores de conjugado eletromagnético (T_e) e rotação do rotor (ω_r) com as equações (3.5) e (3.13), é possível também, por simulação, obter os valores de conjugado e rotação conforme Figura 4.1 para um rotor com gaiola de partida.

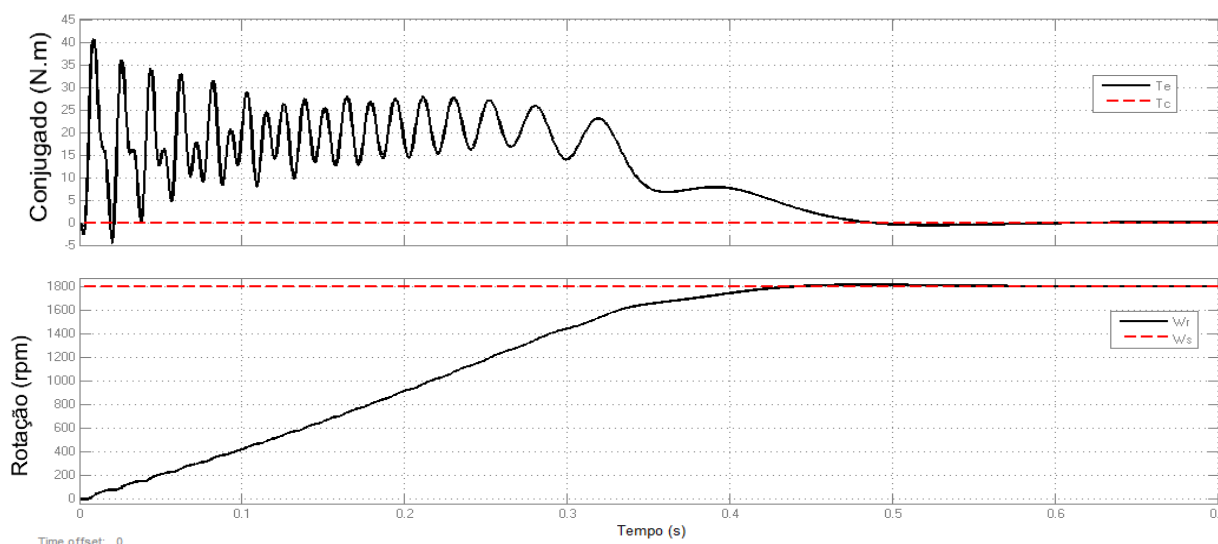


Figura 4.1 - Conjugado eletromagnético e velocidade do rotor com gaiola de partida.

A Figura 4.1 apresenta a rotação do rotor, que atinge a rotação de sincronismo (ω_s) rapidamente e com isso o conjugado eletromagnético é estabilizado com valor próximo ao conjugado de carga (T_c) que para esta simulação equivale a 0 N.m (zero).

Para esta simulação, o comportamento das correntes no estator para os eixos direto e quadratura (I_{sd} e I_{sq}) também é observado e apresentado na Figura 4.2. As correntes I_{sd} e I_{sq} (Figura 4.2) começam a estabilizar seus valores ao mesmo tempo que a rotação entra em regime permanente, com o conjugado de carga igual a 0 (zero) N.m.

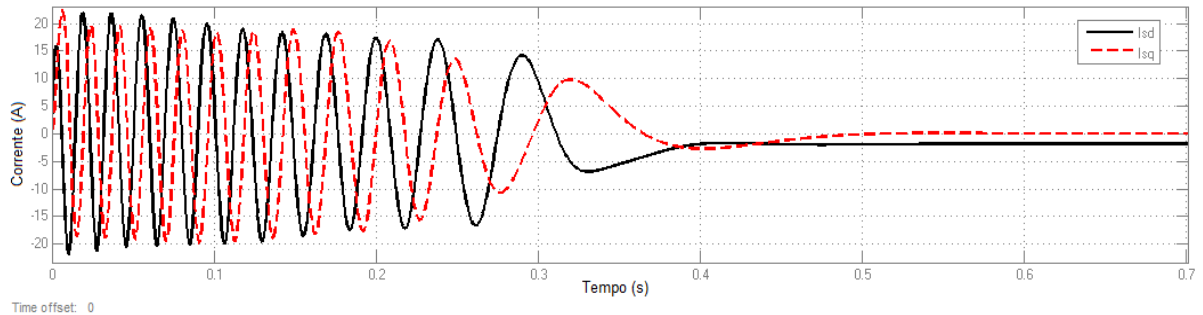


Figura 4.2 - Comportamento das correntes no estator para os eixos d q para o rotor com gaiola de partida.

4.1.2 - Motor síncrono a relutância sem gaiola

São realizadas as simulações acima também levando em consideração o modelo sem gaiola de partida, onde é necessário o acionamento em rampa de frequência e tensão (V/f) para que o mesmo pudesse partir e se manter na velocidade síncrona.

Para a simulação sem os efeitos da gaiola de partida utilizou-se a equação de conjugado que leva em consideração o ângulo de carga do motor (3.22).

Na Figura 4.3, o conjugado eletromagnético e a velocidade mecânica do rotor na partida do motor são apresentados. Com uma rampa de partida com frequência inicial de 0 Hz até a frequência nominal do motor de 60 Hz em um intervalo de tempo de 1,5 segundos, o suficiente para partir o motor. Para rampas com tempos inferiores a este, o rotor não atingiu a velocidade de sincronismo, pois o campo girante é mais rápido que o tempo mínimo necessário para o motor ultrapassar a inércia do rotor.

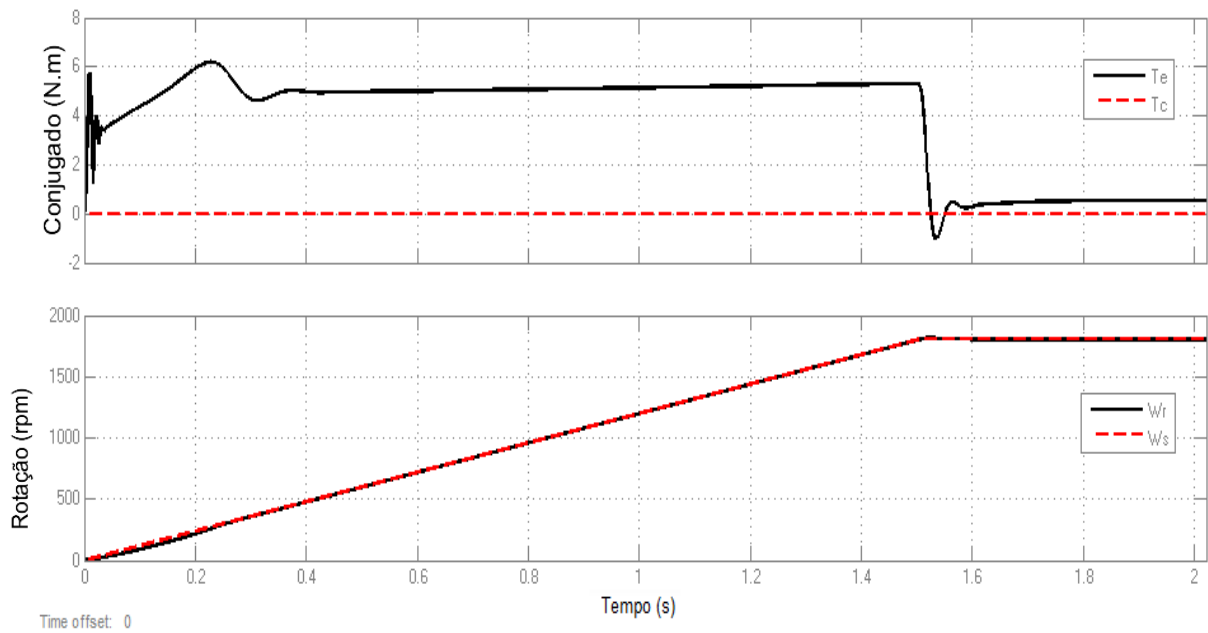


Figura 4.3 - Conjugado eletromagnético e velocidade do rotor sem gaiola de partida.

O conjugado eletromagnético durante a rampa de aceleração do motor se manteve acima do conjugado de carga (que foi fixado em zero) e aproximou-se do mesmo ao término do regime transitório, quando findada a aceleração do rotor. A velocidade do rotor se manteve sempre próxima a velocidade síncrona de referência (ω_s) para o acionamento em rampa, conforme apresentado na Figura 4.3.

Os valores das correntes direta (I_{sd}) e em quadratura (I_{sq}) sofreram oscilações bem menores que no rotor com gaiola, conforme ilustra a Figura 4.4.

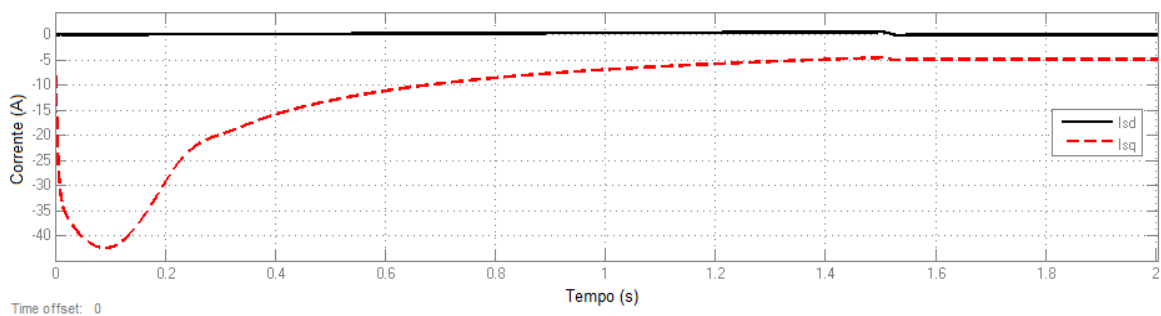


Figura 4.4 - Comportamento das correntes no estator para os eixos direto e em quadratura para o rotor sem gaiola de partida.

Após a observação do acionamento do MSR, o conjugado de carga foi alterado a fim de se observar o comportamento do conjugado eletromagnético e a rotação do rotor.

Na Figura 4.5 é possível ver que após o degrau de conjugado de carga, o conjugado eletromagnético se estabiliza rapidamente e que a pequena perturbação sofrida na velocidade

do rotor de forma semelhante volta a rotação síncrona. Nestas simulações, o motor está operando em frequência nominal (60 Hz) e se manteve em velocidade síncrona (1.800 rpm).

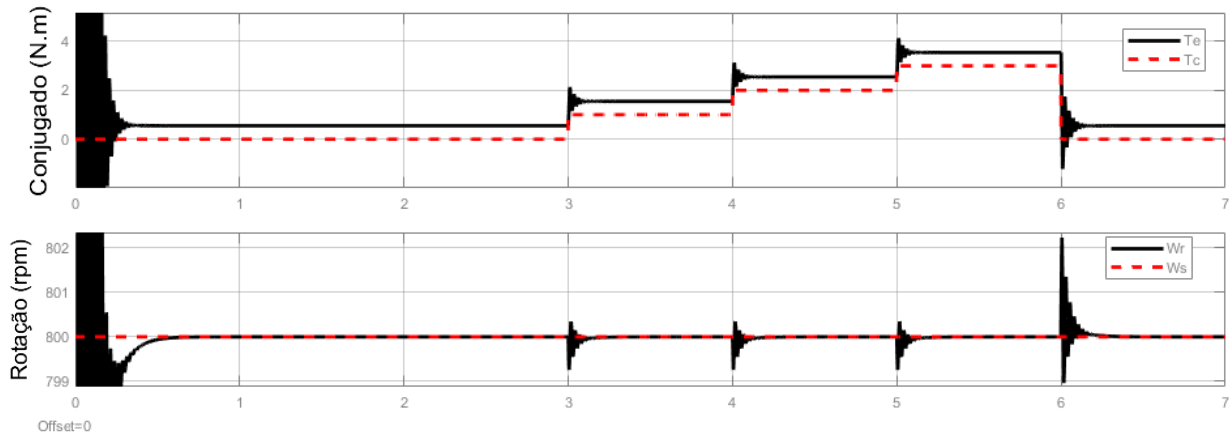


Figura 4.5 - Conjugado eletromagnético (T_e) e velocidade do rotor (ω_r) com gaiola de partida.

Os valores de conjugado e velocidade para o rotor sem gaiola de partida são apresentados na Figura 4.6, onde o comportamento em regime permanente simulado é semelhante ao rotor com gaiola, porém as oscilações de conjugado e velocidade foram mais suaves nos transitórios relativos às variações de carga.

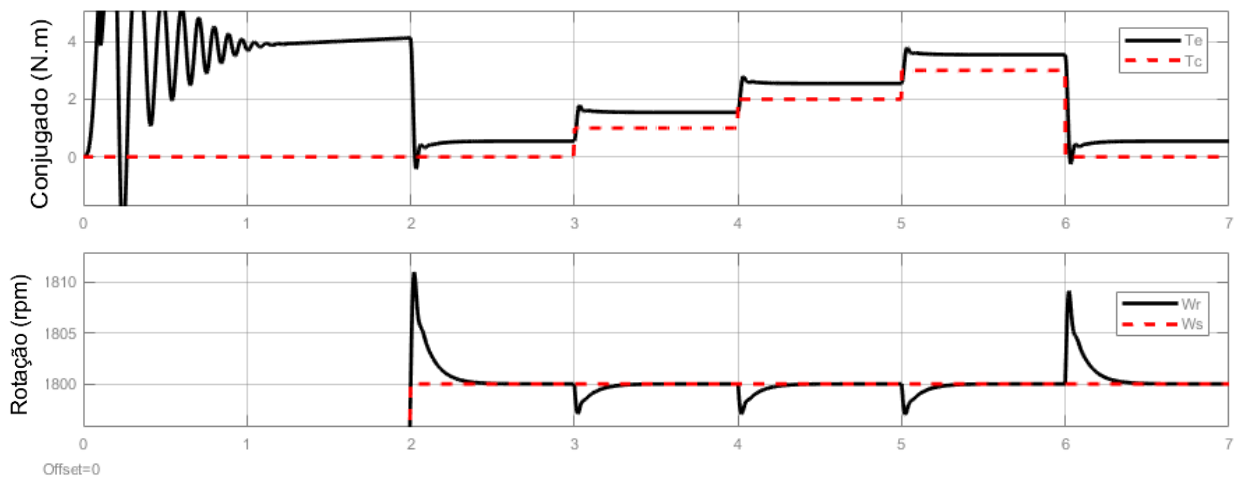


Figura 4.6 - Conjugado eletromagnético (T_e) e velocidade do rotor (ω_r) sem gaiola de partida.

4.2 - PROJETO DO ROTOR

Nesta seção são apresentados os valores dimensionados em projeto para construção dos rotores de primeira e segunda geração para MSR's.

4.2.1 - Rotor de primeira geração com gaiola

Este modelo de rotor foi desenvolvido com cortes nas áreas interpolares do rotor de um motor de indução trifásico. De acordo com as especificações motor, é possível determinar que cada região interpolar para o rotor equivale ao espaçamento de 4 *slots* e para a região polar 5 *slots*, pois o estator apresenta 9 *slots* por polo. Na Tabela 4.1 são apresentados os principais parâmetros do estator do motor de indução utilizado.

Tabela 4.1 - Parâmetros do motor de indução trifásico utilizado.

Parâmetro	Valor
Modelo	W22 PLUS
Potência de saída nominal (kW)	1,5 (2 cv)
Tensão nominal (V)	220 / 380 / 440
Corrente nominal (A)	5,98 / 3,46 / 2,99
Número de polos	4
Frequência nominal (Hz)	60
Número de <i>slots</i> no estator	36
Diâmetro interno do estator (mm)	93

De acordo com a dimensão do *slot* do motor, são realizados cortes paralelos ao eixo com 32,10 mm de arco (*CI*) e 10 mm de profundidade (*PI*). Com isso a dimensão para cada polo é de 40,12 mm de arco (*C2*) (Figura 4.7). A profundidade do corte (*PI*) é determinada de forma a não interromper por completo a gaiola de partida (em alumínio) existente no rotor, deixando-a operacional para sua utilização na partida assíncrona do MSR.

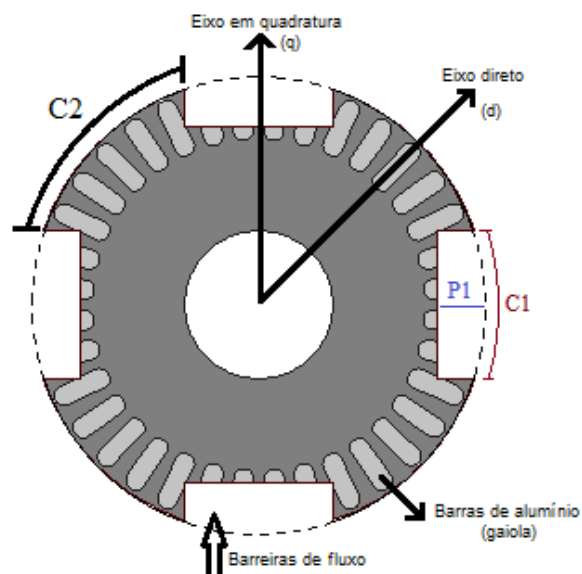


Figura 4.7 - Plano de corte para MSR de primeira geração de 4 polos.

4.2.2 - Rotor de segunda geração sem gaiola

Neste projeto, é necessário saber as dimensões do rotor do MIT, o mesmo do projeto anterior, para definição do diâmetro externo do rotor, comprimento (quantidade de lâminas a serem empilhadas), diâmetro e comprimento do eixo, pois o estator não seria modificado, necessitando assim que o rotor ocupe o mesmo espaço do rotor substituído.

4.2.2.1 - Modelos de lâminas analisados

Na etapa de projetos são analisados 3 modelos principais com diferentes geometrias de barreiras de fluxo, com algumas variações de parâmetros como espessura da barreira de fluxo, distância entre as barreiras e quantidade de barreiras.

A Figura 4.8 apresenta em (a) e (b) o modelo 1, (c) e (d) o modelo 2 e (e) e (f) o modelo 3, com e sem ponte entre as barreiras de fluxo, respectivamente, todos com 3 barreiras de fluxo por polo, para um motor de 4 polos.

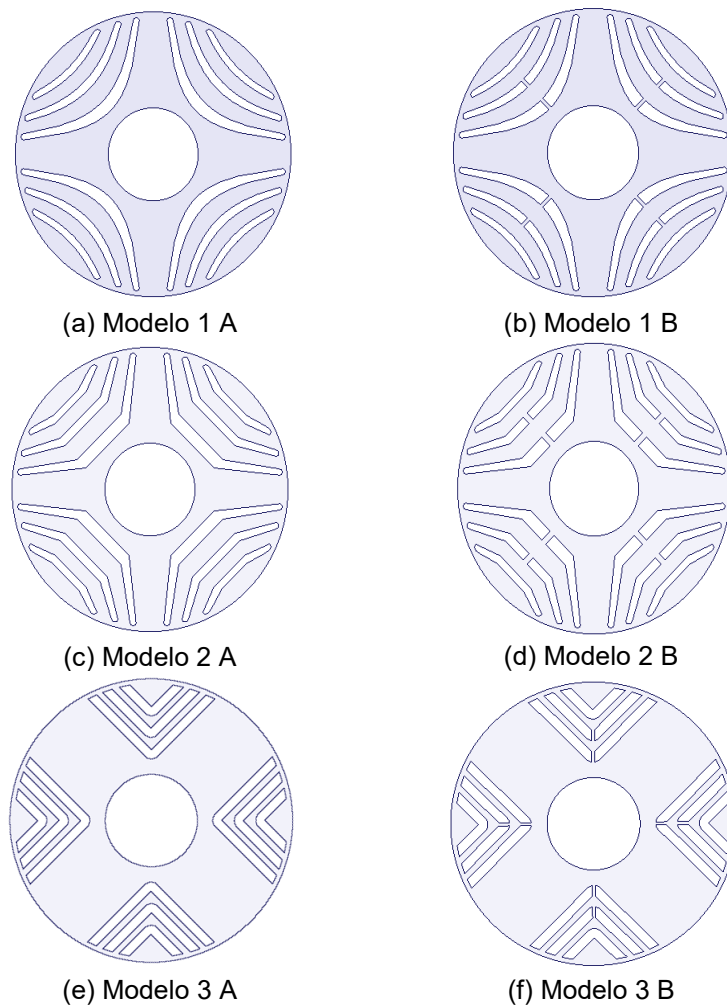


Figura 4.8 - Modelos de rotores para MSR's.

As pontes entre as barreiras de fluxo são bastante utilizadas em projetos onde são necessárias barreiras de fluxo com maior resistência mecânica nas lâminas do rotor, porém as mesmas podem causar pontos de acúmulo e fuga de fluxo no rotor.

A posição de cada barreira de fluxo no rotor foi determinada de acordo com as estimativas de desempenho apresentadas em Özçelik, *et al.* (2016) e Choi e Lee (2007). Maiores detalhes dos cálculos são apresentados no Apêndice B.

4.2.2.2 - Análise por elementos finitos para os modelos analisados

A distribuição do fluxo magnético pela lâmina do rotor do MSR é vastamente estudada através de *softwares* de elementos finitos a fim de se obter a melhor distribuição do fluxo magnético de acordo com o modelo e quantidade de barreiras de fluxo inseridas no rotor. O *software* de análise por elementos finitos utilizado neste trabalho foi o Femm 2D (FEMM, 2017). O *software* de elementos finitos calcula esses valores utilizando a equação de Maxwell (TAHI, IBTIOUEN e BOUNEKHLA, 2011).

O modelo utilizado neste trabalho é definido após análise de diversas geometrias de barreiras existentes na literatura, de acordo com as respostas apresentadas para as linhas equipotenciais² do vetor potencial magnético nas barreiras e respeitando as dimensões físicas do rotor. Foram considerados os parâmetros magnéticos do aço utilizado na produção do rotor fornecido pelo fabricante e corrente nominal do estator (6 A).

O modelo 1, Figura 4.9, apresentou resultado semelhante ao modelo 2, segundo a análise realizada por *software* (Femm 2D).

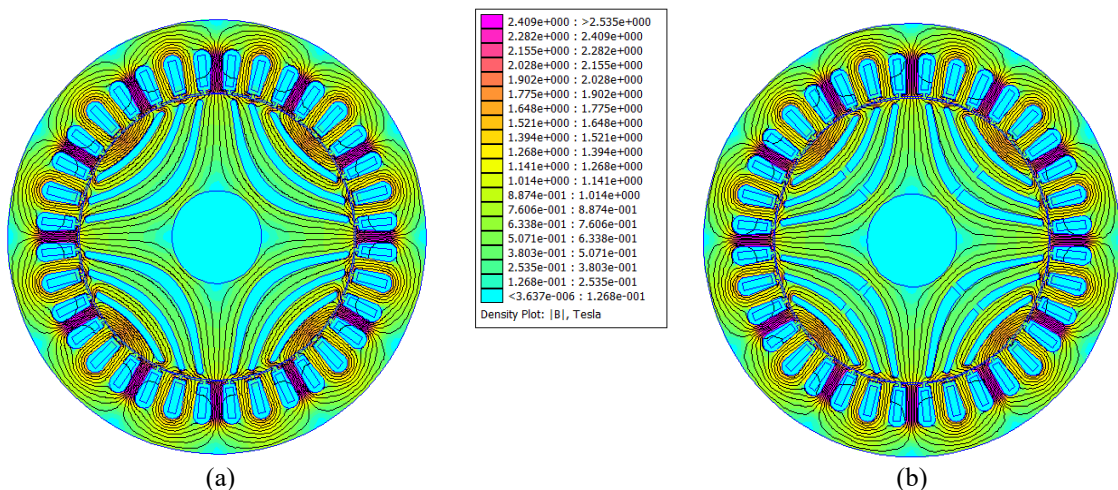


Figura 4.9 - Modelo 1 com 3 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte entre as barreiras de fluxo e (b) com ponte entre as barreiras de fluxo.

² A distância entre duas linhas equipotenciais representa a quantidade de fluxo que passa entre elas.

O modelo sem ponte entre as barreiras de fluxo da Figura 4.9 (a), apresentou distribuição do fluxo magnético na lâmina semelhante ao modelo com ponte, Figura 4.9 (b). A representação com linhas equipotenciais do vetor potencial magnético não identificou fuga de fluxo de uma barreira para a outra através da ponte, como ocorre com outros materiais utilizados para construção de rotores.

As análises com 4 barreiras de fluxo por polo dos modelos 1 e 2 (Figura 4.10 (a) e Figura 4.12 (a), respectivamente) sem ponte entre as barreiras demonstraram resultados semelhantes, com distribuição de fluxo levemente melhor que com 3 barreiras de fluxo para os mesmos modelos, porém devido à pequena dimensão do rotor (92 mm), optou-se pelo modelo 1 com 3 barreiras em virtude da necessidade de uma melhor resistência mecânica do rotor, pois 4 barreiras deixariam a lâmina mais frágil mecanicamente que 3 barreiras.

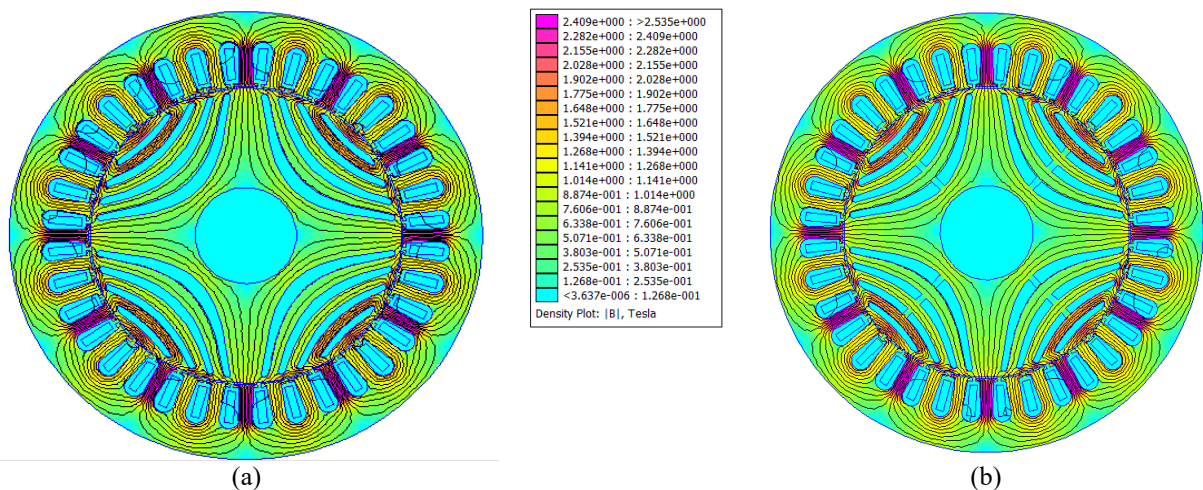


Figura 4.10 - Modelo 1 com 4 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte entre as barreiras de fluxo e (b) com ponte entre as barreiras de fluxo.

No segundo modelo (Figura 4.11 e Figura 4.12), o comportamento apresentado pelo fluxo é muito próximo ao do primeiro modelo e que assim como o modelo anterior, as pontes entre as barreiras de fluxo causam perturbação no caminho seguido pelo fluxo, criando pontos de maior acúmulo nas pontes.

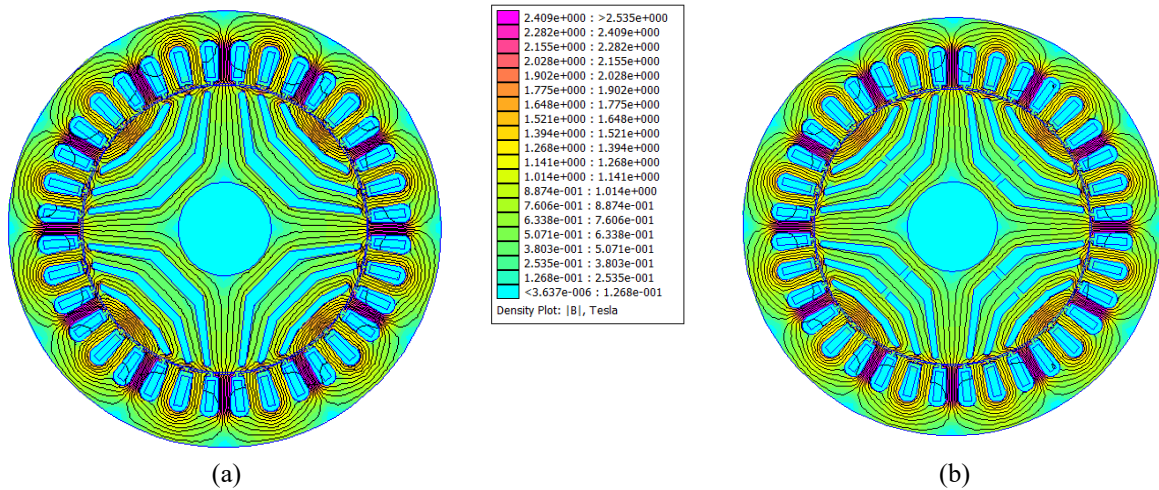


Figura 4.11 - Modelo 2 com 3 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte entre as barreiras de fluxo e (b) com ponte entre as barreiras de fluxo.

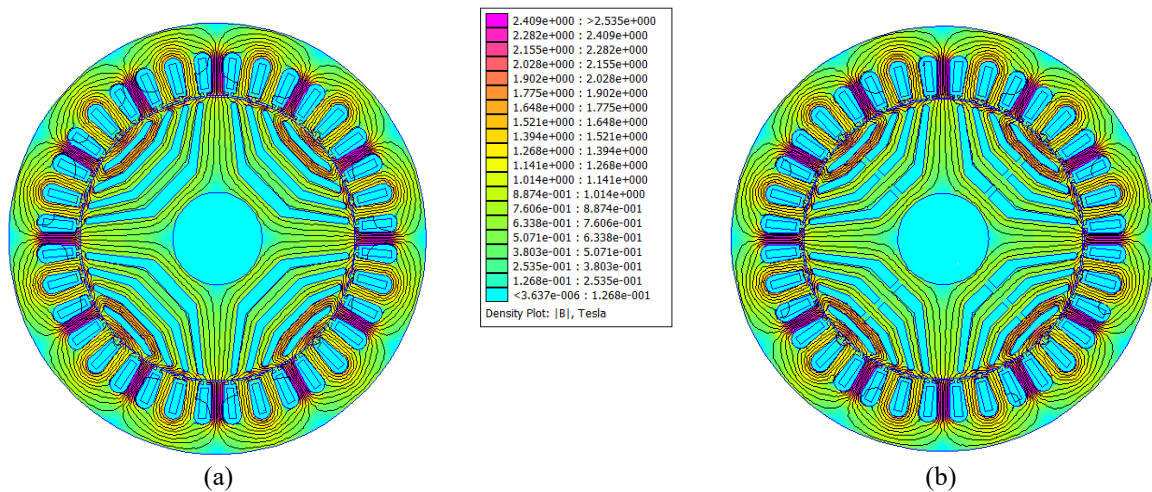


Figura 4.12 - Modelo 2 com 4 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte entre as barreiras de fluxo e (b) com ponte entre as barreiras de fluxo.

No estudo do terceiro modelo (Figura 4.13 e Figura 4.14) é possível verificar o surgimento de vários pontos de concentração de fluxo nas lâminas, tanto com 3 (três) barreiras de fluxo por polo (Figura 4.13), quanto com 4 (quatro) barreiras de fluxo por polo (Figura 4.14), além dos caminhos de fluxo para este modelo precisarem ser finos para servirem no posicionamento dos polos, o que causa grande fragilidade mecânica nas lâminas do rotor.

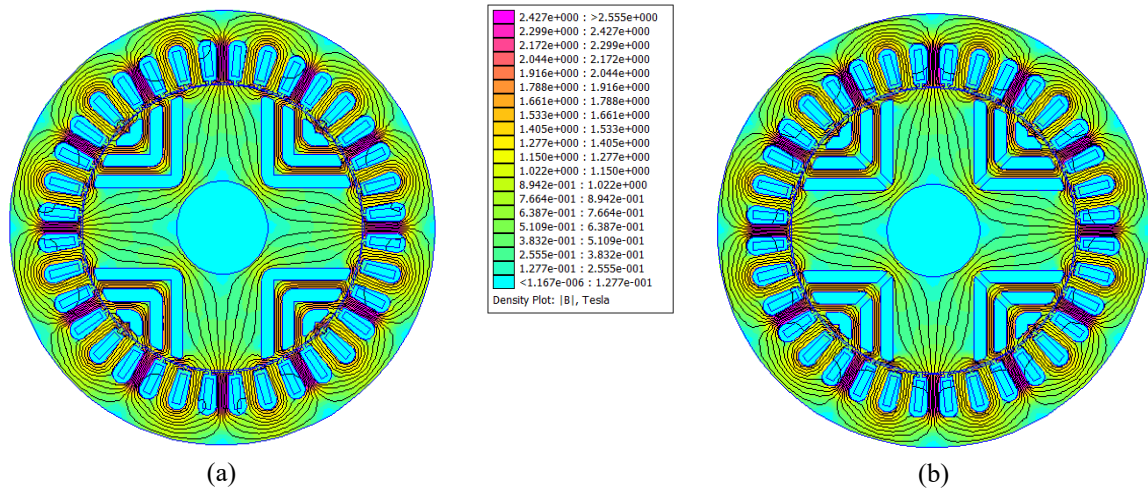


Figura 4.13 - Modelo 3 com 3 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte na barreira de fluxo e (b) com ponte barreira de fluxo.

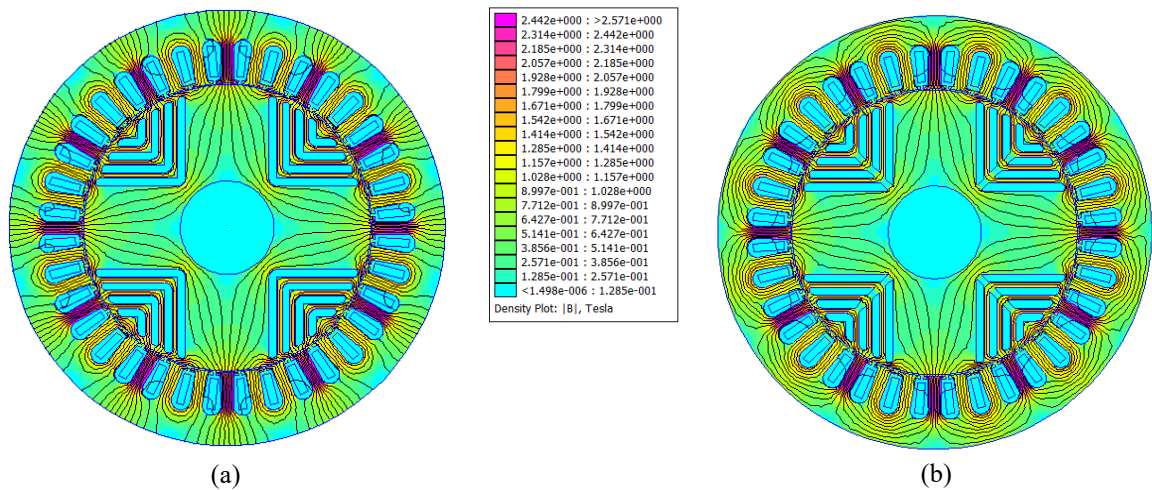


Figura 4.14 - Modelo 3 com 4 barreiras de fluxo por polo (a) sem ponte na barreira de fluxo e (b) com ponte barreira de fluxo.

4.2.2.3 - Definição do modelo construído

Após observação dos resultados dos modelos apresentados acima, foi definida a construção do modelo 1 com 3 barreiras de fluxo por polo sem ponte entre as barreiras devido a dificuldade de cortes em lâminas de pequenas dimensões.

Definido o modelo, de acordo com os cálculos apresentados no Apêndice B, os valores para a construção do rotor foram definidos de acordo com a Figura 4.15.

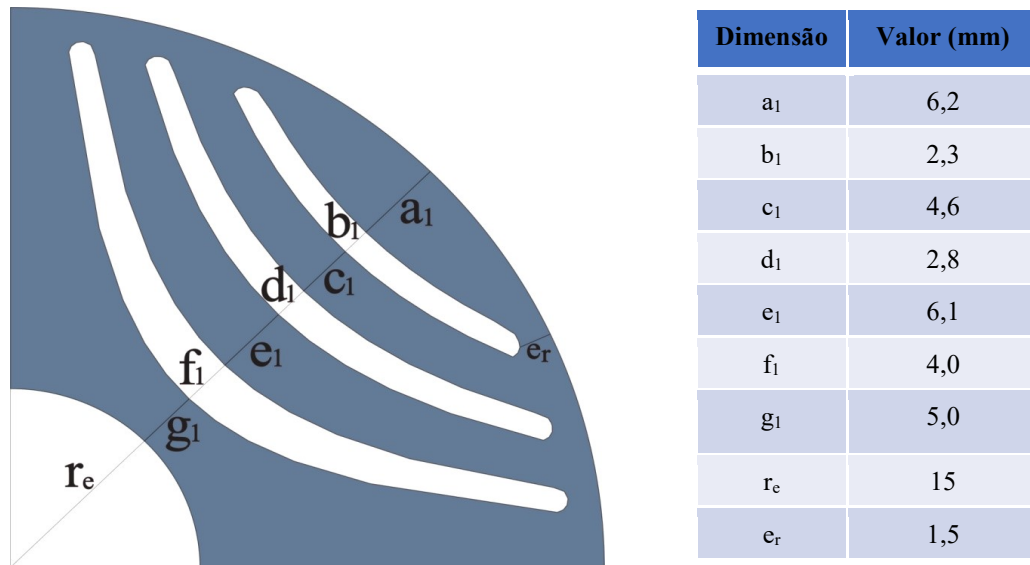


Figura 4.15 - Dimensões utilizadas para corte das lâminas do rotor sem gaiola.

Com a análise do percurso do fluxo magnético no rotor, Figura 4.9 (a), é possível analisar também os pontos de menor fluxo para a colocação dos parafusos de fixação das lâminas do rotor. Assim, o rotor com os furos para parafusos de fixação e corte da chave para evitar o escorregamento entre as lâminas e o eixo do rotor e na Figura 4.16.

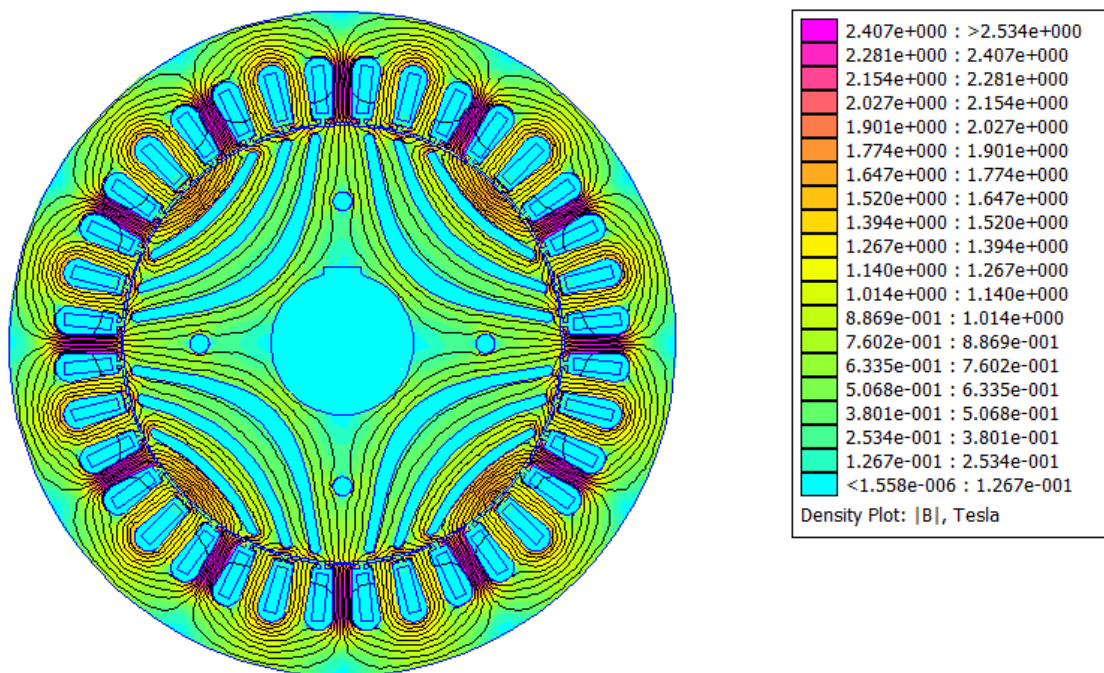


Figura 4.16 - Rotor do MSR projetado e analisado por elementos finitos.

De acordo com a Figura 4.16, observa-se que os furos e o rasgo de chave não interferem significativamente no fluxo magnético que percorre o rotor.

4.2.2.4 - Dimensões para construção do rotor

O rotor projetado nesta etapa do trabalho possui as mesmas dimensões externas do rotor de um motor de indução trifásico (MIT) de 2 cv com carcaça 90S (WEG). A Tabela 4.2 apresenta os valores utilizados obtidos através da medição do rotor do MIT.

Tabela 4.2 - Dimensões utilizadas na construção do rotor de segunda geração.

Diâmetro externo	92 mm
Diâmetro interno	30 mm
Comprimento laminado	89 mm
Comprimento total do rotor	99 mm
Diâmetro do eixo	30 mm
Comprimento do eixo	291 mm

O eixo a ser utilizado no rotor segue o dimensionamento apresentado na Figura 4.17, que após a montagem será fixado ao estator pelo rolamento 6205z na parte frontal e o 6204z na parte traseira do motor.

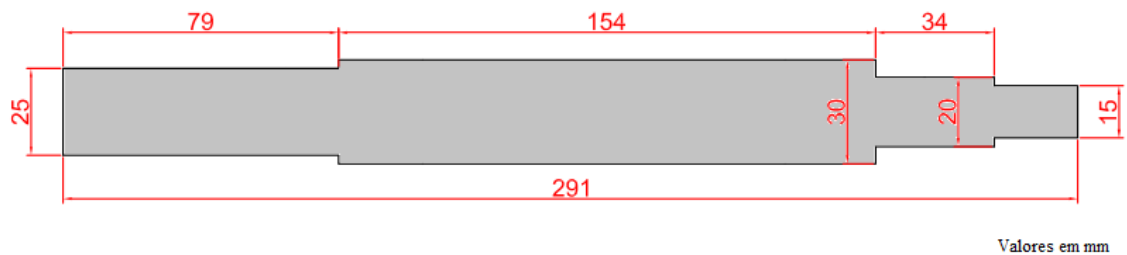


Figura 4.17 - Dimensionamento do eixo utilizado no rotor do MSR.

A Figura 4.18 apresenta todas as dimensões do rotor utilizado no MSR, com os valores em milímetros.

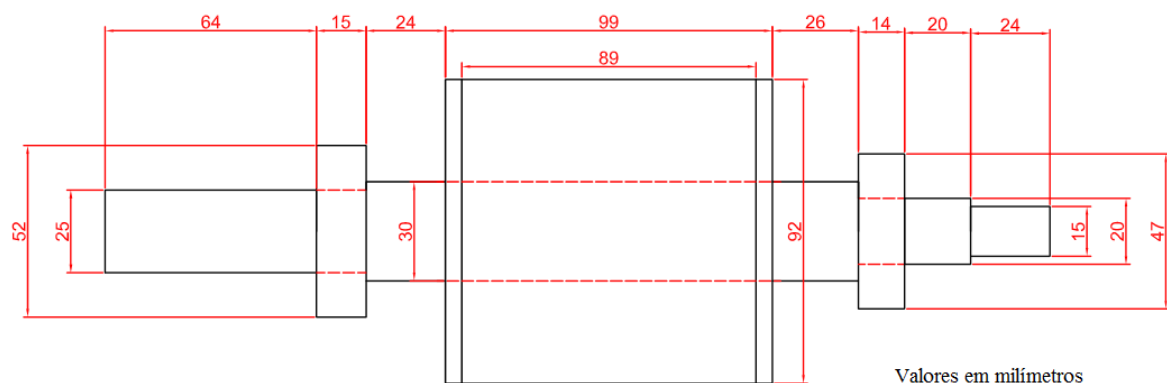


Figura 4.18 - Dimensões do rotor utilizado no MSR (valores em mm).

Os valores determinados nesta etapa são utilizados para a construção do rotor, conforme será apresentado na seção 4.5.

4.3 - ESTATOR UTILIZADO NA CONSTRUÇÃO DOS MOTORES

O estator utilizado para construção dos dois tipos de motores síncronos a relutância deste trabalho é o mesmo estator do motor de indução trifásico, cujos dados principais são apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Dados do estator utilizado na construção dos motores síncronos a relutância.

Parâmetro	Valor
Modelo	W22 PLUS
Potência de saída nominal	1,5 kW (2 cv)
Tensão nominal (V)	220 / 380 / 440
Corrente nominal (A)	5,98 / 3,46 / 2,99
Número de polos	4
Frequência nominal (Hz)	60
Números de slots no estator	36
Diâmetro interno do estator (mm)	93

A Figura 4.19 apresenta a foto do estator aberto para colocação do rotor e finalização da montagem do motor. As informações completas sobre o MIT utilizado para construção do MSR estão disponíveis no Anexo A.

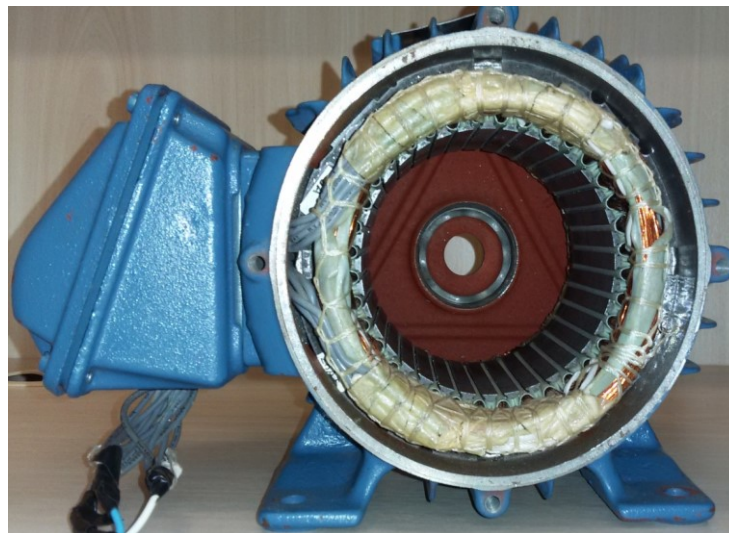


Figura 4.19 - Foto do estator aberto para colocação do rotor.

4.4 - CONSTRUÇÃO DO ROTOR DE PRIMEIRA GERAÇÃO COM GAIOLA

O primeiro rotor construído foi criado a partir de cortes no rotor longitudinalmente ao eixo. A Figura 4.20 apresenta o rotor pronto e as dimensões do mesmo. Os valores dos cortes longitudinais foram apresentados anteriormente.

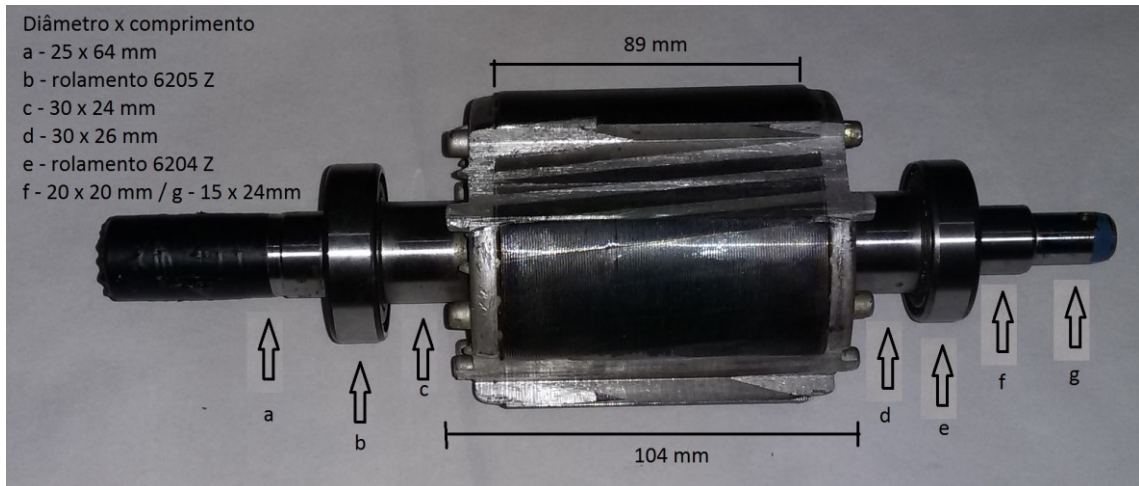


Figura 4.20 - Rotor do MSR de primeira geração com gaiola de partida.

4.5 - CONSTRUÇÃO DO ROTOR DE SEGUNDA GERAÇÃO SEM GAIOLA

De acordo com as medidas obtidas com o rotor do MIT, foram produzidas as lâminas projetadas com 94 mm de diâmetro externo para após a montagem no eixo, ser possível realizar um acabamento na peça com desbaste de 2 mm em torno do seu diâmetro para atingir o diâmetro externo final de 92 mm.

Foram utilizadas 178 lâminas de aço silício de grãos não orientados (E185 GNU) de 0,5 mm de espessura para chegar no comprimento desejado para o rotor. A Figura 4.21 apresenta a lâmina pronta.



Figura 4.21 - Lâmina utilizada na montagem do rotor do MSR.

Para o empilhamento das lâminas foram necessárias também 2 lâminas de aço com 5 mm de espessura nas extremidades com 92 mm de diâmetro externo para dar resistência mecânica à união das lâminas, conforme ilustra a Figura 4.22.



Figura 4.22 - Lâmina das extremidades do rotor do MSR.

A Figura 4.23 apresenta o rotor montado no eixo e já desbastado após o empilhamento das lâminas, já torneado para ficar com o diâmetro projetado de 92 mm e comprimento da parte laminada de 89 mm.



(a)



(b)

Figura 4.23 - Foto do rotor montado (a) vista frontal e (b) perfil.

Após a montagem, o rotor foi inserido no estator do MIT (conforme ilustra a Figura 4.24 (a)) e na sequência, o motor foi fechado para os ensaios em bancada (Figura 4.24 (b)).



(a)



(b)

Figura 4.24 - Foto do rotor (a) dentro do estator e (b) montagem finalizada.

4.6 - CONCLUSÃO

A análise computacional do MSR é de grande importância para o projeto do MSR, pois é possível nesta etapa, descobrir o comportamento esperado para o protótipo no que se refere à distribuição do fluxo magnético no rotor.

Observados os resultados obtidos por simulação, teve início o dimensionamento dos rotores para construção do protótipo. Foram dimensionados dois rotores, sendo um de primeira geração, construído a partir da modificação de um rotor de MIT e outro rotor de segunda geração sem gaiola, construído a partir da junção de lâminas finas até atingir o comprimento desejado.

De posse das informações físicas do MIT foi possível obter todas as dimensões necessárias para o dimensionamento de cada rotor que construído. Valores estes apresentados serviram de subsídio para a construção dos protótipos de rotores.

A construção do motor de primeira geração com gaiola se deu de acordo com o projeto apresentado. Da mesma forma, o projeto de motor de segunda geração sem gaiola foi apresentado neste capítulo, seguido da montagem dos protótipos dos mesmos.

As informações do estator utilizado, juntamente com as imagens dos rotores construídos são apresentadas para melhor ilustrar a forma final da construção de cada rotor.

CAPÍTULO 5 - ANÁLISE DINÂMICA DO MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA: RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais dos protótipos de motores síncronos a relutância de primeira e segunda geração são apresentados neste capítulo, dando continuidade ao trabalho com o objetivo de obter os resultados práticos para os motores construídos.

5.1 - BANCADA DE ENSAIOS PRÁTICOS

Os resultados experimentais obtidos para os protótipos de motores síncronos a relutância montados no Laboratório de Acionamentos Elétricos (LACE, da Universidade Federal de Uberlândia), seguem o diagrama da bancada de ensaios representado na Figura 5.1.

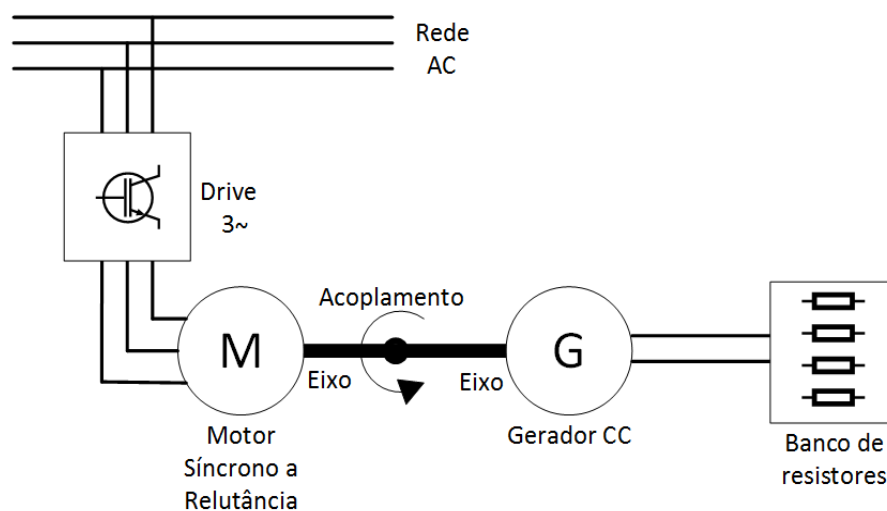


Figura 5.1 - Visão geral da bancada de ensaios.

Os ensaios de bancada realizados inicialmente utilizavam um conversor de frequência para acionamento do MSR e acoplado ao eixo, uma máquina de corrente contínua como gerador (carga) alimentando um banco de resistores. A Figura 5.2 apresenta o aparato físico utilizado na bancada para ensaios do MSR.

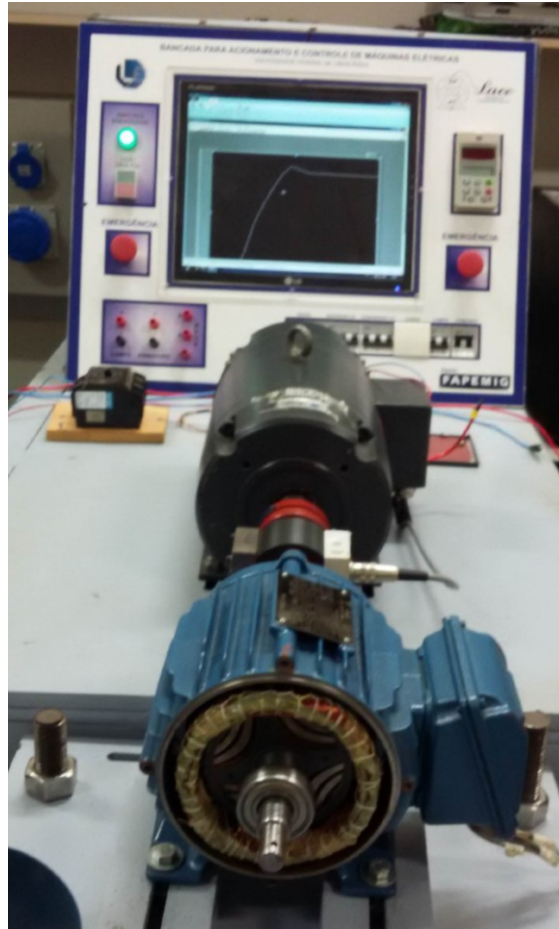


Figura 5.2 - Bancada experimental utilizada para ensaios do MSR.

Os instrumentos de medições utilizados para obtenção dos valores de corrente, tensão e conjugados são apresentados no ANEXO F.

5.2 - OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO MSR

O valor de R_s (resistência do estator) foi obtido utilizando-se a lei de ohm. A seguir, a forma de obtenção de R_s , cujo valor foi comparado com o valor lido por um ohmímetro. Devido a utilização do mesmo estator para os dois protótipos, não houve diferença no valor de R_s para ambos.

$$R_s = \frac{2}{3} R_{eq} \leftrightarrow R_s = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{cc}}{I} \quad (5.1)$$

Para um valor conhecido de V_{cc} se obteve o valor de I através do amperímetro ligado ao circuito representado na Figura 5.3 para a obtenção do valor de R_s .

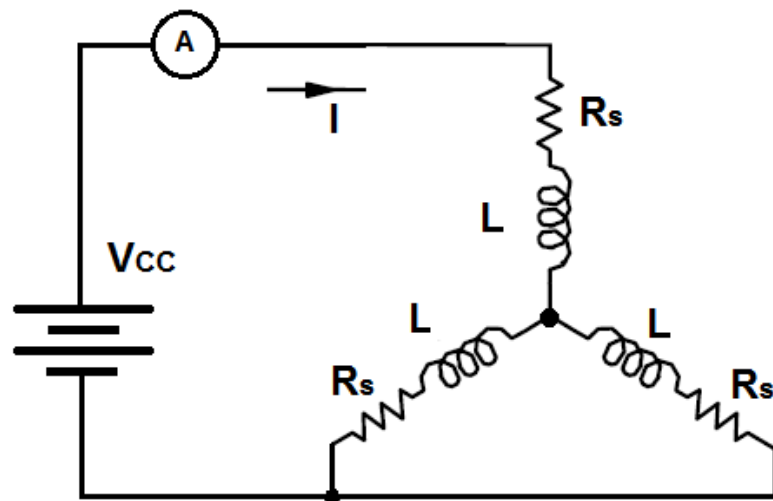


Figura 5.3 - Diagrama utilizado para obtenção de R_s (resistência do estator).

De forma análoga, os valores de L_d e L_q para os motores de primeira e segunda geração, com a diferença agora que os valores medidos representavam a impedância própria do estator, conforme ilustra a Figura 5.4.

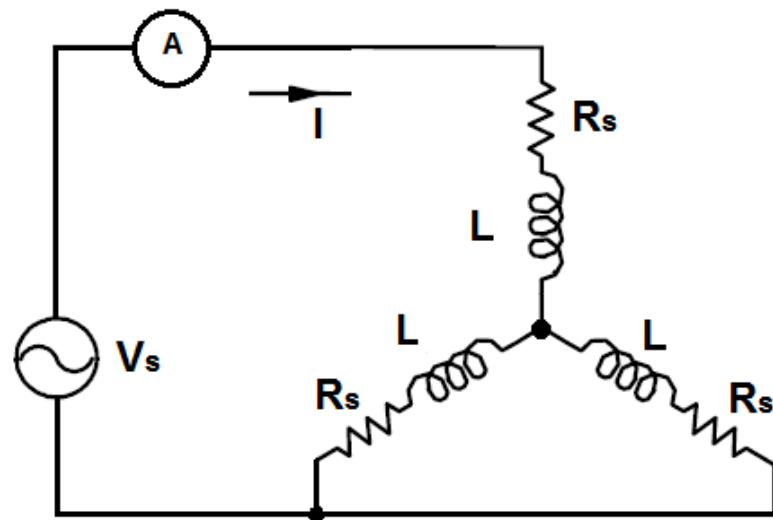


Figura 5.4 - Diagrama utilizado para obtenção de L (indutância do estator).

Por se tratar de indutâncias, utilizou-se uma fonte de corrente alternada com valor de tensão e frequência conhecida. Ao medir a corrente é possível obter o valor das indutâncias de eixo direto (L_d) e eixo de quadratura (L_q), valores estes que variam de acordo com a posição do rotor em relação ao estator (θ_r), conforme ilustrado na Figura 2.5 (BARBI, 2015).

Conforme apresentado por Barbi (2015), o valor da indutância L_d é obtido com a medição do valor da indutância no ponto em que a posição do rotor (θ_r) é igual a 0° e 180° .

De forma semelhante é obtido o valor da indutância L_q , que é o valor medido para a indutância com a posição do rotor igual a 90° e 270° .

Os valores obtidos no amperímetro para as correntes (I) nos pontos de máxima e mínima correntes foram utilizados na determinação das indutâncias de eixo direto e de quadratura, com o auxílio das equações abaixo:

$$L = \frac{1}{2\pi \cdot f} \left(\frac{2}{3} \right) \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2} \quad (5.2)$$

onde Z_{eq} é a impedância do circuito e R_{eq} a resistência equivalente do enrolamento do estator.

Os parâmetros obtidos com as medições dos circuitos equivalentes (Figura 5.3 e Figura 5.4) para o motor sem gaiola são apresentados na Tabela 5.1:

Tabela 5.1 - Parâmetros experimentais do MSR sem gaiola de partida.

R_s	L_d	L_q	τ_d	τ_q	$k = \frac{L_d}{L_q}$	$L_d - L_q$
4,26 Ω	354 mH	180 mH	82,96 ms	42,18 ms	1,967	174 mH

Onde τ é uma constante de tempo dada por:

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (5.3)$$

e

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_q} \quad (5.4)$$

Para uma análise comparativa das medições, foi utilizado um ohmímetro (para resistência) e uma ponte RLC (para indutância), onde os valores encontrados foram muito próximos (menos de 5% de diferença) aos medidos pelos circuitos equivalentes, e para as simulações do modelo matemático os valores obtidos com os circuitos equivalentes foram os adotados.

Com os valores reais de k para os dois motores é possível apresentar o fator de potência máximo a ser alcançado seguindo a equação (2.9), conforme ilustra a Figura 5.5.

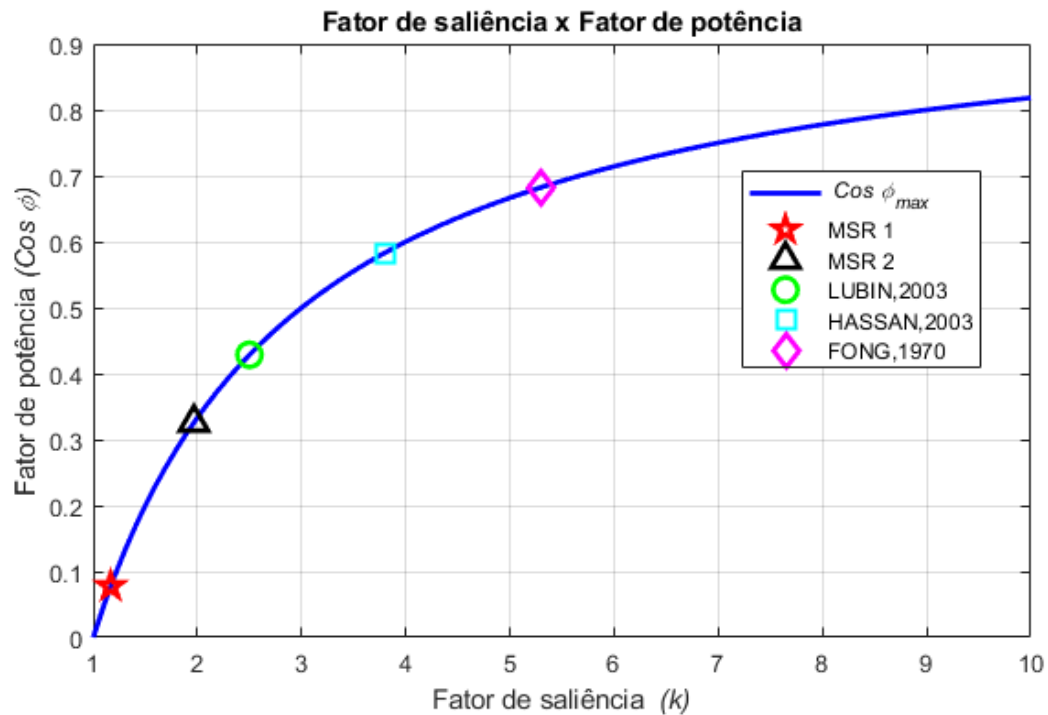


Figura 5.5 - Fator de potência máximo para os motores síncronos a relutância referidos no trabalho.

É possível observar na Figura 5.5 o valor máximo teórico para os modelos de rotores apresentados pelos pesquisadores Lubin (2003), Hassan (2003), Fong (1970) e os modelos desenvolvidos neste trabalho, o motor síncrono a relutância de primeira geração com gaiola (MSR 1) e o motor síncrono a relutância de segunda geração sem gaiola (MSR 2).

O baixo valor obtido no fator de saliência para o MSR 1 se dá por conta da construção utilizando um rotor de indução com gaiola de partida e do MSR 2, por conta da tecnologia utilizada para corte das lâminas que não permitiu um menor entreferro para permitir uma menor relutância entre o estator e o rotor.

5.3 - BANCADA EXPERIMENTAL MSR DE PRIMEIRA GERAÇÃO COM GAIOLA DE PARTIDA

Inicialmente, houve o ensaio da bancada ilustrada pela Figura 5.2 com um motor síncrono a relutância de primeira geração com gaiola de partida, cujo rotor utilizado é apresentado na Figura 5.6, o rotor pronto com os cortes dimensionados no Capítulo 4.



Figura 5.6 - Rotor síncrono a relutância de primeira geração.

Para este ensaio foi utilizado um conversor de frequência (inversor) vetorial (VFD - *Variable Frequency Drive* – Acionador por Frequência Variável - Figura 5.7) *sensorless* (sem sensores de posição), com entrada monofásica de 220 V_{ac} (fase-neutro) e saída trifásica de 220 V_{ac} (fase-fase).



Figura 5.7 - Conversor de frequência vetorial comercial.

Este conversor vetorial utiliza a técnica de controle vetorial *sensorless* para a estimação dos parâmetros de acionamento e controle do motor e envia para a saída PWM responsável pela alimentação trifásica do MSR. O funcionamento mais detalhado de um conversor PWM é apresentado em Andrade (1994).

Para verificação do sincronismo do MSR, o mesmo foi acionado com frequências de 5 em 5 Hz até chegar na frequência nominal de 60 Hz. Devido ao sistema V/f constante, também foram anotados os valores de tensão nos enrolamentos do estator. A Tabela 5.2 apresenta os valores obtidos com as medições realizadas.

Tabela 5.2 - Resultado experimentais do MSR com gaiola de partida.

V_{AB} (V)	I_A (A)	Frequência (Hz)	Rotação (rpm)
38	3,3	5	150
50	3,5	10	300
71	3,6	15	450
89	3,7	20	600
105	3,7	25	750
120	5,2	30	900
135	7,0	35	1050
150	7,2	40	1200
165	6,8	45	1350
180	5,7	50	1500
194	4,9	55	1650
209	4,5	60	1800

É possível notar que o motor está sincronizado com a frequência, mantendo uma relação linear entre rotação e frequência da tensão de alimentação do MSR.

Testou-se a capacidade do motor com carga na bancada e o motor se manteve síncrono com carga máxima de 5,5 N.m em seu eixo, com alimentação com controle escalar (malha aberta).

5.3.1 - Resultados experimentais do MSR com gaiola

O MSR foi ligado ao conversor de frequência com controle vetorial (o mesmo utilizado para o MIT). A Figura 5.8 apresenta a forma de onda da tensão com o chaveamento PWM no canal 2 (CH2) e a forma de onda fundamental no enrolamento do estator no canal 3 (CH3).

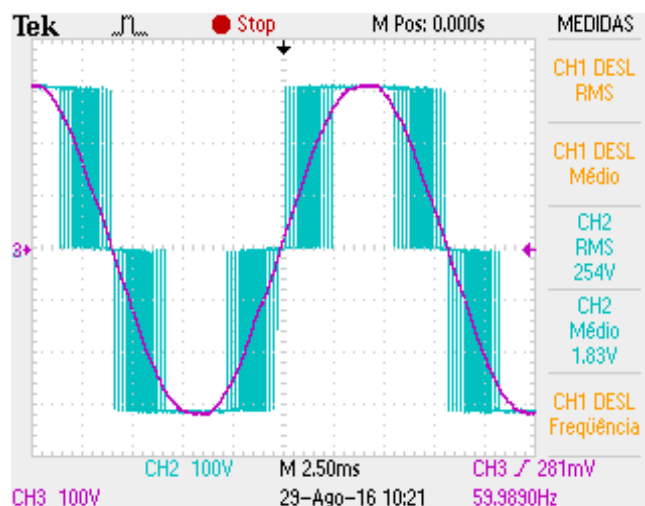


Figura 5.8 - Tensão nos enrolamentos do estator (CH3) e saída PWM do inversor (CH2).

Com o MSR em carga máxima, a corrente de fase (no sistema abc) aproximou-se de 8 A de pico, conforme ilustra a Figura 5.9, com as curvas das correntes nas fases a e b .

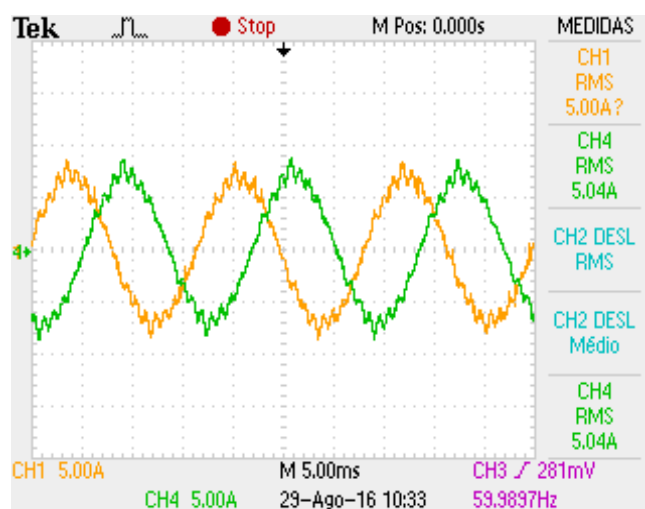


Figura 5.9 - Corrente nos enrolamentos do estator na fase a (CH1) e fase c (CH4).

Com o MSR em rotação nominal, foi dado um degrau de conjugado de carga de 5,5 N.m. A Figura 5.10 (a) ilustra o instante que é dado o degrau de conjugado e a Figura 5.10 (b), quando o degrau é retirado. É possível observar que por ser acionado com a função vetorial do MIT, o MSR não apresenta *overshoot* visível no tempo de amostragem do sinal.

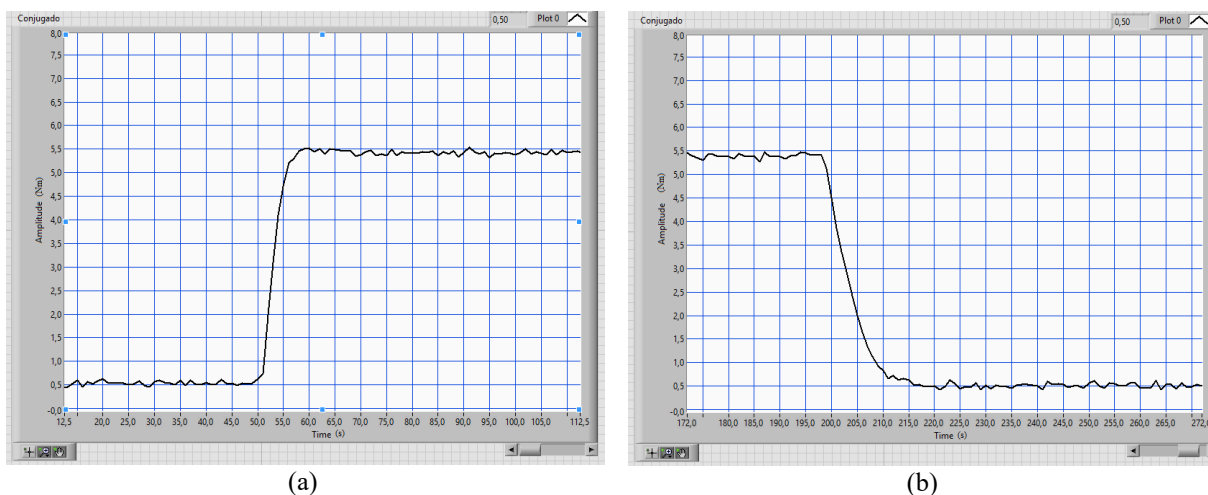


Figura 5.10 - Degrau de conjugado de carga sendo imposto (a) e retirado (b) do eixo do MSR com gaiola

5.4 - BANCADA EXPERIMENTAL MSR DE SEGUNDA GERAÇÃO SEM GAIOLA DE PARTIDA

Com o motor sem gaiola de partida, o conversor de frequência vetorial convencional (comercial) para MIT não foi capaz de acioná-lo corretamente em velocidade síncrona, devido às mudanças nos parâmetros internos do motor que não são configuráveis pelo usuário neste tipo de conversor. Por isso, no acionamento deste modelo foi utilizado um conversor com a

função escalar (V/f linear), conforme ilustra Figura 5.11, para que fosse possível o acionamento correto do mesmo (porém em malha aberta).



Figura 5.11 - Conversor de Frequência Escalar (V/f linear)

O acionamento em rampa de frequência de 0 a 60 Hz em 1 s (um segundo) foi o tempo suficiente para que o rotor, sem carga no eixo, alcançasse a rotação nominal sem falhas no acionamento.

Com o acionamento em rampa para frequência inicial de 0 Hz para 60 Hz de forma linear, com um tempo de 3 s (três segundos), é possível partir o motor com carga linear de um gerador CC, que quando atingida a velocidade nominal, representa 6,5 N.m de conjugado de carga.

De forma semelhante ao modelo com gaiola, o sincronismo do MSR foi verificado com a variação da frequência da fonte e medição da velocidade do rotor. A Tabela 5.3 apresenta os valores obtidos com as medições realizadas.

Com os resultados do MSR sem gaiola, foi possível fazer um comparativo entre os dois motores construídos em relação a corrente de consumo a vazio. A Figura 5.12 apresenta este comparativo previamente apresentados na Tabela 5.2, Tabela 5.3 e os valores obtidos para o MIT de 2 cv.

Tabela 5.3 - Resultado experimentais do MSR sem gaiola de partida.

VAB (V)	IA (A)	Frequência (Hz)	Rotação (rpm)
39	1,90	5	150
51	2,00	10	300
72	1,56	15	450
90	1,51	20	600
107	1,48	25	750
123	1,46	30	900
139	1,45	35	1050
153	1,44	40	1200
167	1,44	45	1350
182	1,43	50	1500
196	1,46	55	1650
210	1,41	60	1800

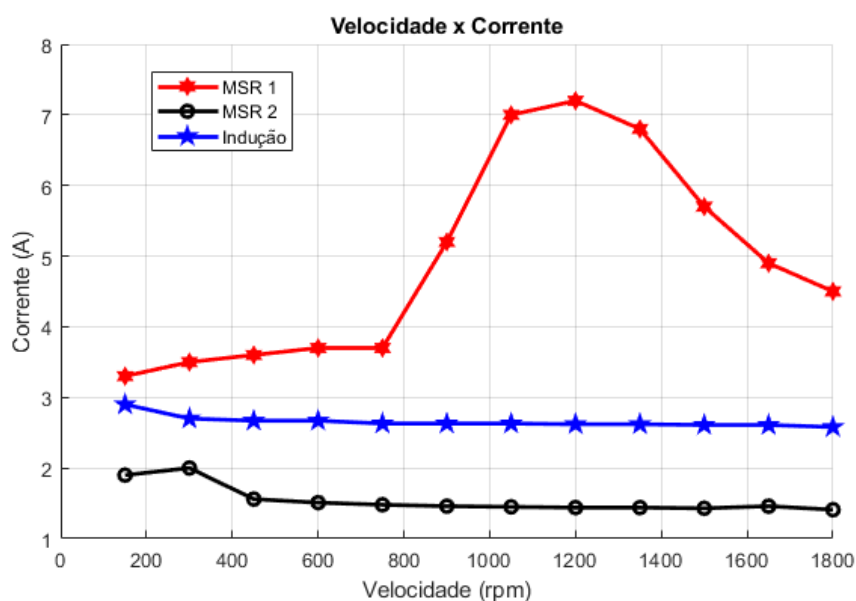


Figura 5.12 - Velocidade x Corrente de consumo na fase A sem carga.

5.4.1 - Resultados experimentais do MSR sem gaiola

Com rotação nominal o MSR acionado com controle escalar recebeu um degrau de conjugado de carga de 6,5 N.m. As correntes nos enrolamentos do estator são apresentadas na Figura 5.13, onde é possível observar que a mesma passou de 12 A de pico.

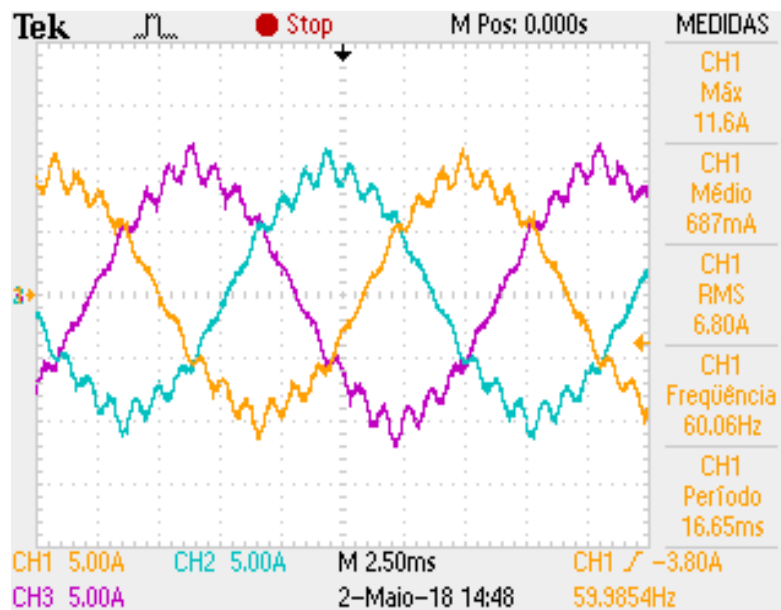


Figura 5.13 - Conversor de Frequência Escalar (V/f linear)

No ensaio com degrau de conjugado, com o MSR em rotação nominal o valor máximo de conjugado de carga foi de 6,5 N.m. A Figura 5.14 (a) apresenta o instante que o degrau de carga é imposto e na Figura 5.14 (b) quando é retirado.

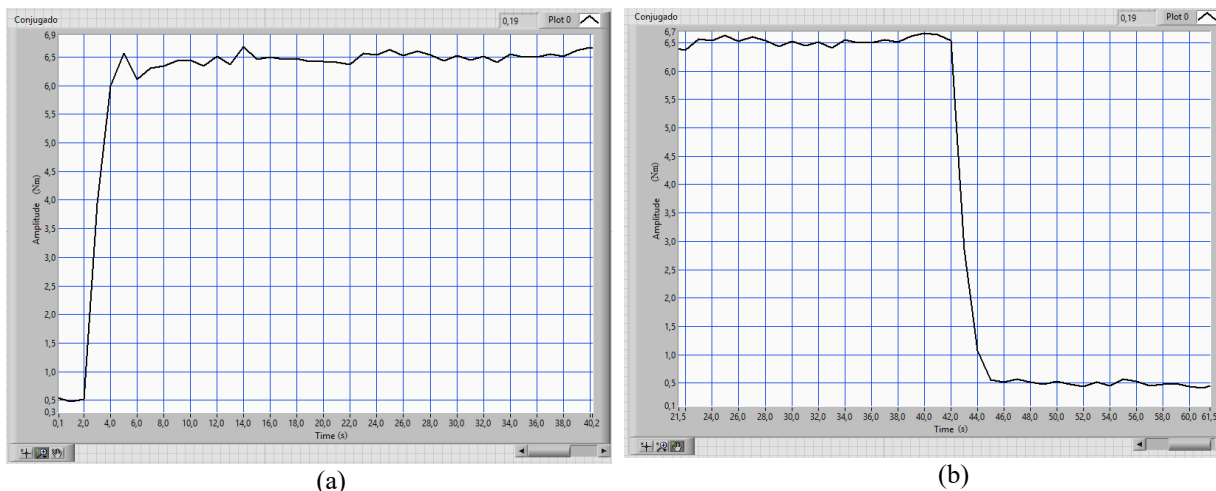


Figura 5.14 - Degrau de conjugado de carga imposto (a) no eixo e retirado (b) do eixo do MSR sem gaiola.

5.5 - CONCLUSÃO

O motor síncrono a relutância de primeira geração com gaiola de partida, contruído a partir de um motor assíncrono (MIT – Motor de Indução Trifásico), com cortes realizados longitudinalmente ao eixo no rotor passou a se comportar como um motor síncrono a relutância e se manteve síncrono com até 5,5 N.m de carga.

As medições realizadas comprovam que o mesmo se comportou como um MSR com acionamento direto na rede (ou seja, em rotação nominal) e com acionamento por conversor de frequência (com acionamento em velocidade variável).

Para o motor de segunda geração, rotor laminado transversalmente sem gaiola de partida, não foi possível acioná-lo utilizando um conversor de frequência vetorial convencional para o MIT (inversor comercial), pois os parâmetros internos do MSR são diferentes do MIT tradicional e a configuração não é acessível ao usuário. No entanto, com um conversor de frequência escalar (V/f linear), foi possível o acionamento do mesmo em rampa de 1 segundo sem carga no eixo do motor. Com a rotação nominal foi possível verificar que o MSR se manteve na rotação nominal com carga de 6,5 N.m no eixo.

O controle do MSR de segunda geração é possível em inversores cujos parâmetros internos do motor possam ser modificados, por isso, no Capítulo 6 é apresentado um *drive* de acionamento e controle com estratégia de controle vetorial observando os parâmetros deste motor.

Figura 6.1 - Programação em bloco da parte lógica do *drive*.

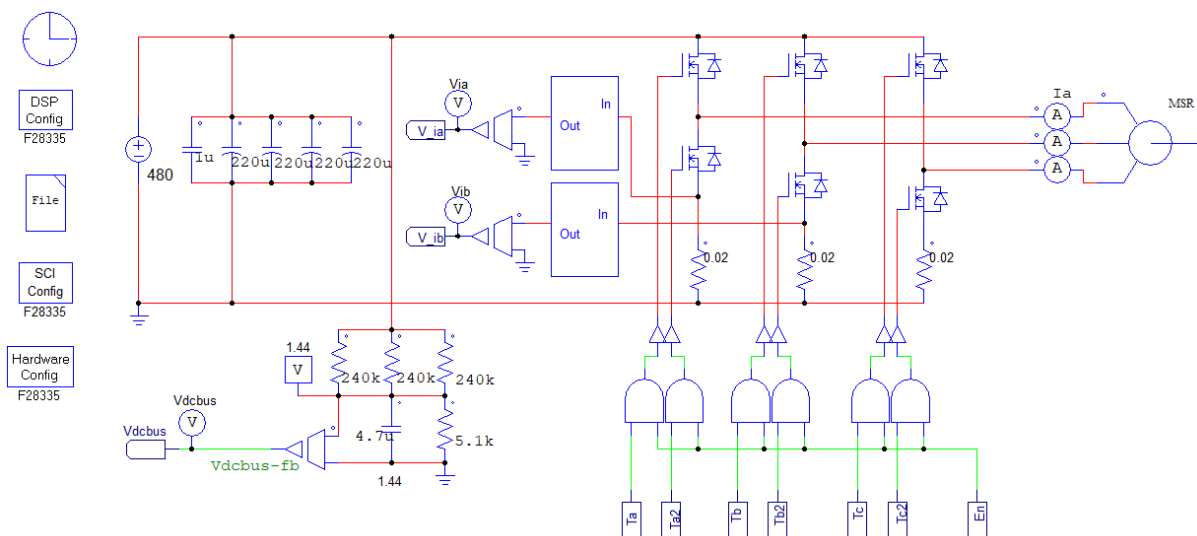


Figura 6.2 - Programação em bloco da parte de potência do *drive*.

Estes diagramas representam a sequência adotada na montagem do protótipo de acionamento e controle do MSR e a lógica de programação que será gravada no DSP.

6.2 - PROPOSIÇÃO DE ESTRATÉGIA DE CONTROLE VETORIAL

De posse das estratégias mais utilizadas para o acionamento e controle de máquinas elétricas, optou-se por analisar computacionalmente uma variante proposta neste trabalho, onde o mesmo opera utilizando as características mais importantes de três técnicas distintas.

A técnica de controle proposta advém da estratégia de controle de corrente direta constante (I_d constante), máximo torque por ampere (MTPA) e controle do fluxo ativo, denominada Fluxo de Referência de Rápida Resposta (FRRR).

Como já explicado anteriormente, o método de I_d constante e MTPA, apesar de tratarem de um controle com distinção entre as correntes I_d e I_q , não representam verdadeiramente um controle vetorial, por não levarem em conta o comportamento do vetor de fluxo magnético. Fator este que é solucionado no controle de fluxo ativo.

Devido ao conceito de operação do MTPA, não foi possível complementá-lo com a estratégia de fluxo ativo devido ao conceito de I_d ser igual I_q , fator que impossibilita a independência da corrente I_d , responsável pelo controle do fluxo magnético e da corrente I_q , responsável pelo controle de conjugado.

Contudo, a técnica proposta utiliza a forma de obtenção da corrente de referência do eixo em quadratura de forma semelhante ao I_d constante e a corrente de referência do eixo direto de forma semelhante ao controle de fluxo ativo.

Com isso, os cálculos para I_q de referência exigem uma carga computacional menor, fato que apresenta uma resposta mais rápida de acordo com a simulação realizada e que será apresentada mais a frente.

6.3 - CONTROLE VETORIAL COM FLUXO DE REFERÊNCIA DE RÁPIDA RESPOSTA (FRRR)

O controle vetorial com Fluxo de Referência de Rápida Resposta (FRRR) é um híbrido formado pelo controle de corrente constante no eixo d e o controle de fluxo ativo, ambos apresentados no Capítulo 3.

Nesta proposta, a tensão de controle para o eixo direto (V_{sd}) é obtida de forma semelhante à utilizada na estratégia de fluxo ativo, enquanto que a obtenção da tensão de controle para o eixo em quadratura (V_{sq}) se dá de forma semelhante ao utilizado na estratégia de controle de corrente constante do eixo d .

A Figura 6.3 apresenta o diagrama de blocos do controle por corrente constante no eixo d referente às alterações realizadas para utilização no controle FRRR, onde a parte em amarelo foi removida para a utilização do modelo de controle por fluxo ativo, e por conta da necessidade da espera pela resposta do controlador, foi adicionado um atraso na saída, apresentado em verde na figura.

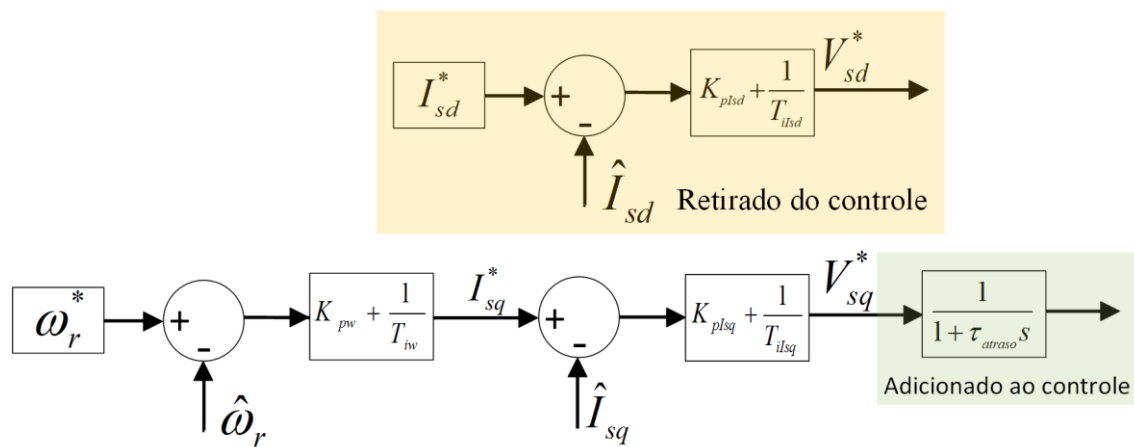


Figura 6.3 - Modificações realizadas no controle de corrente I_d constante para o controle FRRR.

Devido a utilização da estrutura de controle de corrente I_d constante para obtenção da tensão de controle do eixo em quadratura (V_{sq}), é possível eliminar toda a parte responsável por este cálculo do controle por fluxo ativo, visto que nos controles mais comuns como máximo torque por ampere e I_d constante não são necessários. Assim, a Figura 6.4 apresenta o controle por fluxo ativo com destaque em amarelo à parte não utilizada para o controle FRRR.

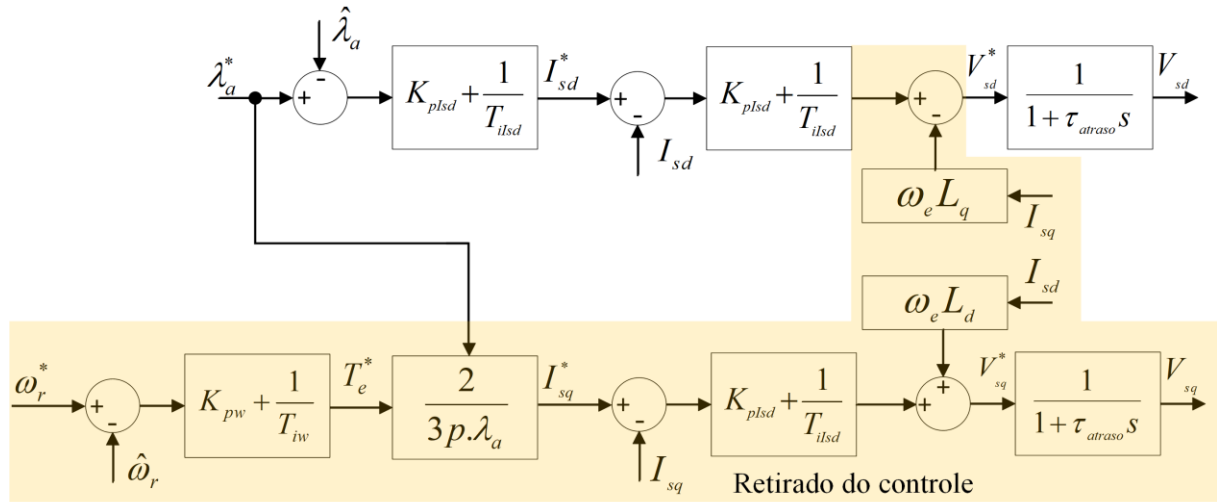


Figura 6.4 - Modificações realizadas no controle por fluxo ativo para o controle FRRR.

Com as modificações apresentadas na Figura 6.4, há uma simplificação para obtenção da tensão de eixo em quadratura de referência e da corrente em quadratura, que é a responsável pelo conjugado eletromagnético mantendo o fluxo magnético estável através do fluxo ativo de referência. Com essa proposta, o custo computacional para implementação é reduzido devido a redução dos cálculos necessários para a realização do controle vetorial. A Figura 6.5 apresenta a estrutura de controle proposta, o controle com Fluxo de Referência de Rápida Resposta (FRRR).

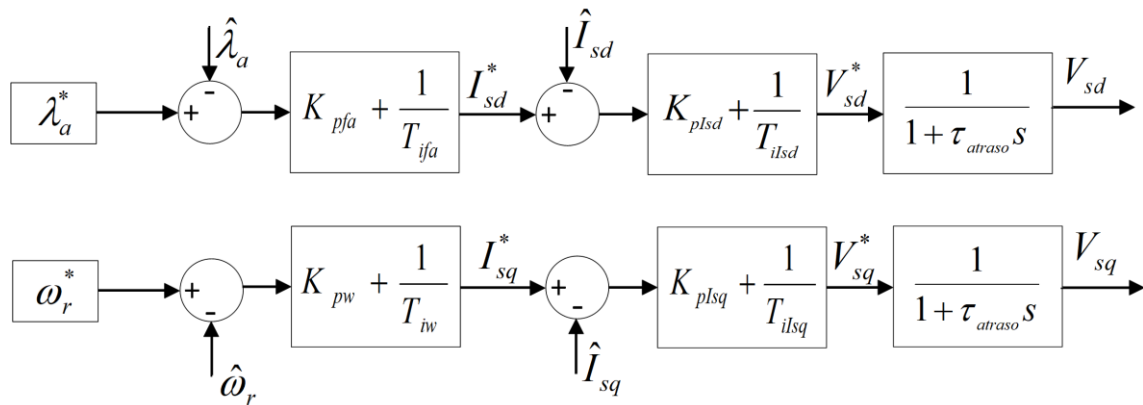


Figura 6.5 - Controle vetorial com fluxo de referência de rápida resposta (FRRR).

O diagrama da Figura 6.5 é então utilizado para a análise computacional da proposta. Na Figura 6.6 apresenta-se a rotação do rotor para o controle proposto (FRRR), com velocidade do rotor em rampa de 1 s para partir de 0 para 1800 rpm (sem carga no eixo), seguido de carga em degrau de 5 N.m (em $t = 2$ s) e 1 N.m (em $t = 3$ s). Em seguida a rotação passa de 1800 rpm para -1800 rpm (de $t = 4$ até $t = 6$ s) seguido de carga em degrau de 5 N.m (em $t = 6.5$ s) e 1 N.m (em $t = 7$ s).

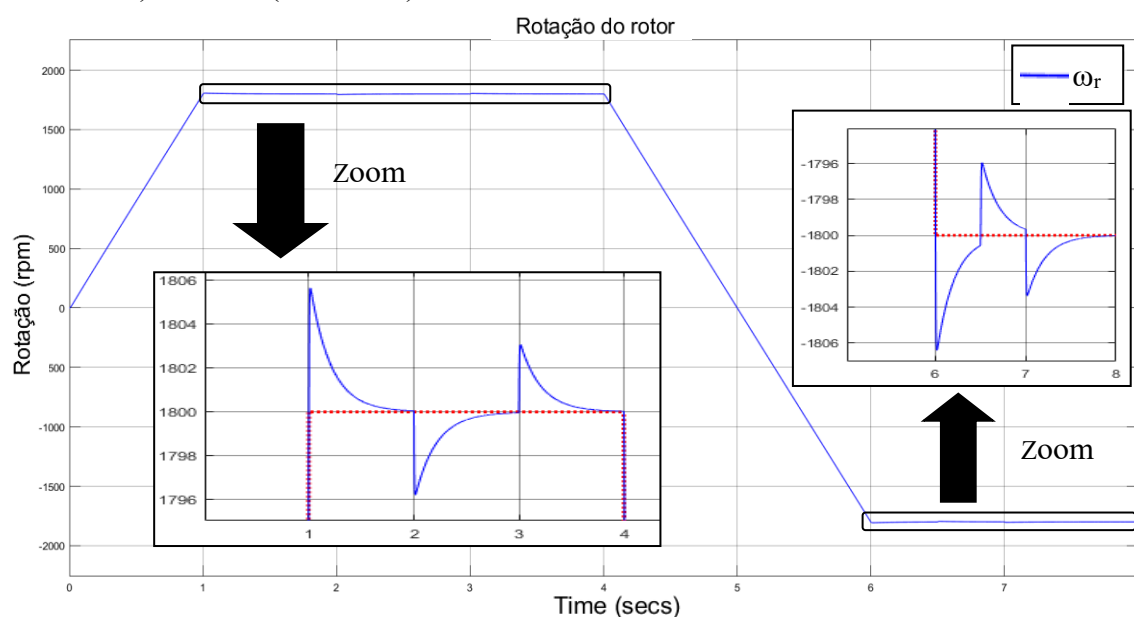


Figura 6.6 - Rotação do rotor (simulação - estratégia de controle proposta).

A Figura 6.8 apresenta o conjugado de carga atuante na simulação e o conjugado eletromagnético para o controle proposto:

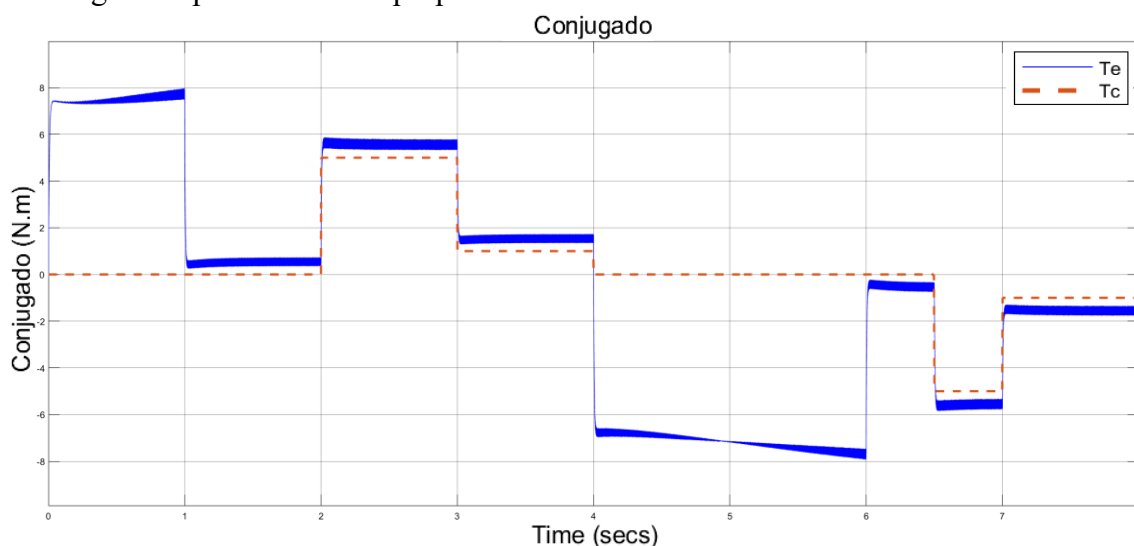


Figura 6.7 - Curva de conjugado eletromagnético (T_e) e de carga (T_c).

De acordo com a imposição do conjugado de carga, há uma resposta para as correntes de eixo direto e em quadratura, conforme ilustra Figura 6.8.

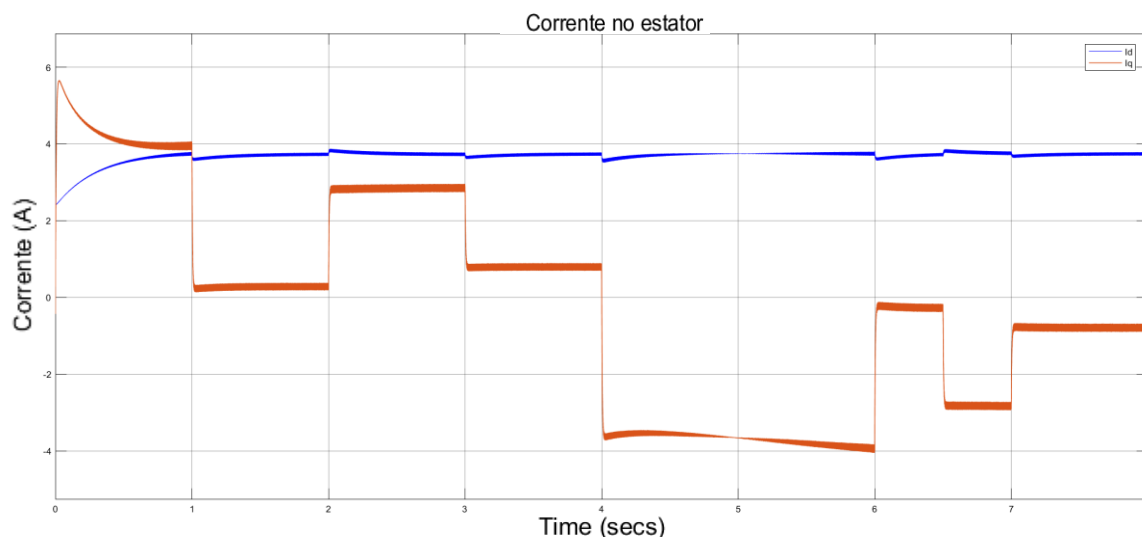


Figura 6.8 - Comportamento das correntes de eixo direto (I_d) e quadratura (I_q).

A corrente de alimentação do motor, no referencial abc é apresentada na Figura 6.9, onde é possível observar o comportamento da amplitude e da frequência de acordo com a variação do conjugado de carga e a inversão em duas das três fases quando a rotação do rotor é invertida.

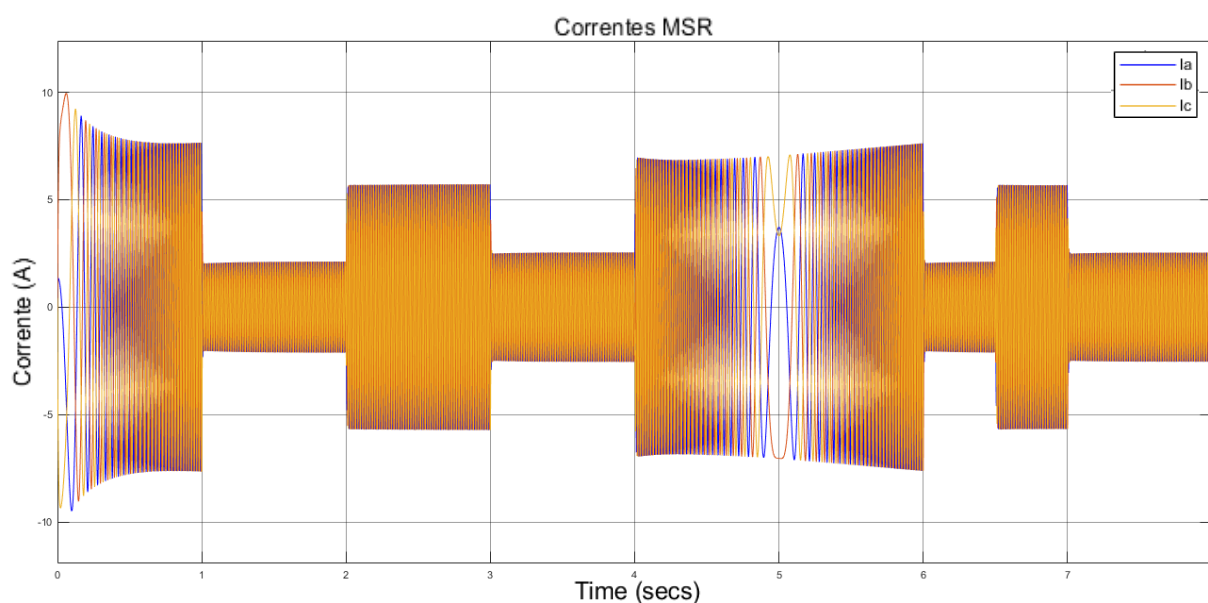


Figura 6.9 - Comportamento das correntes de eixo abc (senoidal).

A forma senoidal das correntes abc podem ser observadas com um zoom para visualização de um menor intervalo de tempo como apresenta a Figura 6.10, onde são apresentados os transitórios de corrente no instante de 2 segundos (a) e 3 segundos (b), onde o conjugado de carga sofre um degrau com velocidade positiva.

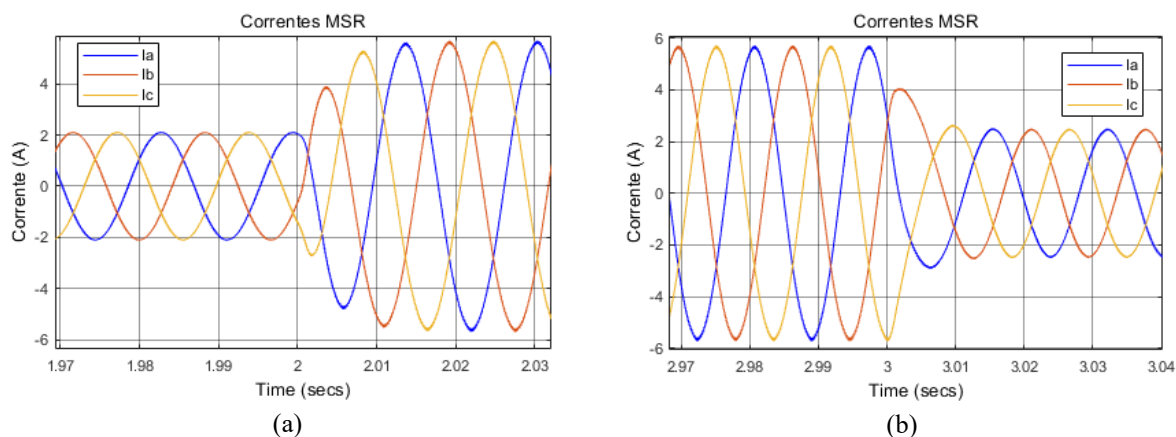


Figura 6.10 - Variações nas correntes do MSR no instante de tempo de 2 s (a) e 3 s (b).

No intervalo de tempo de 4 a 6 segundos a rotação do MSR passa de 1800 rpm para -1800 rpm, e no meio deste intervalo acontece a inversão da rotação, ou seja, mudança de positivo para negativo, e a Figura 6.11 apresenta o transitório para este momento, que ocorre no instante de 5 segundos.

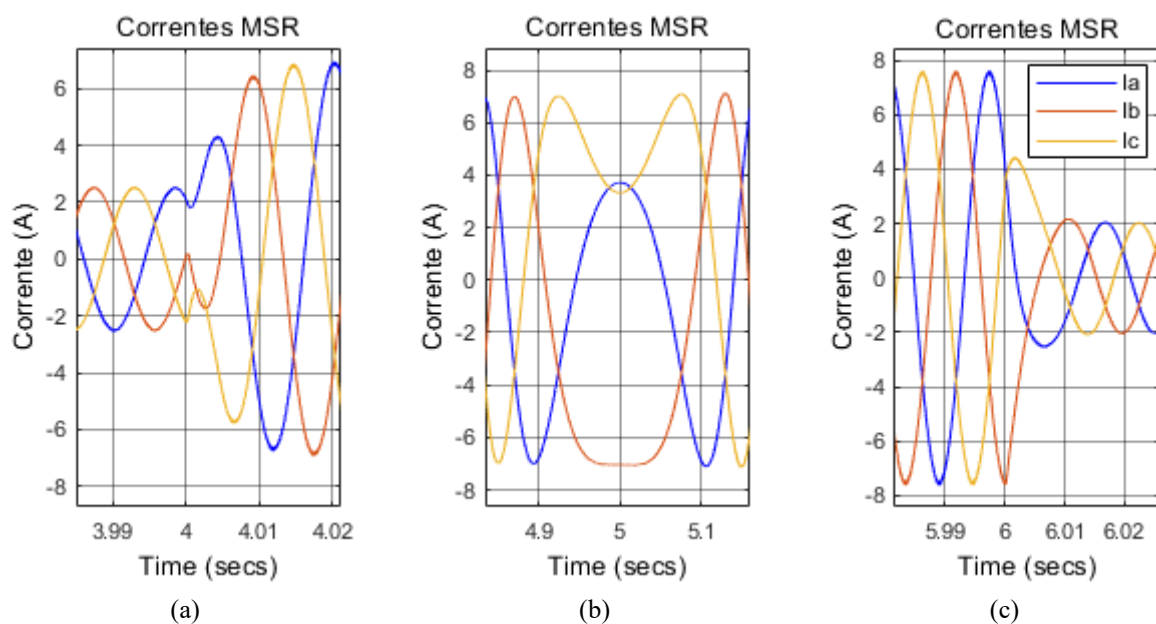


Figura 6.11 - Variações nas correntes do MSR nos instantes de tempo de 4 s (a), 5 s (b) e 6 s (c).

Após os transitórios da inversão de rotação do motor, o conjugado de carga sofre um degrau nos instantes de 6,5 e 7 segundos. A Figura 6.12 apresenta o comportamento das correntes para estes instantes de tempo.

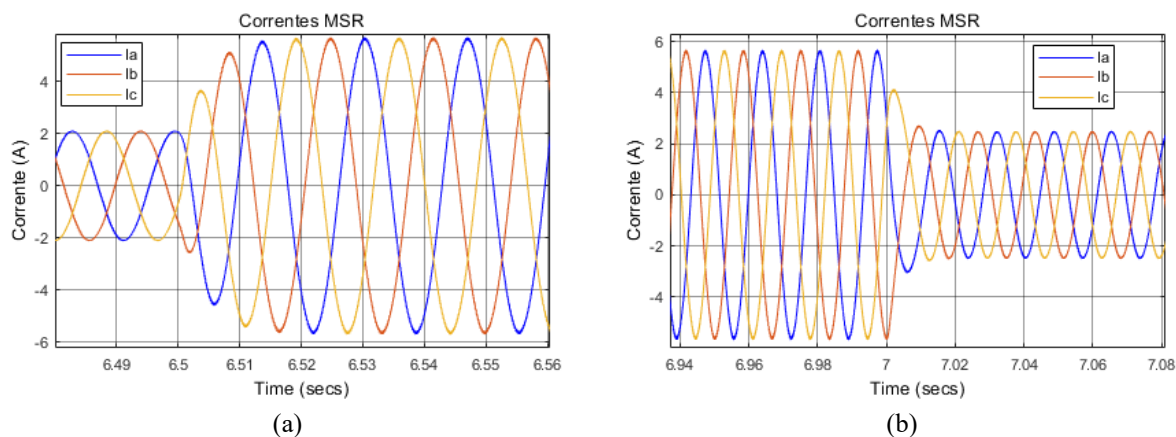


Figura 6.12 - Variações nas correntes do MSR no instante de tempo de 6,5 s (a) e 7 s (b).

O fluxo magnético do motor referente ao acionamento com reversão e conjugado de carga em degrau é apresentado na Figura 6.13.

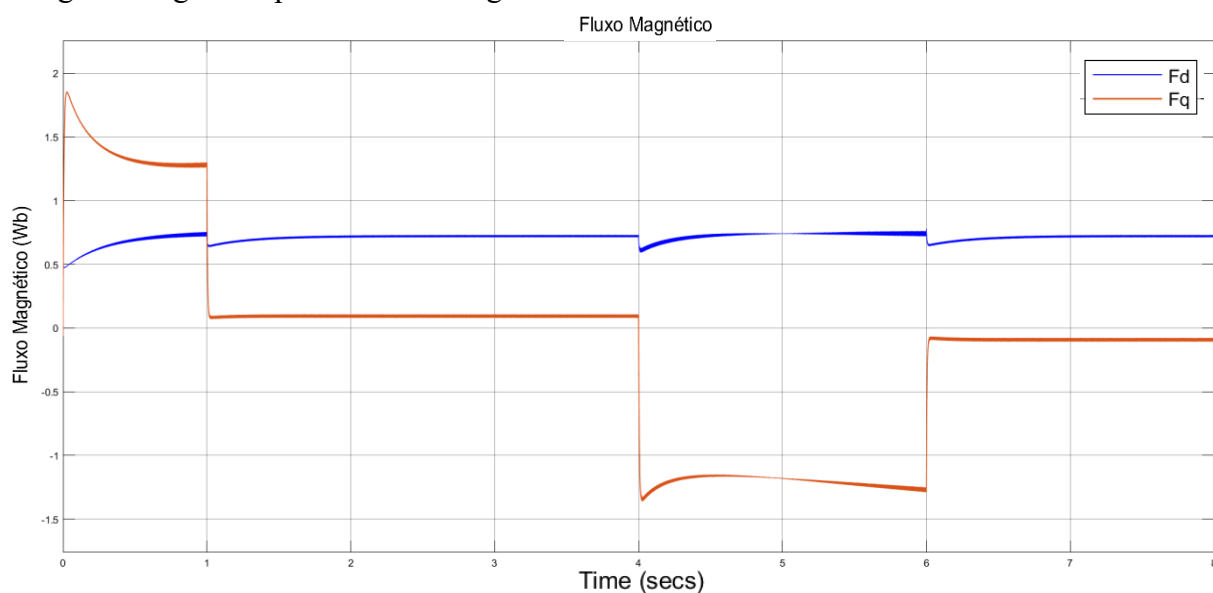


Figura 6.13 - Comportamento do fluxo magnético nos eixos d e q .

O modelo proposto apresenta melhor desempenho que os modelos que deram origem a ele, e os valores comparativos entre eles são apresentados a seguir.

6.4 - COMPARATIVO ENTRE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE VETORIAL

O modelo de controle vetorial proposto (FRRR) é comparado aos controles vetoriais que o antecederam neste item. A Figura 6.14 apresenta o diagrama de bloco da proposta completa.

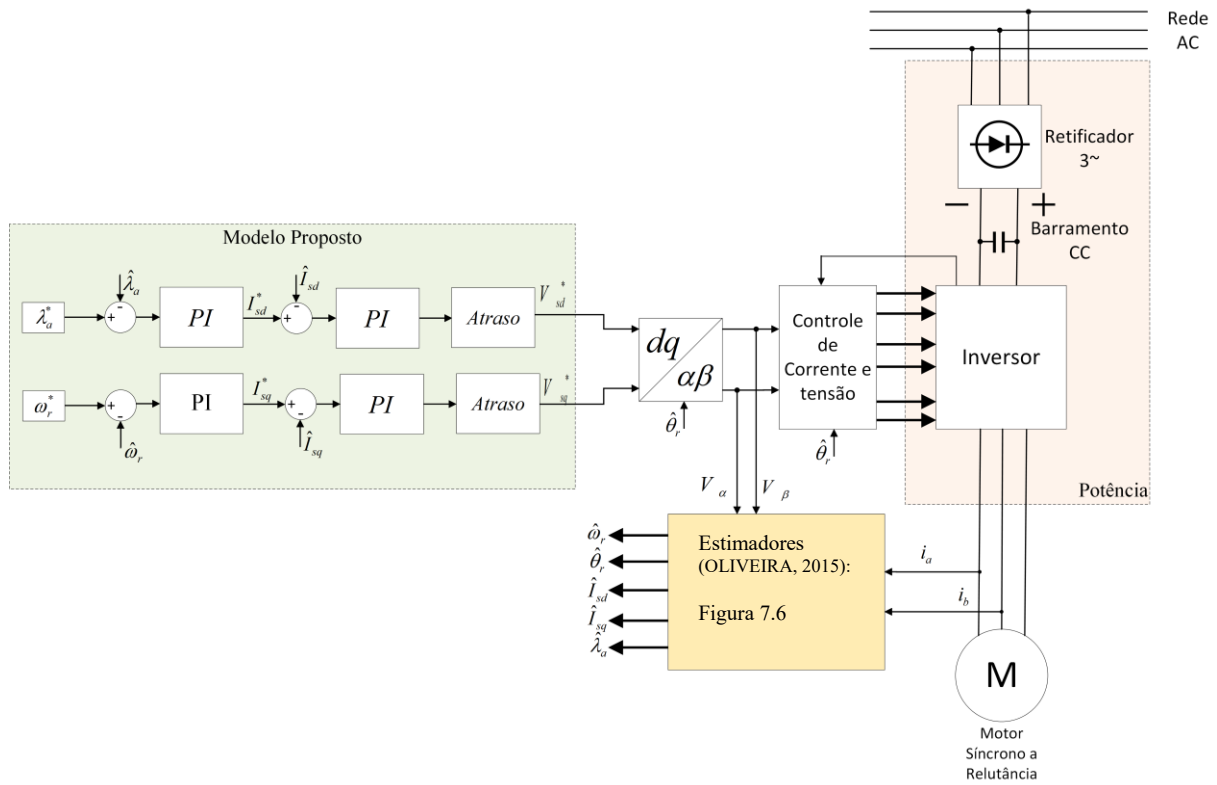


Figura 6.14 - Diagrama de blocos do controle com fluxo de referência de resposta rápida.

A Figura 6.15, apresenta a rotação do rotor com a velocidade de referência para o fluxo ativo, controle de corrente constante no eixo d e a proposta de controle FRRR no instante $t = 2$ s, onde é imposto ao eixo um degrau de conjugado de carga de 5 Nm.

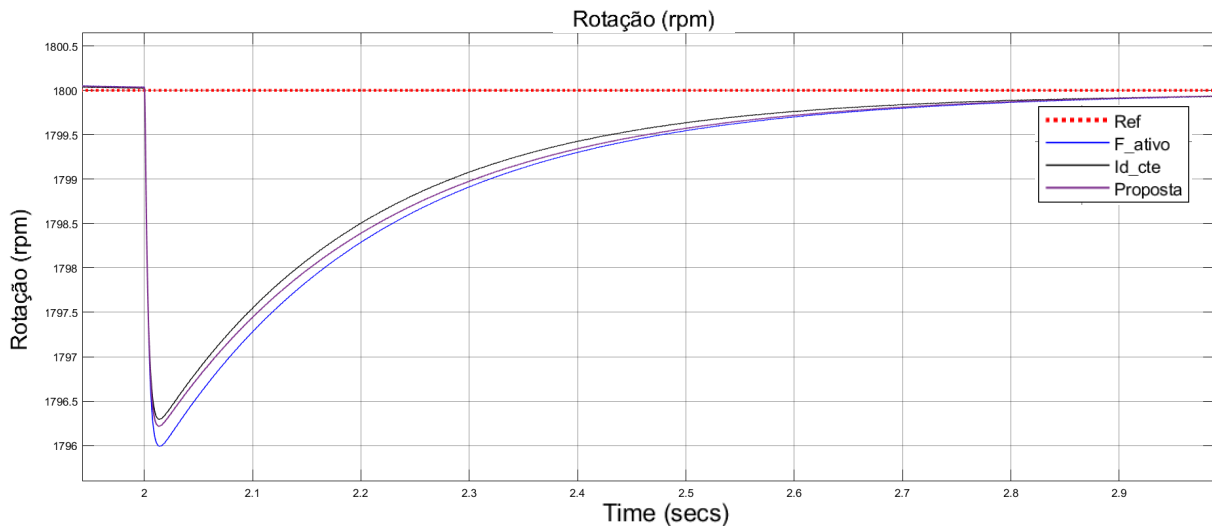


Figura 6.15 - Variação da rotação em resposta ao degrau de carga de 5 N.m no rotor do MSR.

É possível observar que o menor pico de velocidade ocorreu para o controle de corrente constante no eixo d e o maior para o fluxo ativo, ficando o modelo proposto intermediário. Devido à redução de cálculos do modelo proposto, tem-se uma pequena redução no tempo de resposta do controle em relação ao modelo de fluxo ativo, em relação ao

retorno para a rotação nominal. Em relação a corrente constante no eixo d a vantagem da proposta está em manter o fluxo constante, fato que não ocorre na corrente de eixo constante ou máximo torque por ampere. A resposta é similar ao reduzir-se o conjugado de carga de 5 N.m para 1 N.m, conforme apresentado na Figura 6.16.

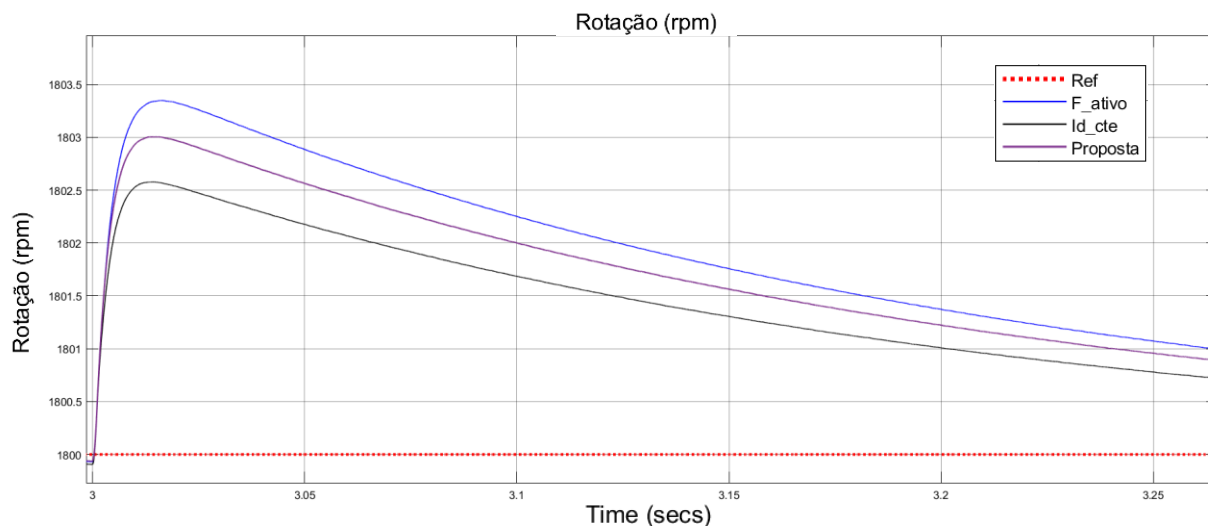


Figura 6.16 - Variação da rotação em resposta à variação de carga de 5 N.m para 1 N.m no rotor do MSR.

Em relação a resposta de conjugado eletromagnético, no mesmo instante ($t = 2s$), as três estratégias ficaram muito próximas, de modo a não ser possível com uma pequena aproximação apenas, diferenciá-las (Figura 6.17).

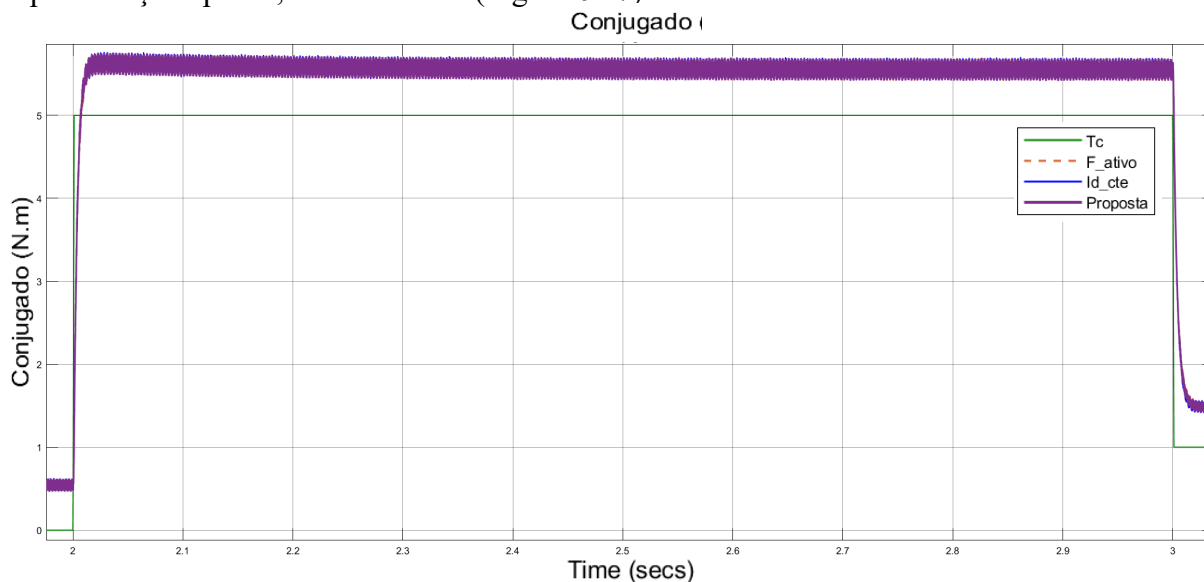


Figura 6.17 - Aproximação da curva do conjugado de carga do rotor no instante do degrau aplicado.

De acordo com os resultados acima, é possível constatar que o modelo proposto apresenta uma resposta ao degrau mais rápida que o modelo de fluxo ativo a um custo computacional menor que o mesmo, pela simplificação dos cálculos da corrente de eixo q . E a vantagem em relação ao modelo de corrente constante no eixo d se dá pois no modelo

proposto o fluxo magnético é analisado vetorialmente, de forma que o controle proposto é um modelo de controle vetorial propriamente dito.

6.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO MSR *SENSORLESS* COM CONTROLE VETORIAL

O *drive* construído apresenta a estratégia de controle vetorial de Fluxo de Referência de Resposta Rápida para acionamento e controle do MSR de segunda geração, sem gaiola. Os resultados alcançados validam os testes computacionais já apresentados.

Devido a limitação da bancada de testes utilizadas, obteve-se somente a medição instantânea do conjugado e das correntes de alimentação do MSR, a rotação foi medida fora da instrumentação da bancada por meio de um tacômetro digital, que garantiu que o mesmo se manteve síncrono durante os ensaios, ou seja, em 1800 rpm.

Inicialmente, um ensaio de carga máxima foi realizado, onde para o MSR sem controle vetorial foi alcançado o valor de 6,5 Nm. Para este teste de carga máxima em degrau de carga, foi obtido um conjugado de 9,5 Nm utilizando o drive com controle vetorial, conforme apresenta a Figura 6.18.

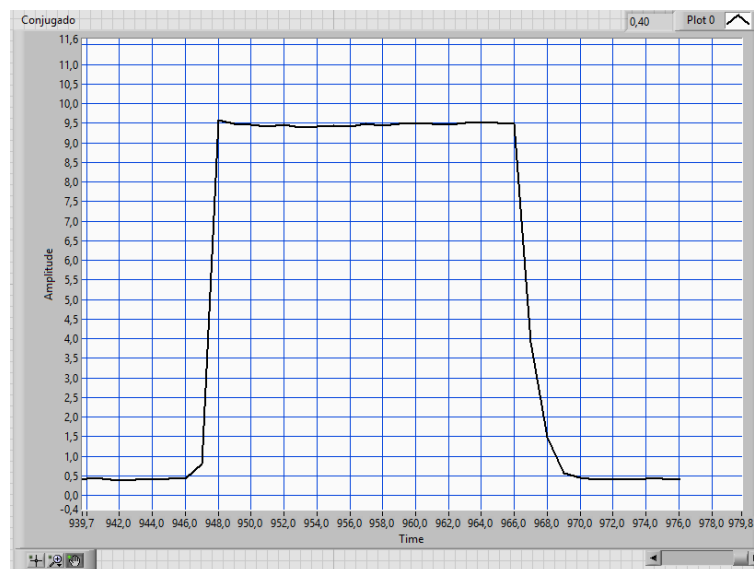


Figura 6.18 - Degrau de conjugado utilizando controle vetorial (FRRR).

As curvas das correntes para o degrau de carga aplicado no MSR são obtidas pelo osciloscópio digital, que gerou uma tabela com os pontos medidos, os quais são utilizados para comparação com os mesmos parâmetros simulados, conforme apresenta a Figura 6.19.

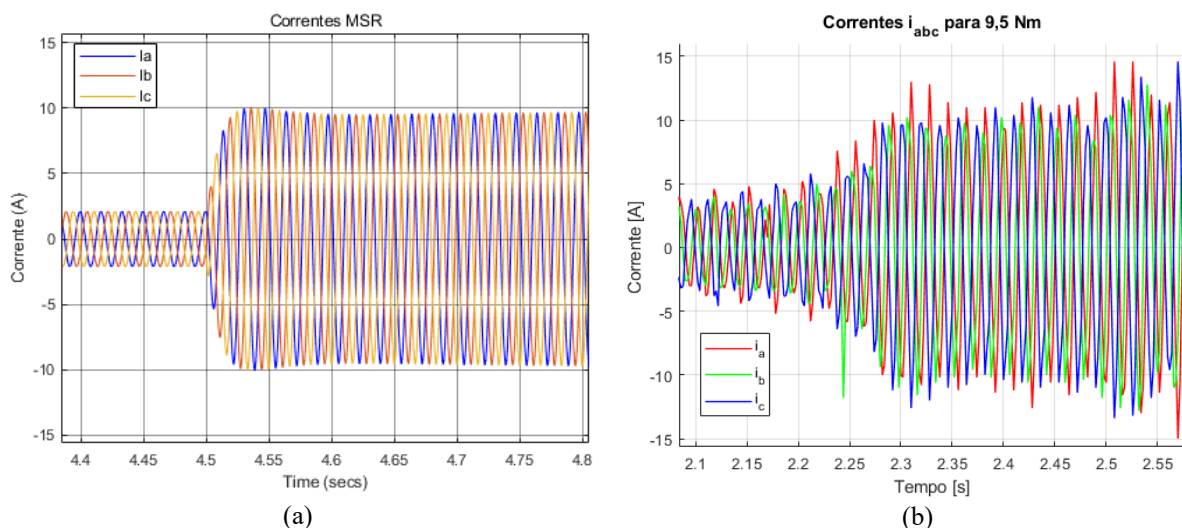


Figura 6.19 - Correntes de alimentação do MSR com controle vetorial (a) simulado e (b) medido com no instante do degrau de carga de 9,5 Nm.

A Figura 6.19 (a) apresenta a simulação do MSR com controle vetorial no instante do degrau de conjugado de carga de 9,5 Nm, onde é possível observar que o valor médio da amplitude de corrente está em torno de 9,8 A. Já a Figura 6.19 (b) apresenta o MSR nas mesmas condições, porém medido experimentalmente. É possível observar que, o valor médio para a amplitude da corrente está em torno de 10,2 A. Com isso a diferença entre o valor medido e simulado fica abaixo de 5%.

Para constatação deste desempenho, também foram obtidos os resultados para um degrau de carga próximo à metade da carga máxima ensaiada, no valor de 4,5 Nm. A Figura 6.20 apresenta as curvas obtidas na simulação e na medição em banca.

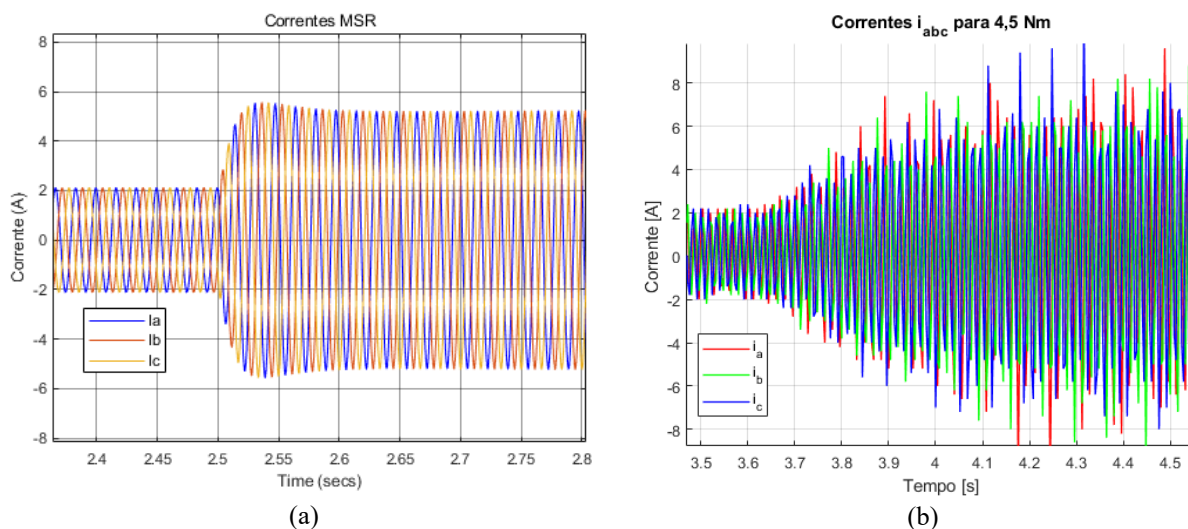


Figura 6.20 - Correntes de alimentação do MSR com controle vetorial (a) simulado e (b) medido com no instante do degrau de carga de 4,5 Nm.

A Figura 6.20 (a) apresenta a curva de corrente para um degrau de conjugado de 4,5 N.m simulado, onde o valor médio da amplitude está em 5,2 A, nestas mesmas condições, a

Figura 6.20 (b) apresenta a curva medida, no qual o valor médio da amplitude está em torno de 5,7 A, o que resulta em uma diferença de 10% entre o valor medido e o valor simulado. Acredita-se que essa diferença se deve ao nível de ruído existente no sistema de medição, aos picos de corrente que o controle impõe para uma resposta mais rápida e a alta frequência de chaveamento da parte inversora do *drive*.

No estudo da qualidade da rede utilizando o *drive* proposto, o fator de potência foi medido com o MSR operando a vazio, no qual apresentou igual a 0,41 ($\cos\phi = 0,41$) e com carga, o valor obtido para o fator de potência foi de 0,58 ($\cos\phi = 0,58$). Estes valores apresentam resultados superiores aos máximos estimados anteriormente para o mesmo motor operando em malha aberta. A Figura 6.21 apresenta o gráfico de máximo fator de potência ($\cos\phi_{\max}$) apresentado por Betz et al, (1993), e os resultados obtidos com o controlador, que ficaram acima do esperado no gráfico.

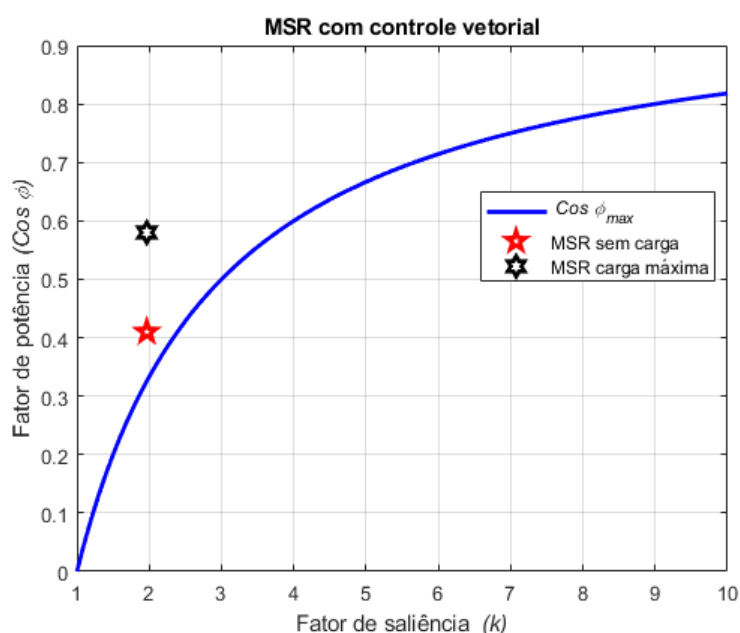


Figura 6.21 - Fator de potência do MSR medido na entrada do *drive* com controle vetorial.

6.6 - CONCLUSÃO

Os resultados obtidos computacionalmente serviram de base para a construção do protótipo do *drive* de acionamento e controle do MSR.

Com a comparação entre as estratégias de controle vetorial apresentadas computacionalmente, é possível observar que a estratégia de controle proposta FRRR apresenta melhor custo benefício em relação aos modelos que deram origem ao mesmo, sendo

assim, optou-se pela implementação desta técnica para as análises e testes em bancada para se validar os resultados computacionais.

Os resultados obtidos demonstram uma diferença de 4,7% entre o valor simulado e o valor medido para o MSR operando em carga máxima e uma diferença de 10% para o mesmo operando com carga de 4,5 Nm. O fator de potência também foi medido e os valores obtidos para o MSR com e sem carga no eixo foram superiores aos estimados pela literatura para o fator de potência obtido pelo motor.

CAPÍTULO 7- CONCLUSÃO

As conclusões referentes aos resultados obtidos neste trabalho com os motores síncronos a relutância e *drive* de acionamento e controle são apresentados neste capítulo. Comentários pertinentes aos resultados alcançados nas simulações e experimentais para os protótipos utilizados para a obtenção dos principais parâmetros dos motores de primeira e segunda geração, além do *drive* proposto para acionamento do MSR com técnicas de controle vetorial.

7.1 - ANÁLISE COMPUTACIONAL DO MSR

As equações mecânicas e elétricas que estabelecem o modelo matemático do MSR são apresentadas juntamente com a análise dinâmica do estado transitório até o regime permanente. Os resultados obtidos em simulação foram realizados no ambiente *MatLab/Simulink*® onde foi analisado o modelo matemático a fim de se verificar o comportamento do MSR como motor síncrono.

Nas simulações em malha aberta, o MSR de primeira geração com gaiola respondeu conforme o esperado para um motor com gaiola de partida com a primeira equação de conjugado eletromagnético, que não leva em consideração o ângulo de carga. Já o MSR de segunda geração, para corresponder a realidade, é preciso utilizar a equação de conjugado eletromagnético que leva em conta o ângulo de carga, com isso, por não possuir gaiola, o acionamento só funciona com rampa de partida (frequência iniciando em 0 Hz até 60 Hz em um determinado intervalo de tempo).

Com o auxílio de um *software* de elementos finitos (FEMM 2D), é possível analisar o comportado do fluxo magnético no rotor de segunda geração (transversalmente laminado) sem gaiola de partida. Os resultados obtidos possibilitaram a definição da posição ideal para o corte da chaveta no centro da lâmina, responsável por impedir o deslizamento da lâmina no eixo e para os furos na lâmina do rotor, utilizados para a colocação de parafusos de fixação das mesmas na montagem do rotor.

7.2 - MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA DE PRIMEIRA GERAÇÃO

A construção deste modelo se dá a partir de modificações no rotor de um motor de indução trifásico (MIT), inserindo cortes no rotor de acordo com a quantidade de polos do estator de forma a transformar o rotor liso do MIT em um rotor de polos salientes.

O motor ensaiado de primeira geração com gaiola apresenta velocidade síncrona com acionamento semelhante ao motor de indução. No que diz respeito à modelagem matemática do motor, o mesmo se mantém em velocidade síncrona com e sem conjugado de carga.

É possível acionar este tipo de MSR ligando-o diretamente a rede elétrica trifásica, devido a gaiola, o mesmo consegue a velocidade síncrona quando parte sem carga acoplada ao eixo. Com o uso de um conversor de frequência convencional (“inversor comercial”) na função escalar e vetorial, também é possível acionar o motor, que com acionamento em rampa (frequência partindo de 0 para 60 Hz) com tempo mínimo de 1 s (um segundo), é possível acioná-lo com carga acoplada no eixo. Também é possível realizar este acionamento com o conversor com controle vetorial para o MIT, que foi capaz de controlar o MSR com e sem carga no eixo.

As equações mecânicas e elétricas que estabelecem o modelo matemático do MSR são apresentadas juntamente com a análise dinâmica do estado transitório até o regime permanente. Os resultados obtidos em simulação são realizados no ambiente *MatLab/Simulink*® onde é analisado o modelo matemático a fim de se verificar o comportamento do MSR como motor síncrono.

7.3 - MOTOR SÍNCRONO A RELUTÂNCIA DE SEGUNDA GERAÇÃO

Para o MSR de segunda geração (sem gaiola de partida) apresentado, houve a necessidade de levar em conta o ângulo de carga em seu modelo matemático para que a simulação se comportasse de modo semelhante ao motor síncrono real. As equações mecânicas e elétricas que estabelecem o modelo matemático do MSR são as mesmas utilizadas para o MSR de primeira geração. Exceto a obtenção do conjugado eletromagnético que é necessária a utilização do ângulo de carga.

O MSR de segunda geração, transversalmente laminado, sem gaiola de partida é analisado na mesma plataforma computacional do MSR de primeira geração e em seguida foram analisados os caminhos percorridos pelo fluxo magnético na lâmina do rotor. Os

resultados obtidos possibilitaram a definição da posição ideal para os furos na lâmina do rotor, utilizados para a colocação dos parafusos de fixação das mesmas ao rotor.

Com a construção do protótipo de segunda geração sem gaiola de partida, observa-se o comportamento síncrono do motor, onde o mesmo se manteve a velocidade síncrona mesmo após a colocação de carga em seu eixo (de 6,5 N.m) com acionamento em malha aberta (controle escalar).

7.4 - *DRIVE* DE ACIONAMENTO E CONTROLE DO MSR

O conversor vetorial *sensorless* comercial não foi capaz de acionar de forma correta este MSR de segunda geração, porque alguns parâmetros necessários para seu correto funcionamento não estão acessíveis ao usuário para configuração, porém o conversor escalar (V/f linear) acionou-o de forma eficiente com e sem carga acoplada ao eixo.

Após análise dos modelos de controles vetoriais disponíveis na literatura, é proposta uma nova técnica chamada de controle vetorial de Fluxo de Referência de Rápida Resposta (FRRR), no qual apresenta o desempenho semelhante ao fluxo ativo, porém a um custo computacional menor, o que lhe permite uma resposta mais rápida em relação ao controle vetorial que analisa o fluxo do motor.

Um protótipo de *drive* é construído e os resultados práticos obtidos são comparados com os resultados simulados, referentes ao acionamento e controle do MSR de segunda geração, sem gaiola e os valores obtidos com o mesmo operando em malha aberta. Os valores para as correntes de alimentação do MSR ficaram com 4,7% de diferença entre o simulado e o medido operando com carga máxima de 9,5 N.m. O fator de potência também é melhorado, ficando acima do esperado para fator de potência máxima estimado e apresentado graficamente.

O conjugado máximo em malha aberta foi de 6,5 Nm, enquanto que com o controle vetorial esse valor subiu para 9,5 Nm, representando um ganho de conjugado de aproximadamente 47%.

Com o MSR operando com controle vetorial, obteve-se um desempenho melhor que o motor de indução em diversos pontos, como velocidade síncrona, ou seja, 1800 rpm com carga de 9,5 N.m (ambos apresentaram carga máxima de 9,5 N.m, porém o MIT apresentou 1730 rpm), sendo a carga nominal do MIT de 7,8 N.m. O MSR apresentou também menor corrente de operação, comparado ao MIT.

7.5 - SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

De posse dos resultados alcançados neste trabalho, é possível sugerir trabalhos futuros referentes a continuidade mais abrangente em relação ao desenvolvimento de motores mais eficientes e a observação dos mesmos para diferentes estratégias de controle. Dentre as sugestões destacam-se:

- Projeto e construção de MSR's com diferentes dimensões de barreiras de fluxo para comparação de desempenho com o modelo já construído;
 - Construção de MSR's com auxílio de ímã permanente para comparação com o MSR construído;
 - Construção de *drives* de acionamento com técnicas vetoriais diferentes da apresentada para comparação de desempenho;
-

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABB, “DTC: A motor control technique for all seasons”. White paper, disponível em <<http://new.abb.com/drives/dtc>> último acesso em 28/12/2015.
- Andrade, D. A.; “Dynamic Control of Inverter-fed Cage Induction Motors”. Tese de Doutorado, The University of Leeds – Electronic & Electrical Engineering Department, abril de 1994.
- Araújo, M. J.; “Estado da Arte do Acionamento de Máquinas Elétricas”. CEFET da Bahia – Departamento de Tecnologia em Eletro-eletrônica. Disponível em: http://www.dee.eng.ufba.br/home/simas/Tema01_AcionamMaqInduc.pdf - Último acesso em 28/12/2016.
- Augusto Jr, N.; Amorin Filho, T. M.; “Motores Trifásicos De Indução”. Disponível em: <http://ec2-107-21-65-169.compute-1.amazonaws.com/content/ABAAAAdsYAK/motores-inducao>, último acesso em 19/08/2014.
- Barbi, I.; “Teoria Fundamental do Motor de Indução”. Disponível em: <http://ivobarbi.com/novo/wp-content/uploads/2015/07/TeoriaFundamentaldoMotordeInducao.pdf> - último acesso em: 20/12/2016.
- Betz, R. E.; Lagerquist, R.; Jovanovic, M.; Miller, T. J. E.; Middleton, R. H.; “Control of synchronous reluctance machines”. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, no. 6, pp. 1110 - 1122, 1993 - <https://doi.org/10.1109/28.259721>.
- Boglietti, A.; Cavagnino, A. Pastorelli, M.; Vagati, A.; “Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance”. in Conf. Rec. 40th IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 1, pp. 474 - 479, Oct. 2005 - <https://doi.org/10.1109/IAS.2005.1518350>.
- Boldea, I.; Nasar, S. A.; “Emerging electric machines with axially laminated anisotropic rotors: a review”, Elect. Mach. Power Syst., vol. 19, pp. 673 - 703, 1991 - <https://doi.org/10.1080/07313569108909557>.
- Boldea, I.; Fu, Z. X.; Nasar, S. A. “Performance evaluation of axially laminated anisotropic (ALA) rotor reluctance synchronous motors”. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, no. 4, pp. 977-985, 1994 - <https://doi.org/10.1109/28.297915>.
- Boldea, I.; Paicu, M. C.; Andreescu, G.; “Active flux concept for motion-sensorless unified AC drives”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, pp. 2612-2618, 2008 - <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2002394>.
- Boldea, I.; Agarlita, S. C.; “The active flux concept for motion-sensorless unified AC drives: A review”. in International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, pp. 1-16., 8-10 de setembro de 2011 - <https://doi.org/10.1109/ACEMP.2011.6490561>.
- Bose, B. L.; “Modern power electronics and AC drives”. ISBN 0-13-016743-6, Prentice Hall, outubro, 2001.
- Cavaleiro, D. E. S.; “Motor síncrono de relutância para sistemas de tração de veículos elétricos”. Dissertação de mestrado, Orientador: Sérgio M. A. Cruz, Faculdade de

-
- Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra, fevereiro de 2015 - <http://hdl.handle.net/10316/40460>.
- Chabu, I. E.; “Contribuição ao Estudo e Projeto dos Motores Síncronos de Relutância”. São Paulo, 1997. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo.
- Chatelain, J.; “Machines électriques, Traité d'Electricité”. Volume X, Presses Polytechniques Romandes, 628p, Lausanne, 1983.
- Choi, Y.-C.; Lee, J.-H.; “Rotor & Stator Design on Torque Ripple Reduction for a Synchronous Reluctance Motor with a Concentrated Winding using RSM”, Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, pp.1216-1221, Oct. 8~11, Seoul, Korea, 2007 - CD-ROM ISBN: 978-89-86510-07-2.
- Cruickshank, A. J. O.; Anderson, A. F. e Menzies, R. W.; “Theory and performance of reluctance motors with axially laminated anisotropic rotors” *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 118, no. 7, pp. 887-894, 1971 - <https://doi.org/10.1049/piee.1971.0173>.
- Cruz, S. M. A.; “Tuning rules for PI controllers in electric drives”; (material da disciplina de acionamentos elétricos) University of Coimbra, 2011.
- FEMM 2D, Finite Element Method Magnetics. Disponível em: <http://www.femm.info/wiki/HomePage>, último acesso em: 01/04/2017.
- Ferraz, C. A. M. D.; “Contribuição Ao Estudo Do Motor Síncrono De Relutância Com Gaiola”. Orientador: Carlos Rodrigues de Souza, Dr.; 148 páginas, Universidade Estadual de Campinas, fevereiro de 2002 - <http://repositorio.unicamp.br/jspui/handle/REPOSIP/261619>.
- Filippo Filho, G.; “Motor de indução”. ISBN: 9788536504483, Ed. Érica, 2013.
- Fitzgerald, A. E.; Kingsley Jr., C.; Umans, S. D.; “Máquinas Elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência”, 6ª ed., 648p, ISBN: 85600310409, Ed. Bookman Companhia, 2006.
- FLUKE, Instrumentos de Medições. Disponível em: <https://www.fluke.com/en/product/electrical-testing/digital-multimeters/fluke-115>. Último acesso em 26/12/2018.
- Fong, W.; Htsui, J. S. C.; “New type of reluctance machine”, *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 117, no. 3, pp. 545-551, 1970 - <https://doi.org/10.1049/piee.1970.0108>.
- Fratta, A.; Vagati, A.; “A reluctance motor drive for high dynamic performance application”. Published in: *IEEE Transactions on Industry Applications* (Volume: 28, Issue: 4, Jul/Aug 1992) - <https://doi.org/10.1109/28.148454>.
- FUGI ELETRIC, Folha de dados do módulo IGBT 6MBI 100S-120, disponível em: <https://datasheet.octopart.com/6MBI100S-120-50-Fuji-datasheet-5439925.pdf>, último acesso em 10/08/2018.
- Guedes, M. V.; “O Motor Síncrono Trifásico: Modelização, análise do funcionamento, utilização”. Núcleo de Estudos de Máquinas Elétricas. Universidade do Porto, 1992. Disponível em: <<http://paginas.fe.up.pt/maquel/meApont2.html>>, último acesso em: 22/01/2016.
-
- _____; “Máquinas Elétricas Síncronas: arranque dos motores síncronos. Faculdade de Engenharia” – Universidade do Porto, 2003. Disponível em: <<http://paginas.fe.up.pt/maquel/meApont2.html>>, último acesso em: 22/01/2016.
-

-
- Guglielmi, P.; Boazzo, B.; Armando, E.; Pellegrino, G.; Vagati, A.; “Permanent-Magnet Minimization in PM-Assisted Synchronous Reluctance Motors for Wide Speed Range”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 31-41, 2013 - <https://doi.org/10.1109/TIA.2012.2229372>.
- Hanamoto, T.; Ghaderi, A.; Harada, M.; Tsuji, T.; “Sensorless speed control of synchronous reluctance motor using a novel flux estimator based on Recursive Fourier Transformation”. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1 - 6, 2009 - <https://doi.org/10.1109/ICIT.2009.4939530>.
- Hassan, S. A.; Osheiba, A. M. F.; Mohameiden, A. L.; “Performance of different types of reluctance motors: experimental comparative study”, *Elec. Mach. Electromech.*, vol. 5, pp. 225-236, 1980. – APUD Lubin, T., 2003 - <https://doi.org/10.1080/07313568008955405>.
- Honsinger, V. B. “The inductances L_d and L_q of reluctance machines”, *IEEE Trans. Power App. syst*, Vol. 90, no. 1, pp. 298-304, 1971 - <https://doi.org/10.1109/TPAS.1971.293005>.
- _____, V.B., “Steady-State Performance of Reluctance Machines”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Volume PAS-90, n.º 1, 305 – 317, 1971 - <https://doi.org/10.1109/TPAS.1971.293006>.
- Holtz, J. “Sensorless control of induction motor drives”. *Proceedings of the IEEE*. Vol. 90, No. 8, pp.: 1359–1394. doi:10.1109/jproc.2002.800726. Agosto de 2002 - <https://doi.org/10.1109/JPROC.2002.800726>.
- ILTEC; “Motor Trifásico e Motor Monofásico. Como Funciona?”. Disponível em: <https://www.iltec.com.br/noticias/motor-trifasico-e-motor-monofasico-como-funciona/> publicado em 13/08/2015. Último acesso em: 01/03/2018.
- Imen, T.; Amor, K.; Oussamal, S.; Abdelkader, C.; Mohamed, B.; “Performance analysis of FOC and DTC for Synchronous Reluctance Motor”. *Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, 2016 17th International Conference on, DOI: 10.1109/STA.2016.7952109, Sousse, Tunisia, 19 a 21 dezembro de 2016 - <https://doi.org/10.1109/STA.2016.7952109>.
- Jeong, Y.-H.; Kim, K.; Kim, Y.-J.; Park, B.-S.; Jung, S.-Y.; “Design characteristics of PMA-SynRM and performance comparison with IPMSM based on numerical analysis”, in *Electrical Machines (ICEM)*, 2012 XXth International Conference on, pp. 164-170, 2012 - <https://doi.org/10.1109/ICEIMach.2012.6349858>.
- Kamper, M. J.; Voischenk, A. F.; “Effects of rotor dimensions and cross magnetisation on L_d and L_q inductances of reluctance synchronous machine with cageless flux barrier rotor”, *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 141, pt. B, no. 4, pp. 213-220, 1993 - <https://doi.org/10.1049/ip-epa:19941261>.
- Kamper, M.J.; Van der Merwe, F.S.; Williamson, S. “Direct finite element design optimisation of the cageless reluctance synchronous machine”. *Energy Conversion, IEEE Transaction on* Volume 11, Issue 3, pp. 547 – 555, Sep 1996 - <https://doi.org/10.1109/60.537006>.
- Kim, K.-S.; Lee, J.-H.; “The Sensorless Vector Control Characteristics Analysis of Synchronous Reluctance Motor Using a Coupled FEM & Preisach Model”. *Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems* 2007
-

-
- (ICEMS), pp. 1210 - 1215, de 8 a 11 de outubro, Seoul, Korea, 2007 - <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2007.383554>.
- Kolehmainen, J.; "Synchronous Reluctance Motor With Form Blocked Rotor". IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 25, No. 2, junho de 2010 - <https://doi.org/10.1109/TEC.2009.2038579>.
- Kosow, I. L.; "Máquinas elétricas e transformadores" [por] Irving L. Kosow: Tradução de Felipe L. Daniello e Percy A. Soares. Porto Alegre, Globo, 1982.
- Kostko, J. K.; "Polyphase reaction synchronous motor", Journal of A.I.E.E., vol. 42, pp. 1162-1168, 1923 - <https://doi.org/10.1109/JoAIEE.1923.6591529>.
- Krause, P. C.; Wasynczuk, O.; Sudhoff, S. D.; "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems". Wiley-IEEE Press, 2nd ed., March 5, 2002 - <https://doi.org/10.1002/9781118524336>.
- Krishnan, R.; "Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control". ISBN: 0130910147, Prentice Hall, 2001.
- Lange, T.; Kerdsup, B.; Weiss, C.; De Doncker, R.W.; "Torque Ripple Reduction In Reluctance Synchronous Machines Using An Asymmetric Rotor Structure". Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 7th IET International Conference on, 8-10 April 2014, Manchester, USA, 2014 - <https://doi.org/10.1049/cp.2014.0426>.
- Lasquelléc, S.; Benkhoris, M. F.; Feliachi, M.; "A Saturated Synchronous Machine Study for the Converter-Machine-Command Set Simulation". Journal de Physique III, EDP Sciences, 7 (11), pp.2239-2249, 1997 - <https://doi.org/10.1051/jp3:1997255>.
- Lawrenson, P. J.; Gupta, S. K.; "Developments in the performance and theory of segmental-rotor reluctance motor", Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 114, no. 5, pp. 645-653, 1967 - <https://doi.org/10.1049/piee.1967.0128>.
- Lendenmann, H.; Moghaddam, R. R.; Tammi, A.; Thand, L-E.; "Os motores do futuro: Motores síncronos de relutância controlados por variadores de velocidade estão a trazer maior eficiência às aplicações industriais.". Discrete Automation and Motion. Disponível em: < <https://new.abb.com/pt> >, último acesso em 03/05/2015.
- Levi, E.; "State-space d-q axis models of saturated salient pole synchronous machines", Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 145, pt. B, no. 3, pp. 206-216, 1998 - <https://doi.org/10.1049/ip-epa:19981786>.
- Lipo, T. A.; "Synchronous Reluctance Machines – A Viable Alternative for AC Drives?". Electric Machines and Power Systems, 19:659-671, 1991 - <https://doi.org/10.1080/07313569108909556>.
- Louis, J. -P; "Control of Non-Conventional Synchronous Motors", 1st ed., Wiley-ISTE, Great Britain and the United States, 2012 - <https://doi.org/10.1002/9781118603208>.
- Lubin, T.; Razik, H.; Rezzoug, A. "Magnetic Saturation Effects on the Control of a Synchronous Reluctance Machine". IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 17, NO. 3, SEPTEMBER 2002 - <https://doi.org/10.1109/TEC.2002.801731>.
- Lubin, T.; "Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable. Prise en compte de la saturation magnétique". Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique, 2003 - <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01147847>.
-

- Martins, C. E. G.; “Motores Síncronos De Relutância Com Barreiras De Fluxo E Partida Assíncrona”. Orientador: Patrick Kuo-Peng, Dr., 109 páginas, Universidade Federal de Santa Catarina, agosto de 2003 - <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/85304>.
- Mascheroni, J. M.; Lichtblau, M.; Gerardi, D.; WEG Automação. “Guia de Aplicação de Inversores de Frequência”, 2ª ed., WEG AUTOMAÇÃO, Jaraguá do Sul - SC Mod. 899.05/11.2004 – www.weg.com.br.
- Matsuo, T. e Lipo, T. A.; “Field Oriented Control of Synchronous Reluctance Machine”. Research Report 93-23, University of Wisconsin-Madison, maio de 1993 - <https://doi.org/10.1109/PESC.1993.471965>.
- Matsuo, T. e Lipo, T. A.; “Rotor design optimization of synchronous reluctance machine” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 9, no. 2, pp. 359-365, 1994 - <https://doi.org/10.1109/60.300136>.
- Matsuo, T.; El-Antably, A.; Lipo, T. A.; “A new control strategy for optimum-efficiency operation of a synchronous reluctance motor,” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 33, no. 5, pp. 1146-1153, 1997 - <https://doi.org/10.1109/28.633790>.
- MECATRÔNICA ATUAL. “Controle de Velocidade e Torque de Motores Trifásicos”. nº8, 2003. Disponível em: https://docs.google.com/document/d/1fKU5CxktkaCMORBE4L0x1ib8xZX_S0qidAamLRSQKZo/edit. Último acesso em 03 de janeiro de 2016.
- Miller, T. J. E.; “Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives: Monographs In Electrical And Electronic Engineering No. 21”. Clarendon Press • Oxford, 1989 - ISBN-13: 978-0198593690.
- Naghibian, M. M.; “A Maximum Torque per Ampere Vector Control for Synchronous Reluctance Machine Considering Saturation and Cross-Coupling Effect”. Dissertação de mestrado, Stockholm University, Suécia, maio de 2007 - <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.620.981&rep=rep1&type=pdf>.
- Oliveira, Á. M. S.; “Controlo de um motor síncrono de relutância sem sensor de posição”, Dissertação de mestrado, Orientador: Sérgio Manuel Ângelo da Cruz, Universidade de Coimbra, janeiro, 2015. Disponível em <http://hdl.handle.net/10316/40473> (último acesso em 10/01/2018).
- Özçelik, N. G.; Doğru, U. E.; Gedik, H.; İmeryüz, M.; Ergene, L. T.; “A Multi-parameter Analysis for Rotor Design of Synchronous Reluctance Motors”. 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 664-670, 2016 - <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2016.7732597>.
- Portal Brasil, “Aneel estimula troca de motores elétricos para promover eficiência energética” publicado em 03/11/2015, <https://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2015/11/aneel-estimula-troca-de-motores-eletricos-para-promover-eficiencia-energetica> último acesso em 22/03/2018.
- Pyrhönen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcová, V.; “Design of rotating electrical machines”. Ed. 1, pp. 538, ISBN: 978-0-470-69516-6, Editora John Wiley & Sons, fevereiro de 2009.
- Pyrhönen, J.; Hrabovcová, V.; Semken, R. S.; “Electrical Machine Drives Control: An Introduction”. ISBN 9781119260448 Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, 2016 - <https://doi.org/10.1002/9781119260479>.

-
- Ranconi Jr., I. A.; “Controle Vetorial (Fasorial) De Um Motor Assíncrono Trifásico Usando DSP’S”. Periódico: LIBERATO, v. 7, n. 7, 2006.
- RENESAS ELECTRONICS CORPORATION. “Sensorless Vector Control of Three-Phase Permanent Magnet Synchronous”. Março de 2009. Disponível em: <https://www.renesas.com/pt-br/doc/products/mpumcu/apn/003/reu05b0103_sh2ap.pdf>. Acesso em 05 nov. 2016.
- SENAI - Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial. “Filosofia de Controle Vetorial”. Escola SENAI “Mariano Ferraz”, São Paulo, 2009.
- SPECTRUM DIGITAL, “Technical Reference: eZdspTM F28335” Rev. C, novembro de 2007. Disponível em <http://c2000.spectrumdigital.com/ezf28335/docs/ezdspf28335c_techref.pdf> último acesso em janeiro de 2018.
- Staton, D. A.; Miller, T. J. E.; Wood, S. E.; “Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor”. Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 140, pt. B, no. 4, pp. 249-259, 1993 - <https://doi.org/10.1049/ip-b.1993.0031>.
- Sul, S. -K.; “Control of Electric Machine Drive Systems”, John Wiley & Sons. New Jersey, 2011 - <https://doi.org/10.1002/9780470876541>.
- SUPPLIER, Folha de dados – Driver DRM100D80A, disponível em: <http://www.supplier.ind.br/produto/drivers-para-igbt-e-mosfet/6/driver-igbt-e-mosfet-duplo-e-isolado-8-a/125> <Último acesso em 07/08/2018>
- Tahi, S.; Ibtouen, R.; Bounekhla, M.; “Design Optimization Of Two Synchronous Reluctance Machine Structures With Maximized Torque And Power Factor”. Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 35, pp. 369-387, 2011 - <https://doi.org/10.2528/PIERB11091101>.
- Tounzi, A.; “Contribution à la commande vectorielle de machine à reluctance variable. Prise en compte de l'amortissement et de la saturation”, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 1993 - <http://www.sudoc.fr/044219504>.
- Vagati, A.; “The synchronous reluctance solution: a new alternative in AC drives”. in Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on, pp. 1-13 vol.1, 1994 - <https://doi.org/10.1109/IECON.1994.397741>.
- _____, A.; Pastorelli, M.; Scapino F.; Franceschini, G.; “Impact of cross saturation in synchronous reluctance motor of the transverse-laminated type”. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, no. 4, pp. 1039-1046, 2000 - <https://doi.org/10.1109/28.855958>.
- _____, A.; Canova, A.; Chiampi, M.; Pastorelli, M.; Repetto, M.; “Design refinement of synchronous reluctance motors through finite-element analysis”. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, no. 4, pp. 1094-1102, 2000 - <https://doi.org/10.1109/28.855965>.
- Vartanian, R.; Deshpande, Y.; Toliyat, H. A.; “Performance analysis of a rare earth magnet based NEMA frame Permanent Magnet assisted Synchronous Reluctance Machine with different magnet type and quantity”. Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International, maio de 2013 - <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2013.6556139>.
- Ventola, L.; “SynRM changes the face of constant torque in extruder applications”. Publicado em 11 de março de 2016. Disponível em < <https://www.abb->
-

conversations.com/2016/03/synrm-changes-the-face-of-constant-torque-in-extruder-applications/?_ga=2.146247025.434219664.1532744170-1613739774.1532744170 >

- Viajante, G. P.; “Gerador a Relutância Variável em Conexão com a Rede Elétrica para Injeção de Potência Ativa”. Orientador: Darizon A. Andrade, Tese (doutorado), Universidade Federal de Uberlândia, setembro de 2013 - <https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/14329>.
- WEG, “Motores Elétricos: Guia de especificação”, disponível em www.weg.net. Último acesso em: 18/08/2015.
- _____, “Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM: Guia Técnico”. Disponível em www.weg.net. Último acesso em: 30/08/2016.
- Wildi, T.; “Electrical Machines, drives and power systems”. 5th ed., ISBN: 0130930830, Indiana, U.S.A.: Prentice Hall, 2002.
- Xu, L.; Yao, J.; “A compensated vector control scheme of a synchronous reluctance motor including saturation and iron losses”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, n. 6, pp.1330 - 1338, 1992 - <https://doi.org/10.1109/28.175285>.
- Xu, L.; Xu, X.; Lipo, T. A.; Novotny, D. W.; “Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss”. Published in: IEEE Transactions on Industry Applications (Volume: 27, Issue: 5, Sep/Oct 1991), <https://doi.org/10.1109/28.90356>.
-

APÊNDICE A - RELAÇÃO DE PRODUTIVIDADE OBTIDA COM O TRABALHO

A.1 - PERIÓDICOS

Alves Dos Santos Junior, Josemar; Alves Andrade, Darizon; Viajante, Ghunter Paulo; Arantes De Freitas, Marcos Antônio; Bernadeli, Victor Regis. “Analysis and Mathematical Modeling Of The Synchronous Reluctance Motor”. **Revista IEEE América Latina**; v.13, p.3820 - 3825, 2015. DOI: [doi:10.1109/tla.2015.7404914].

A.2 - CONFERÊNCIAS

Santos Jr., J. A.; Andrade, D. A.; Viajante, G. P.; Freitas, M. A. A.; Silva, F. S. E.; Bernadeli, V. R. “Mathematical Modeling and Computer Analysis Synchronous Reluctance Motor”. In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (**COBEP/SPEC**), 2015, Fortaleza / CE.

Santos Jr., J. A.; Andrade, D. A.; Viajante, G. P.; Freitas, M. A. A.; Lourenco, G. A.; Souza, W. G.; Moraes Filho, M. J.; Rocha, C. X.; “Análise Matemática E Projeto Do Rotor De Um Motor Síncrono A Relutância”. In: XIV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica - **CEEL XIV, 2016**, Uberlândia / MG.

Santos Jr., J. A.; Souza, W. G.; Andrade, D. A.; Viajante, G. P.; Oliveira, C. A.; Moraes Filho, M. J.; Gomes, L. C.; “Simulação E Verificação Experimental Da Operação De Um Motor Síncrono A Relutância”. In: XXI Congresso Brasileiro de Automática - **CBA2016**, 2016, Vitória / ES.

Santos Jr., J. A.; Andrade, D. A.; Souza, W. G.; Moraes Filho, M. J.; Oliveira, C. A.; Viajante, G. P.; Freitas, M. A. A.; Rocha, C. X.; “Simulation And Experimental Verification Of A Cageless Synchronous Reluctance Motor”. IEEE International Electric Machines & Drives Conference – **IEMDC** – Miami, FL – 21 a 24 de maio, 2017.

Santos Jr., J. A.; Andrade, D. A.; Viajante, G. P.; Freitas, M. A. A.; Souza, W. G.; Moraes Filho, M. J.; Oliveira, C. A.; “Acionamento E Ensaio Dinâmico Do Motor Síncrono A

Relutância”. In: XV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica - **CEEL XV, 2017**, Uberlândia / MG.

Santos Jr. J. A.; Andrade, D. A.; Viajante, G. P.; Freitas, M. A. A.; Sousa, W. G.; Moraes Filho, M. J.; Oliveira, C. A.; Silva, P. H. A. S.; Oliveira, E. M. C. S.; “Construção E Ensaio Dinâmico De Um Motor Síncrono A Relutância Sem Gaiola De Esquilo”. **CBA2018** - XXII Congresso Brasileiro de Automática, a ser realizado de 9 a 12 de setembro de 2018, João Pessoa – PB.

Santos Jr. J. A.; Andrade, D. A.; Freitas, M. A. A.; Viajante, G. P.; Moraes Filho, M. J.; Oliveira, C. A.; Gomes, L. C.; “Análise Comparativa Entre Diferentes Gerações De Motores Síncronos A Relutância”; **XVI CEEL** – Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica – 5 a 9 de novembro de 2018, Uberlândia – MG.

A.3 - PROJETO TÉCNICO

Projeto da Chamada Pública nº 009/2013 Concessão de Bolsas de Doutorado para Docentes. Controle Digital 201300997260161. Título da Proposta: “Construção, Acionamento, Operação E Análise De Desempenho Dinâmico De Um Motor A Relutância Síncrono Aplicado A Cargas Industriais”. Vigência de abril de 2014 a maio de 2016. FAPEG.

APÊNDICE B - PROJETO DO ROTOR TRANSVERSALMENTE LAMINADO

O rotor projetado no subcapítulo 4.2.2 foi construído com cortes transversais em lâminas de aço silício de grãos não orientados de 0,5 mm de espessura para a colocação das barreiras de fluxo, barreiras essas determinadas de forma analítica por *software* de elementos finitos.

B.1 - FATORES DE PROJETO

Alguns fatores de projeto foram definidos baseado na literatura para posterior criação do projeto e análise de desempenho, tais como:

B.1.1 - Número de barreiras de fluxo

O número de barreiras de fluxo influencia diretamente no desempenho do MSR, pois as barreiras de fluxo são diretamente proporcionais aos valores de indutância direta (L_d) e quadratura (L_q) do rotor. Poucas barreiras de fluxo (barreira unitária) não são eficientes para guiar o fluxo pelo rotor quando se objetiva o melhor desempenho, porém a resistência mecânica do rotor é consideravelmente alta.

A medida que se aumenta a quantidade de barreiras de fluxo, e mantendo os caminhos de fluxo com mesma espessura das barreiras de fluxo, melhor direcionado é o fluxo, porém, para rotores de baixa potência, muitas barreiras de fluxo (acima de 4) podem causar pontos de saturação nos caminhos mais finos e baixa resistência mecânica do rotor (ÖZÇELİK *et al.*, 2016).

B.1.2 - Entreferro

O entreferro (distância entre o diâmetro externo do rotor e o diâmetro interno do estator) deve ser o menor possível, para que seja transferido para o rotor o maior fluxo magnético possível gerado no estator, porém este valor deve respeitar as limitações mecânicas de construção do rotor. Neste projeto, foi utilizada uma distância de entreferro 0,5 mm.

B.1.3 - Taxa de isolamento no eixo q

Por definição, esta taxa é a soma das dimensões (largura) das barreiras de fluxo dividida pela soma das dimensões (largura) dos caminhos de fluxo no metal (k_q). Em um rotor feito completamente de metal, sem barreiras de fluxo, este valor é igual a 0 ($k_q = 0$), e onde a largura total das barreiras de fluxo é igual a largura total dos caminhos de fluxo, esta taxa é igual a 1 ($k_q = 1$) (ÖZÇELİK, *et al.*, 2016), (CHOI e LEE, 2007).

$$k_q = \frac{(A_1 + A_2 + A_3)}{(I_1 + I_2 + I_3)} \quad (\text{B.1})$$

Onde A representa as barreiras de fluxo e I os caminhos de fluxo no ferro do rotor, conforme ilustra a Figura B.1.

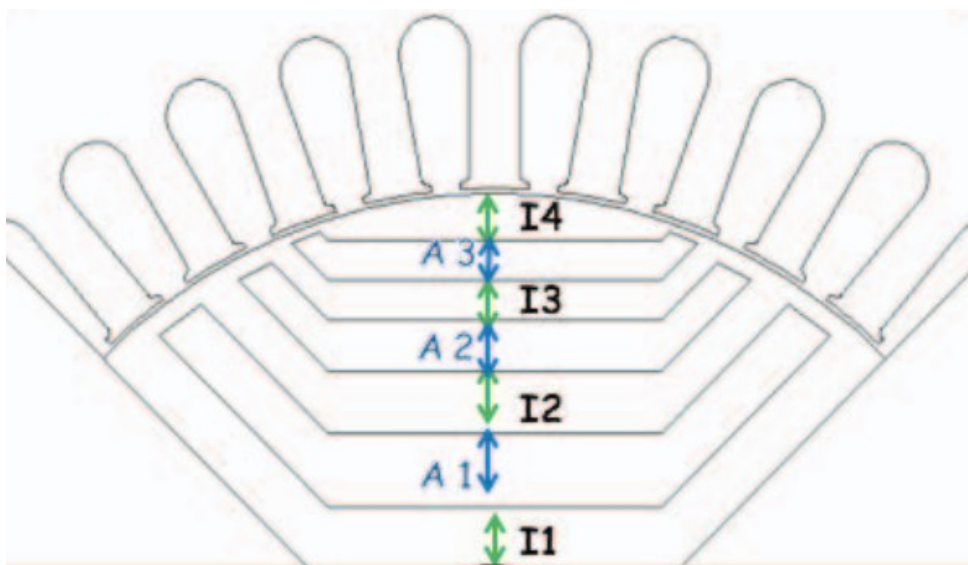


Figura B.1 - Representação das barreiras de fluxo (A) e caminhos de fluxo (I) na lâmina do rotor de um MSR.

B.1.4 - Posicionamento das barreiras de fluxo

Antes de investigar o desempenho dos modelos estudados, foi levado em consideração o posicionamento sugerido pela Figura B.2 para criação dos modelos 1, 2 e 3 (que serão apresentados mais a frente).

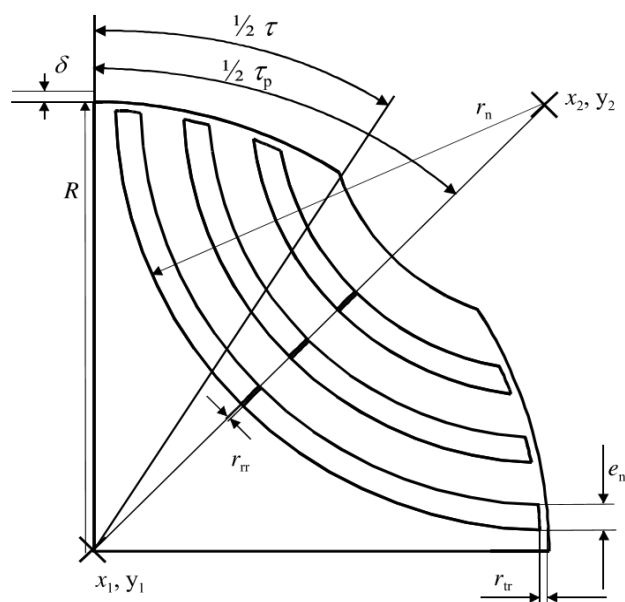


Figura B.2 - Parâmetros investigados para criação do rotor do MSR.

De acordo com a Figura B.2, foram obtidos os parâmetros de acordo com o que é apresentado na Tabela C.1 para o modelo construído (modelo 1 sem ponte entre as barreiras de fluxo e com 3 barreiras por polo).

Tabela C.1 - Parâmetros do rotor do MSR (modelo 1).

Variável	Descrição	Valor
R	Raio do rotor	46 mm
r_n	Enésimo arco do raio	40,5 mm
r_{tr}	Largura da faixa tangencial	1,5 mm
r_{rr}	Largura da ponte entre as barreiras	0 mm
e_n	Largura da barreira de fluxo	3 mm
τ	Vão do polo para o eixo d	48 °
τ_p	Passo do polo para o eixo d	90 °
δ	Largura do entreferro	0,5 mm

B.2 - CONCLUSÃO

De acordo com os modelos analisados, foram considerados os pontos de concentração de fluxo e os caminhos percorridos (pelo fluxo) e também a dimensão física das barreiras de fluxo, por isso, o melhor custo benefício foi constatado no modelo cuja trajetória

do fluxo segue pela lâmina de forma uniforme e que a resistência mecânica do rotor não seja muito comprometida com a inserção das barreiras de fluxo.

Assim, o modelo 1 com 3 barreiras de fluxo e sem ponte entre as barreiras foi o definido para este projeto, no qual ainda foi adicionado o chanfro para chaveta no eixo e os furos para colocação de parafusos de sustentação no empilhamento das lâminas do rotor.

ANEXO A - PARÂMETROS DO MIT W22 PLUS - WEG

A Portaria Interministerial N° 553 estabelece os níveis máximos de consumo específico de energia, ou os níveis mínimos de eficiência energética para motores elétricos trifásicos de indução com rotor gaiola.

A Tabela ANEXO_A.1 apresenta os parâmetros mínimos para o rendimento dos motores W22 Plus produzidos pela WEG.

Tabela ANEXO_A.1 - Rendimentos nominais mínimos

Potência Nominal		Polos			
cv ou HP	kW	2	4	6	8
1,0	0,75	80,0	80,5	80,0	70,0
1,5	1,1	82,5	81,5	77,0	77,0
2,0	1,5	83,5	84,0	83,0	82,5
3,0	2,0	85,0	85,0	83,0	84,0
4,0	3,0	85,0	86,0	85,0	84,5
5,0	3,7	87,5	87,5	87,5	85,5
6,0	4,5	88,0	88,5	87,5	85,5
7,5	5,5	88,5	89,5	88,0	85,5
10	7,5	89,5	89,5	88,5	88,5
12,5	9,2	89,5	90,0	88,5	88,5
15	11	90,2	91,0	90,2	88,5
20	15	90,2	91,0	90,2	89,5
25	18,5	91,0	92,4	91,7	89,5
30	22	91,0	92,4	91,7	91,0
40	30	91,7	93,0	93,0	91,0
50	37	92,4	93,0	93,0	91,7
60	45	93,0	93,6	93,6	91,7
75	55	93,0	94,1	93,6	93,0
100	75	93,6	94,5	94,1	93,0
125	90	94,5	94,5	94,1	93,6
150	110	94,5	95,0	95,0	93,6
175	132	94,7	95,0	95,0	-
200	150	95,0	95,0	95,0	-
250	185	95,4	95,0	-	-

Sempre focada no desenvolvimento de produtos de maior eficiência e de maior confiabilidade para a indústria, a WEG disponibiliza para o mercado a linha W22 que supera os requisitos mínimos da Portaria sobre a eficiência energética. O motor W22 apresenta rendimentos superiores aos padrões do mercado e tem como um dos principais benefícios o rápido retorno do investimento.

A Figura ANEXO_A.1 apresenta a vista explodida do motor W22

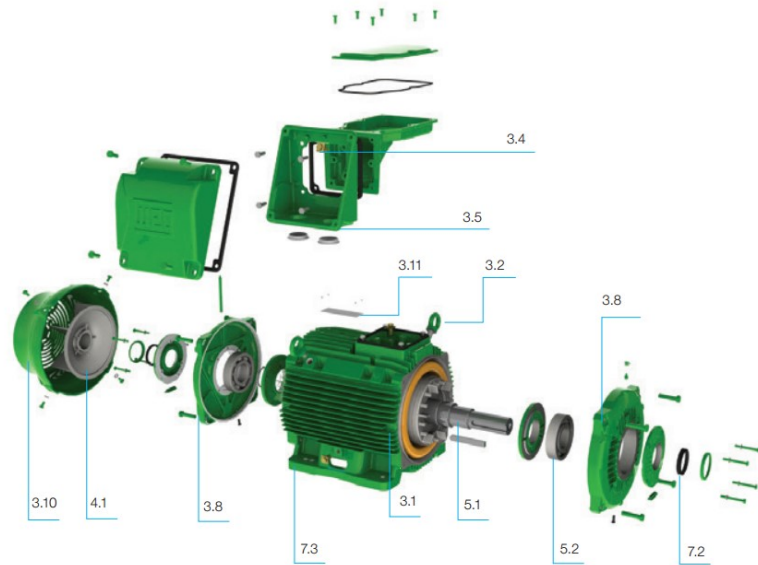


Figura ANEXO_A.1 - Vista explodida do motor de indução trifásico.

Onde de acordo com a numeração da figura acima, tem-se na Tabela ANEXO_A.2 a discriminação de cada parte do motor.

Tabela ANEXO_A.2 - Índice visual.

Item	Componente
3.1	Carcça
3.2	Olhais
3.4	Terminais de aterramento
3.5	Caixa de ligação
3.8	Tampas
3.10	Tampa defletora
3.11	Placa de identificação
4.1	Sistema de ventilação
5.1	Eixo
5.2	Rolamentos
7.2	Vedação
7.3	Pintura

Uma característica do projeto elétrico da linha W22 é que ele foi concebido para fornecer um rendimento praticamente constante na faixa de 75% a 100% da carga nominal. Dessa forma, mesmo que o motor não opere em carga nominal, seu rendimento não sofre alterações consideráveis, o que garante elevados níveis de eficiência energética e menores custos de operação.

A Figura ANEXO_A.2 apresenta o *layout* da placa de identificação utilizada para essa série de motores.

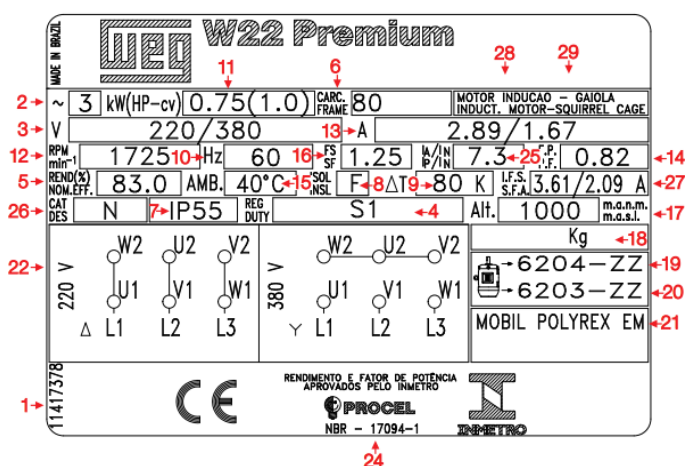


Figura ANEXO_A.2 - Layout da placa de identificação para as carcaças 63 a 132.

Onde o número indicado em vermelho representa:

1. Código do motor
2. Número de fases
3. Tensão nominal de operação
4. Regime de serviço
5. Rendimento
6. Modelo da carcaça
7. Grau de proteção
8. Classe de isolamento
9. Temperatura da classe de isolamento
10. Frequência
11. Potência
12. Rotação nominal por minuto
13. Corrente nominal de operação
14. Fator de potência
15. Temperatura ambiente
16. Fator de serviço
17. Altitude
18. Massa
19. Especificação do rolamento dianteiro e quantidade de graxa
20. Especificação do rolamento traseiro e quantidade de graxa
21. Tipo de graxa utilizada nos rolamentos
22. Esquema de ligação
23. Tempo de relubrificação do motor (em horas)
24. Certificações
25. Relação da corrente de partida/corrente nominal
26. Categoria de conjugado
27. Corrente no fator de serviço
28. Data de fabricação
29. Número de série

Os motores W22 atendem aos níveis de potência sonora da norma ABNT NBR 7565.

A Tabela ANEXO_A.3 exibe os níveis de pressão sonora na escala dB(A) obtidos experimentalmente para os motores W22 em 60 Hz.

Tabela ANEXO_A.3 - Nível de pressão sonora para motores 60 Hz.

Carcaça	IEC 60 Hz			
	Nível de pressão sonora - dB(A)			
	2 Polos	4 Polos	6 Polos	8 Polos
63	56	48	47	-
71	60	47	47	45
80	62	48	47	46
90	68	51	49	47
100	71	54	48	54
112	69	58	52	50
132	72	61	55	52
160	72	64	59	54
180	72	64	59	54
200	76/ 74*	68/ 66*	62	56
225	80/ 79*	70/ 67*	64	60
250	80/ 79*	70/ 68*	64	60
280	81	73	69	63
315S/M	81	75	70	64
355M/L	84	81/ 78*	77	75
355A/B	89	81	77	75

Segue abaixo a Tabela ANEXO_A.4 que informa os dados elétricos para os motores W22.

Tabela ANEXO_A.4 - Dados elétricos motor W22.

Potência		Carcaça	Conjugado Nominal (kgfm)	Corrente com Rotor Bloqueado Ip/In	Conjugado de Partida Cp/Cn	Conjugado Máximo Cmáx/Cn	Momento de Inércia J (kgm²)	Tempo máximo com rotor bloqueado (s)		Massa (kg)	Nível médio de pressão sonora dB(A)	Fator de Serviço	220 V									
													RPM	% de Carga						Corrente Nominal In (A)		
														Rendimento			Fator de Potência					
kW	HP							Quente	Frio					50	75	100	50	75	100			
IV polos																						
0,12	0,16	63	0,068	4,6	2,5	3,1	0,0004	37	81	6,2	48	1,15	1715	53,0	60,0	64,0	0,44	0,55	0,64	0,769		
0,18	0,25	63	0,103	4,7	2,4	2,9	0,0006	30	66	7,2	48	1,15	1705	57,0	64,0	68,0	0,47	0,59	0,68	1,02		
0,25	0,33	63	0,143	5,0	2,6	3	0,0007	25	55	8,2	48	1,15	1705	62,0	68,0	70,0	0,47	0,60	0,69	1,36		
0,37	0,5	71	0,215	4,6	2,4	2,5	0,0007	35	77	8,0	47	1,15	1680	68,0	71,0	72,0	0,50	0,63	0,72	1,87		
0,55	0,75	71	0,319	5,1	2,9	2,9	0,0008	31	68	11,5	47	1,15	1680	71,0	74,5	75,5	0,50	0,63	0,72	2,66		
0,75	1	80	0,422	6,6	2,4	2,8	0,0032	8	18	12,5	48	1,15	1730	77,5	80,0	80,5	0,57	0,71	0,81	3,02		
1,1	1,5	80	0,625	6,8	3,15	3	0,0032	11	24	14,5	48	1,15	1715	78,0	81,0	81,6	0,58	0,71	0,79	4,48		
1,5	2	90S	0,840	7,1	2	2,8	0,0049	11	24	18,5	51	1,15	1740	81,0	83,5	84,2	0,57	0,70	0,78	6,00		
2,2	3	90L	1,24	6,5	1,95	2,5	0,0063	10	22	23,0	51	1,15	1735	83,8	84,8	85,1	0,64	0,76	0,83	8,18		
3	4	100L	1,68	7,0	2,7	2,9	0,0105	8	18	30,0	54	1,15	1735	85,6	86,3	86,5	0,58	0,70	0,78	11,7		
3,7	5	100L	2,09	8,0	3	3,6	0,0097	11	24	34,0	54	1,15	1725	85,0	87,0	88,0	0,58	0,70	0,78	14,1		
4,5	6	112M	2,52	6,2	2,1	2,75	0,0180	18	40	42,0	56	1,15	1740	88,0	88,5	88,5	0,62	0,74	0,81	16,6		
5,5	7,5	112M	3,08	6,3	2,1	2,7	0,0180	16	35	44,0	56	1,15	1740	88,4	89,1	90,0	0,59	0,72	0,79	20,2		
7,5	10	132S	4,15	7,9	2	3,2	0,0489	12	26	68,0	58	1,15	1760	90,0	90,8	91,0	0,66	0,78	0,84	25,8		
9,2	12,5	132M	5,09	8,0	2,05	3,1	0,0563	10	22	75,0	58	1,15	1760	90,0	90,8	91,0	0,67	0,79	0,84	31,4		
11	15	132M/L	6,09	8,2	2,15	3,2	0,0638	8	18	78,0	58	1,15	1760	90,5	91,2	91,7	0,67	0,79	0,85	37,2		
15	20	160M	8,23	7,1	2,7	3	0,1188	11	24	120	64	1,15	1775	91,0	92,4	92,4	0,64	0,75	0,81	52,6		
18,5	25	160L	10,2	7,6	2,7	3	0,1397	10	22	135	64	1,15	1770	92,0	92,8	92,8	0,64	0,75	0,81	64,6		
22	30	180M	12,1	6,8	2,6	2,9	0,1657	19	42	168	64	1,15	1765	92,5	92,8	93,0	0,70	0,79	0,84	74,0		
30	40	200M	16,5	6,2	2	2,3	0,2406	18	40	195	69	1,15	1770	92,7	93,2	93,4	0,72	0,81	0,85	99,2		
37	50	200L	20,4	6,2	2,5	2,6	0,3074	14	31	227	69	1,15	1770	93,0	93,2	93,6	0,72	0,80	0,85	122		
45	60	225S/M	24,7	7,2	2,4	2,6	0,4931	12	26	367	70	1,15	1775	93,5	93,7	94,1	0,76	0,83	0,86	146		
55	75	225S/M	30,2	7,2	2,4	2,6	0,5670	12	26	386	70	1,15	1775	93,9	94,2	94,4	0,77	0,84	0,87	176		
75	100	250S/M	41,2	7,2	2,4	2,8	0,8740	12	26	470	70	1,15	1775	94,0	94,5	94,6	0,71	0,81	0,85	244		
90	125	280S/M	49,1	7,2	2,1	2,6	1,56	20	44	636	73	1,15	1785	94,0	94,8	94,9	0,73	0,82	0,85	292		
110	150	280S/M	60,2	7,3	2,1	2,6	1,87	18	40	684	73	1,15	1780	94,3	94,8	95,2	0,75	0,83	0,86	352		
132	175	315S/M	71,8	7,1	2,1	2,4	2,57	18	40	903	75	1,15	1790	94,0	95,0	95,3	0,74	0,82	0,85	428		
150	200	315S/M	81,6	7,0	2,2	2,3	2,89	20	44	947	75	1,15	1790	94,5	95,5	95,5	0,75	0,83	0,86	480		
185	250	315S/M	101	7,0	2,2	2,3	3,44	18	40	1018	75	1,15	1790	95,0	95,5	95,7	0,77	0,84	0,87	584		
200	270	355M/L	109	7,0	2,2	2,2	4,88	20	44	1291	81	1,15	1790	94,8	95,6	95,8	0,77	0,84	0,86	638		
220	300	355M/L	120	7,2	2,2	2,3	5,42	23	51	1350	81	1,15	1790	95,2	95,8	95,9	0,77	0,84	0,86	700		
260	350	355M/L	141	7,3	2	2,2	6,30	15	33	1431	81	1,15	1790	95,4	96,0	96,0	0,77	0,84	0,87	816		
300	400	355M/L	163	7,0	2,4	2,3	7,20	14	31	1527	81	1,15	1790	95,7	96,1	96,1	0,77	0,84	0,87	942		
330	450	355M/L	180	7,0	2,1	2,3	8,61	19	42	1662	81	1,15	1790	96,0	96,1	96,2	0,77	0,83	0,86	1050		
370	500	355M/L	201	7,6	2,6	2,6	10,2	12	26	1833	81	1,15	1790	96,0	96,1	96,3	0,75	0,82	0,85	1190		
400	550	355M/L	218	7,3	2,5	2,6	11,1	14	31	1916	81	1,15	1790	96,1	96,4	96,4	0,74	0,82	0,86	1270		
440	600	355M/L	239	7,1	2,2	2,5	11,6	16	35	1966	81	1,15	1790	96,2	96,4	96,5	0,74	0,82	0,86	1430		
480	650	355A/B ⁽⁶⁾	261	7,4	2,5	2,7	12,7	22	48	1993	81	1,00	1790	96,0	96,5	96,6	0,71	0,81	0,85	1530		
515	700	355A/B ⁽⁶⁾	280	7,4	2,6	2,7	13,4	26	57	2079	81	1,00	1790	96,2	96,5	96,6	0,71	0,81	0,85	1650		
560	750	355A/B ⁽⁶⁾	305	7,6	2,7	2,7	14,6	22	48	2246	81	1,00	1790	96,3	96,6	96,7	0,70	0,80	0,85	1790		

As informações contidas neste anexo foram fornecidas pelo fabricante do motor (WEG), e estão disponíveis em seu catálogo “Motor Elétrico Trifásico W22” (encontrado em: www.weg.net).

A Tabela_ANEXO_A.5 apresenta os dados referentes às ligações das bobinas WEG.

Tabela ANEXO A.5 - Dados elétricos motor W22.

IV PÓLOS - 1800 RPM - 220 / 380 / 440 V – 60 Hz

CV	KW	Carcaça	Di	Pacote	NR	Fio (AWG)	Espiras	Passo	Ligação	Camada	Esquema	b/g	g/f
0,16	0,12	63	62	40	24	1 x 31	420	6:8	Série	Única	24-04-07/2-A	02	02
* 1,0	0,75	80	82	80	36	1 x 26	120	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
1,0	0,75	80	82	70	36	1 x 26	120	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
1,5	1,1	80	82	85	36	1 x 25	104	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
2,0	1,5	90S	92,5	80	36	1 x 23	84	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
= 2,0	1,5	90S	92,5	90	36	1 x 23	84	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
4,0	3,0	100L	100	100	36	1 x 20	62	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
6,0	4,4	112M	115	120	36	1 x 18	52	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
* 7,5	5,5	112M	115	130	36	2 x 20	45	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
7,5	5,5	112M	115	140	36	2 x 20	44	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
10,0	7,5	132S	150	110	48	1 x 19 + 1 x 20	30	10:12	Série	Única	48-004-11/111-NA	02	04
10,0	7,5	132S	140	130	36	3 x 20	36	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
12,5	9,2	132M	150	130	48	1 x 18 + 1 x 19	26	10:12	Série	Única	48-004-11/111-NA	02	04
= 12,5	9,2	132M	140	160	36	3 x 19	29	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
15,0	11,0	132M	150	150	48	2 x 20 + 1 x 19	23	10:12	Série	Única	48-004-11/111-NA	02	04
= 15,0	11,0	132M	140	190	36	2 x 19 + 2 x 20	24	8:10:12	Série	Única	36-04-10/2-A	03	02
20,0	15,0	160M	160	160	48	5 x 20	21	10:12	Série	Única	48-004-11/111-NA	02	04
= 20,0	15,0	160M	160	200	48	1 x 16 + 1 x 17	19	10:12:14:16	Série	Única	48-04-13/3-A	04	02
* 25,0	18,5	160L	160	200	48	5 x 19	16	10:12	Série	Única	48-004-11/111-NA	02	04
25,0	18,5	160L	160	190	48	4 x 18	17	10:12	Série	Única	48-004-11/111-NA	02	04
= 25,0	18,5	160L	160	230	48	3 x 18 + 1 x 19	17	10:12:14:16:	Série	Única	48-04-13/3-A	04	02
= 30,0	22,0	180M	185	220	48	3 x 16	15	10:12:14:16	Série	Única	48-04-13/3-A	04	02
= 40,0	30,0	200M	206	240	48	4 x 17 + 2 x 18	7:6:7:6	8:10:12:14	Série	Dupla	48-04-11/1-A	04	04
= 50,0	37,0	200L	206	280	48	4 x 16 + 2 x 17	6:5:6:5	8:10:12:14	Série	Dupla	48-04-11/1-A	04	04
60,0	45,0	225 S/M	260	160	72	4 x 17	17	14:16:18	Paralela	Única	72-004-16/211-NA	06	04
75,0	55,0	225 S/M	260	200	72	2 x 16 + 2 x 17	8:7:15:15	12:14:16:18	Paralela	Mista	72-004-15/231-NA	04	04
= 75,0	55,0	225 S/M	260	220	72	3 x 16 + 1 x 17	7	11:13:15:17:19:21	Paralela	Dupla	72-04-16/1-A	06	04
100,0	75,0	250 S/M	260	280	72	5 x 16	5	11:13:15:17:19:21	Paralela	Dupla	72-04-16/1-A	06	04
125,0	90,0	280 S/M	320	200	72	7 x 16	6:5:11:11	12:14:16:18	Paralela	Mista	72-004-15/231-NA	04	04
150,0	110,0	280 S/M	320	290	72	9 x 16	4	11:13:15:17:19:21	Paralela	Dupla	72-04-16/1-A	06	04
175,0	130,0	315 S/M	320	320	72	11 x 16	4	9:11:13:15:17:19	Paralela	Dupla	72-04-14/1-A	06	04
200,0	150,0	315 S/M	320	350	72	13 x 16	4:3:4:3:4:3	10:12:14:16:18:20	Paralela	Dupla	72-04-15/1-A	06	04
* 350,0	260,0	355 M/L	395	400	72	31 x 16	3:2:3:2:3:2	10:12:14:16:18:20	Paralela	Dupla	72-04-15/1-A	06	04

* Motores Novos

= Motores Antigos

• Esquema de ligação no manual de bobinagem WEG

* Motores Novos
= Motores Antigos

• Esquema de ligação no manual de bobinagem WEG

ANEXO B - AÇO SILÍCIO DE GRÃOS NÃO ORIENTADOS (E185)

O Aço Elétrico GNO (Grãos Não Orientados) totalmente processado apresenta suas propriedades magnéticas plenamente desenvolvidas. Possui excelente valor de permeabilidade e baixas perdas magnéticas e pode ser fornecido com revestimento isolante.

B.1 – TABELAS DISPONIBILIZADAS FORNECIDAS PELO FABRICANTE

A Tabela ANEXO_B.1 apresenta as aplicações para o Aço Elétrico (aço silício) GNO:

Tabela ANEXO_B.1 - Aplicações para aços elétricos de grão não orientado (GNO).

Aplicações	Aço Elétrico de Grão Não Orientado											
	E100	E105	E110	E115	E125	E137	E145	E157	E170	E185	E230	E233
Hidrogeradores e Turbogeneradores	*	*	*	*	*	*	*					
Transformadores para a Indústria Eletroeletrônica							*	*	*	*	*	*
Transformadores para Máquinas de Solda									*	*	*	*
Transformadores Reguladores de Tensão									*	*	*	*
Reatores de Potência e Amplificadores		*	*	*	*							
Grandes Motores de CC e CA		*	*	*	*	*	*	*	*			*
Médios Motores de CC e CA									*	*	*	*
Pequenos Motores de CC e CA									*	*	*	*
Medidores de Energia						*	*	*				
Reatores para Sistemas de Iluminação									*	*	*	*
Compressores Herméticos							*	*	*	*	*	*

Os valores limites das perdas magnéticas referem-se ao produto totalmente processado, testado como cortado, sem recozimento para alívio das tensões introduzidas pelo corte, com 50% das amostras cortadas na direção de laminação e 50% na direção transversal. A Tabela ANEXO_B.2 apresenta as características garantidas para o aço elétrico GNO.

Tabela ANEXO B.2 - Aplicações para aços elétricos de grão não orientado (GNO).

Características Garantidas													
Produto		Espessura (mm)	Perda Magnética Máxima a (w/kg)				Indução Magnética Mínima a (T)			Densidade Assumida (g/cm³)	Fator de Empilhamento Mínimo (%)	Índice de Dobramento Mínimo	
Referência	Aperam		1,0 T		1,5 T		2500 A/m	5000 A/m	10000 A/m				
			50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz							
P800-100A (1)	E233	1.00	360	455	800	1000	1.64	1.73	1.84	7.75	98.0	5	
P450-65A (1)	E233	0.65	1.95	2.35	4.25	5.40	1.64	1.73	1.84	7.75	97.0	10	
M600-65A	E230		2.60	3.25	6.00	7.70	1.60	1.70	1.80				5
M470-65A	E185		2.00	2.50	4.70	6.00							
M450-65A	E170		1.95	2.35	4.25	5.40							
M400-65A	E157		1.70	2.15	3.95	5.00							
M530-54A	E230	0.54	2.30	2.91	5.30	6.66	1.59	1.69	1.79	7.75	97.0	10	
P400-50A (1)	E233	0.50	1.70	2.15	3.68	4.66	1.64	1.73	1.83	7.75	97.0	10	
M530-50A	E230		2.30	2.91	5.30	6.66	1.59	1.69	1.79				5
M470-50A	E185		1.85	2.34	4.10	5.19							
M400-50A	E170		1.70	2.15	3.68	4.66							
M370-50A	E157		1.57	2.00	3.42	4.33							
M350-50A	E145		1.45	1.84	3.33	4.22							
M330-50A	E137		1.37	1.74	3.14	3.98	1.58	1.67	1.78	7.65	3		
M310-50A	E125		1.25	1.58	3.05	3.85							
M290-50A	E115		1.15	1.45	2.90	3.65							
M270-50A	E110		1.10	1.40	2.70	3.45							
M250-50A	E105		1.05	1.35	2.50	3.20							
M230-50A	E100		1.00	1.30	2.30	2.95							
M330-35A	E170	0.35	1.30	1.70	3.30	4.12	1.56	1.66	1.76	7.75	95.0	3	
M300-35A	E157		1.20	1.50	3.00	3.74							
M290-35A	E145		1.15	1.45	2.90	3.50				7.65		2	
M270-35A	E137		1.10	1.40	2.70	3.36							
M250-35A	E125		1.00	1.25	2.50	3.14							
M235-35A	E115		0.95	1.20	2.35	2.90							
M210-35A	E110		0.90	1.15	2.10	2.65							
M195-35A	E100		0.90	1.15	1.95	2.60							

(1) Produtos de alta permeabilidade magnética. Notar que todos os aços possuem valores de indução magnética garantida maiores do que as normas internacionais.

OBS: produtos em itálico não existem nas normas internacionais.

A Tabela ANEXO_B.3 apresenta as características típicas do aço elétrico GNO.

Tabela ANEXO_B.3 - Características típicas do aço elétricos de grão não orientado (GNO).

Características Típicas									
Produto		Espessura (mm)	Perda Magnética a (W/kg)				Indução Magnética a (T)		
Referência	Aperam		1,0 T		1,5 T		2500 A/m	5000 A/m	10000 A/m
			50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz			
P800-100A (1)	E233	1.00	2.90	3.90	6.25	8.45	1.67	1.75	1.86
P450-65A (1)	E233	0.65	1.73	2.26	3.74	4.92	1.66	1.76	1.86
M600-65A	E230		1.83	2.35	3.97	5.16	1.62	1.74	1.82
M470-65A	E185		1.76	2.27	3.84	5.01			
M450-65A	E170		1.69	2.20	3.70	4.85			
M400-65A	E157		1.61	2.09	3.57	4.70			
M530-54A	E230		0.54	1.53	1.95	3.31	4.27	1.62	1.72
P400-50A (1)	E233	0.50	1.41	1.81	3.08	3.97	1.66	1.75	1.85
M530-50A	E230		1.53	1.95	3.31	4.27	1.62	1.72	1.82
M470-50A	E185		1.46	1.88	3.19	4.10			
M400-50A	E170		1.42	1.83	3.10	4.00			
M370-50A	E157		1.38	1.77	3.02	3.90			
M350-50A	E145		1.33	1.72	2.94	3.82			
M330-50A	E137		1.24	1.60	2.77	3.58	1.60	1.70	1.82
M310-50A	E125		1.11	1.42	2.54	3.28			
M290-50A	E115		1.08	1.38	2.48	3.21			
M270-50A	E110		1.04	1.34	2.42	3.13			
M250-50A	E105		1.00	1.28	2.35	3.05			
M230-50A	E100		0.93	1.20	2.25	2.91	1.59	1.69	1.81
M330-35A	E170	0.35	1.23	1.53	2.72	3.41	1.60	1.70	1.80
M300-35A	E157		1.16	1.46	2.59	3.26			
M290-35A	E145		1.10	1.39	2.49	3.15			
M270-35A	E137		1.04	1.31	2.37	2.99			
M250-35A	E125		0.98	1.23	2.25	2.83	1.59	1.70	1.79
M235-35A	E115		0.93	1.17	2.14	2.69			
M210-35A	E110		0.84	1.08	2.05	2.60			
M195-35A	E100		0.82	1.04	1.93	2.46			

(1) Aços de alta permeabilidade magnética.

A Tabela ANEXO_B.4 apresenta os valores das propriedades mecânicas, levando em conta as seguintes informações: a espessura é 0,50 mm, “L” e “T” correspondem a amostras cortadas na direção de laminação e na direção transversal, respectivamente e que os valores indicados são somente referenciais, e não devem ser usados como especificação.

Tabela ANEXO_B.4 - Propriedades mecânicas do aço elétricos de grão não orientado (GNO).

Propriedades Mecânicas									
Aperam	Limite de Escoamento (MPa)		Limite de Resistência (MPa)		Alongamento (%)		Índice de Dobramento	Dureza (HV5)	Fator de Empilhamento (%)
	L	T	L	T	L	T	T		
E233	300	304	420	425	31	31	20	147	98.0
E230	311	315	433	438	30	30	20	154	98.0
E185	311	315	433	438	30	30	20	148	98.0
E170	300	304	420	425	31	31	20	147	98.0
E157	300	304	420	425	31	31	20	147	98.0
E145	300	304	420	425	31	31	20	147	98.0
E137	354	379	463	473	23	24	4	183	97.9
E125	354	379	463	473	23	24	4	183	97.9
E115	354	379	463	473	23	24	4	183	97.9
E110	354	379	463	473	23	24	4	183	97.9
E105	354	379	463	473	23	24	4	183	97.9
E100	354	379	463	473	23	24	4	183	97.9

Os aços elétricos são usualmente revestidos para minimizar a ocorrência de correntes parasitas nos núcleos das máquinas elétricas e reduzir o consumo de energia. A composição do revestimento determina a maior parte das suas propriedades. A composição orgânica privilegia resistividade e estampabilidade, e a composição inorgânica privilegia resistência térmica e soldabilidade.

Todos os revestimentos da Aperam são isentos de cromo. A Tabela ANEXO_B.5 apresenta os revestimentos padronizados pela Aperam (fabricante).

Tabela ANEXO_B.5 - Revestimentos para aço elétrico.

Revestimento		Características
Aperam	ASTM	
C-0	C-0	Aço sem revestimento, mas pode conter na superfície uma fina camada de estável óxidos. A resistividade elétrica na superfície não é garantida.
C-4	C-4	Revestimento inorgânico formado por um tratamento de fosfatização na superfície do aço. Este tipo de revestimento é usado em aplicações que requerem moderados níveis de isolamento elétrica na superfície. Resiste ao recozimento para reforma de motores e alívio de tensões. Melhora a estampabilidade quando comparado ao material sem revestimento.
C-6	C-5	Revestimento híbrido inorgânico/orgânico aplicado à superfície do aço. É utilizado em aplicações que requerem isolamento elétrica e boa estampabilidade. Esse revestimento resiste aos tratamentos térmicos de reforma de motores e alívio de tensões.
C-3	C-6	Revestimento de base orgânica com adição de pigmentos inorgânicos para melhorar sua capacidade isolante. É utilizado em aplicações que requerem excelente resistividade elétrica na superfície e boa estampabilidade. Resiste ao tratamento térmico de reforma de motores, mas não resiste ao recozimento para alívio de tensões.

As informações contidas neste anexo foram extraídas do catálogo do fabricante (“Aços Elétricos de Grão Orientado de Grão Não-Orientado”) do aço silício E185, o Aperam South America, disponível em: <http://brasil.aperam.com/wp-content/uploads/2015/08/A%C3%A7os-El%C3%A9tricos-GO-e-GNO.pdf>

B.2 – CURVA BH PARA O AÇO DE REFERÊNCIA M470-50A

A Figura ANEXO_B.1 apresenta a o gráfico linear (a) e logarítmico (b) com as características magnéticas do aço de grãos não orientados M470-50A que a Aperam denominou E185 para operação em 60 Hz disponível no catálogo LAMINATION STEELS 3RD EDITION.

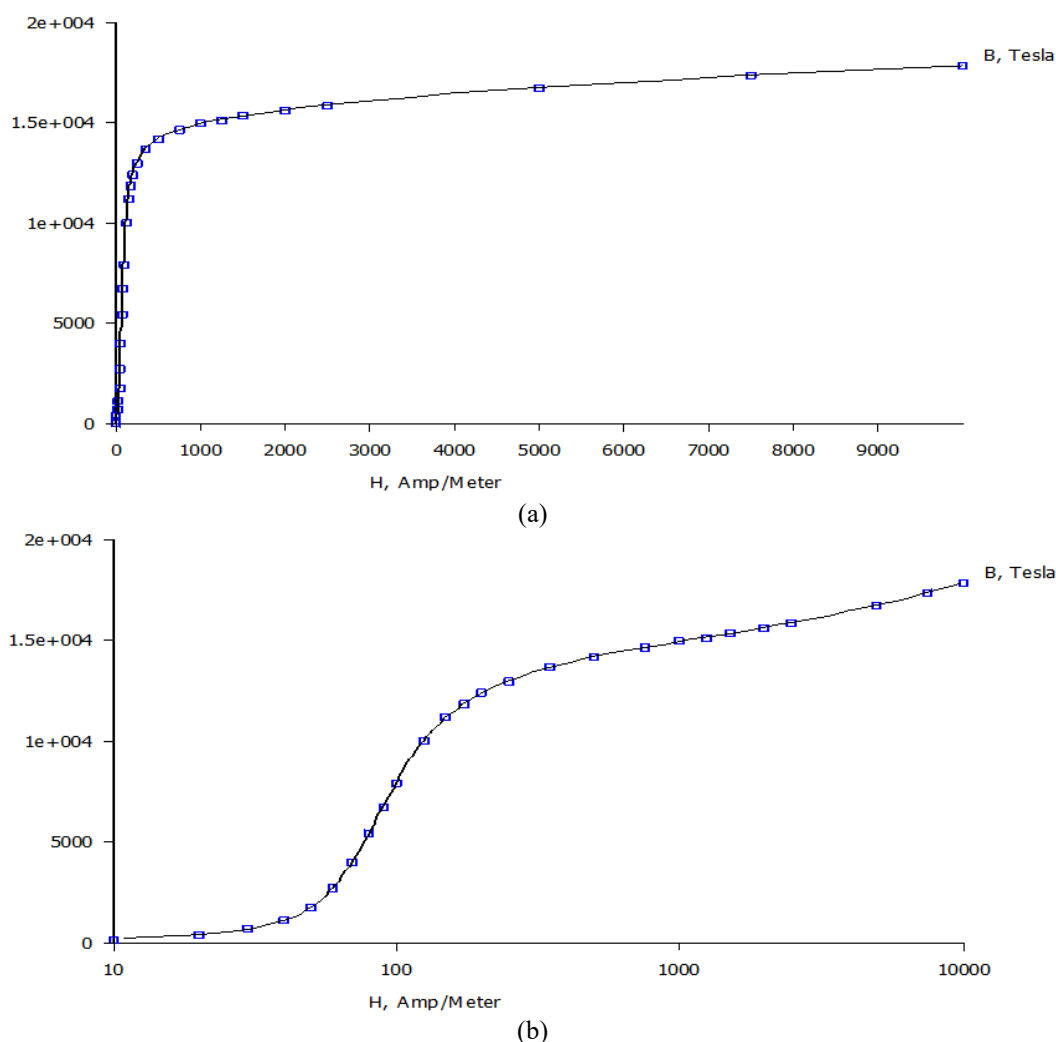


Figura ANEXO_B.1 - Curva de magnetização do aço M470-50A linear (a) e logarítmica (b).

Os valores foram obtidos de acordo com a Tabela ANEXO_B.6

Tabela ANEXO_B.6 - Valores para a curva de magnetização do aço M470-50A operando em 60 Hz.

B (Gauss)	H (A/m)
160	10
370	20
660	30
1060	40
1710	50
2720	60
3990	70
5370	80
6720	90
7890	100
10000	125
11130	150
11840	175
12340	200
12960	250
13630	350
14150	500
14620	750
14910	1000
15120	1250
15300	1500
15600	2000
15840	2500
16710	5000
17320	7500
17830	10000

ANEXO C - MÓDULO IGBT 6MBI 100S-120

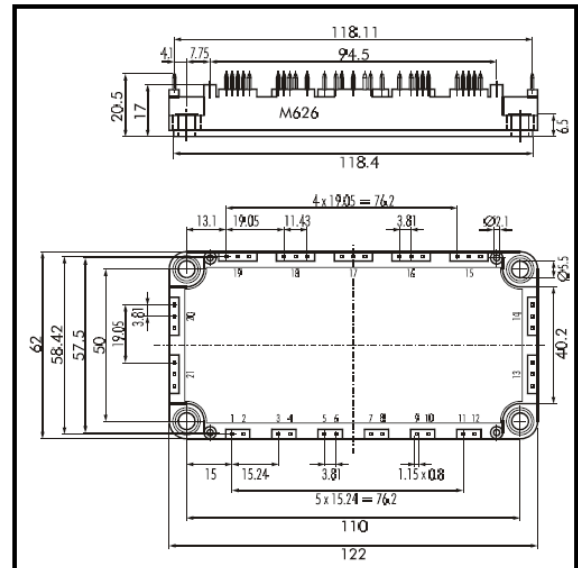
FUJI
ELECTRIC

6MBI 100S-120
6-Pack IGBT
1200V
6x100A
IGBT MODULE (S-Series)
■ Features

- NPT-Technology
- Solderable Package
- Square SC SOA at $10 \times I_C$
- High Short Circuit Withstand-Capability
- Small Temperature Dependence of the Turn-Off Switching Loss
- Low Losses And Soft Switching

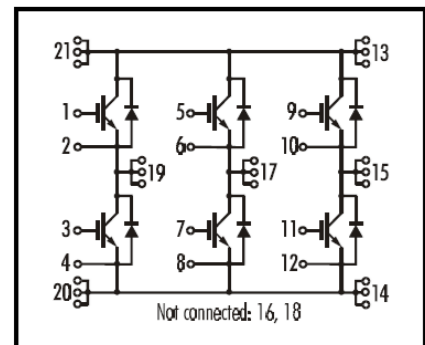
■ Applications

- High Power Switching
- A.C. Motor Controls
- D.C. Motor Controls
- Uninterruptible Power Supply

■ Outline Drawing

■ Maximum Ratings and Characteristics
• Absolute Maximum Ratings ($T_c=25^\circ\text{C}$)

Items	Symbols	Ratings	Units
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	1200	V
Gate -Emitter Voltage	V_{GES}	± 20	V
Collector Current	Continuous	I_C	150 / 100
	1ms	$I_{C\text{PULSE}}$	300 / 200
	Continuous	$-I_C$	100
	1ms	$-I_{C\text{PULSE}}$	200
Max. Power Dissipation	P_C	700	W
Operating Temperature	T_j	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 ~ +125	$^\circ\text{C}$
Isolation Voltage	V_{is}	2500	V
Screw Torque	Mounting*	3.5	Nm

Note: *Recommendable Value; 2.5 ~ 3.5 Nm (M5)

■ Equivalent Circuit

• Electrical Characteristics (at $T_j=25^\circ\text{C}$)

Items	Symbols	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Zero Gate Voltage Collector Current	I_{CES}	$V_{GE}=0V$ $V_{CE}=1200V$			1.0	mA
Gate-Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{CE}=0V$ $V_{GE}=\pm 20V$			200	nA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$V_{GE}=20V$ $I_C=100mA$	5.5	7.2	8.5	V
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_{GE}=15V$ $I_C=100A$; $T_j = 25^\circ\text{C}$		2.3	2.6	V
		$V_{GE}=15V$ $I_C=100A$; $T_j = 125^\circ\text{C}$		2.8		V
Input Capacitance	C_{ies}	$V_{GE}=0V$		12000		pF
Output Capacitance	C_{oes}	$V_{CE}=10V$		2500		pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{res}	$f=1MHz$		2200		pF
Turn-on Time	t_{ON}	$V_{CC}=600V$ $I_C=100A$ $V_{GE}=\pm 15V$ $R_G=12\Omega$ Inductive Load		0.35	1.2	μs
	$t_{r,x}$			0.25	0.6	
	$t_{r,i}$			0.10		
	t_{OFF}			0.45	1.0	
Turn-off Time	t_f			0.08	0.3	μs
Diode Forward On-Voltage	V_F	$I_F=100A$; $V_{GE}=0V$; $T_j = 25^\circ\text{C}$		2.5	3.3	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_F=100A$; $V_{GE}=0V$; $T_j = 125^\circ\text{C}$		2.0		ns
		$I_F=100A$			350	

• Thermal Characteristics

Items	Symbols	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance	$R_{th(j-c)}$	IGBT			0.18	°C/W
	$R_{th(f-c)}$	Diode			0.36	
	$R_{th(c-f)}$	With Thermal Compound		0.05		

Maiores informações podem ser obtidas na folha de dados completa do componente disponível em FUJI ELETRIC (2018).

ANEXO D - DRIVER DE ACIONAMENTO DE IGBT'S DRV100D80A

O driver utilizado é produzido pela SUPPLIER Indústria e Comércio de Eletroeletrônicos Ltda, e as informações técnicas mais significativas são apresentadas a seguir.

O driver DRM100D80A comanda dois canais independentes e isolados, podendo ser aplicado em inversores meia ponte e ponte completa, inversores de motores trifásicos e *no-breaks*. É capaz de comutar transistores com tensão de até 1200V entre coletor e emissor. Possui um circuito dedicado para alimentação isolada e regulada dos dois canais de saída, utilizando um transformador TRM480D20A SUPPLIER. A Figura ANEXO_D.1 apresenta o diagrama de blocos do módulo.

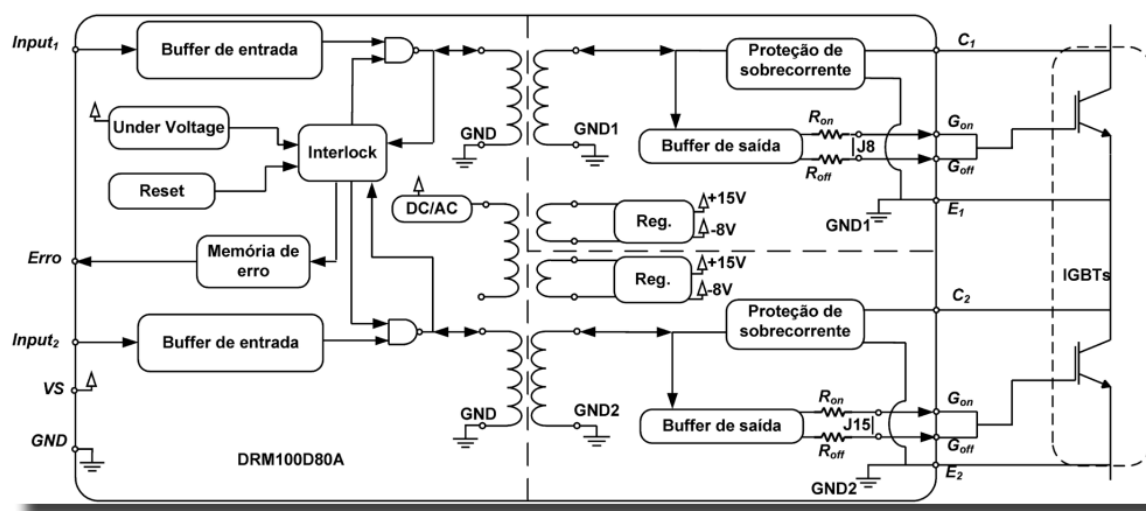


Figura ANEXO_D.1 - Diagrama de blocos simplificada do DRM100D80A.

A Tabela ANEXO_D.1 apresenta as características gerais do módulo.

Tabela ANEXO_D.1 - Características gerais do DRM100D80A.

Símbolo	Descrição	Mín.	Típico	Máx.	Unidade
Vs	Tensão de alimentação do primário	14,4	15	15,6	V
Is	Corrente de alimentação		0,32		mA
VGE-on	Tensão de gate ligado	12,5	15	18	V
VGE-off	Tensão de gate desligado	-12	-8	-7	V
fs	Frequência de comutação	0		50	kHz
Iout-pico	Corrente máxima de pico de saída			8	A
VCE-sense	Tensão de monitoramento entre coletor e emissor (Chave fechada)			10	V
VCE-Max	Máxima tensão entre coletor e emissor (Chave aberta)			1200	V
td	Tempo Morto (ajustável)			9,4	µs
tdon	Tempo de propagação durante turn-on		1,4		µs
tdoff	Tempo de propagação durante turn-off		1,4		µs
td-error	Tempo de propagação do sinal de erro		1,0		µs
Visol	Tensão de teste de isolamento entre primário e secundário			2500	V
Top	Temperatura de operação	-25		70	°C
Test	Temperatura de estocagem	-25		85	°C

Maiores informações estão disponíveis no site do fabricante (SUPPLIER, 2018).

ANEXO E - PONTE RETIFICADORA SK 95 D 16

SK 95 D



SEMITOP® 2

Bridge Rectifier

SK 95 D

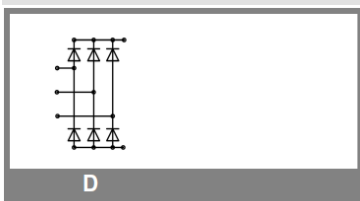
Preliminary Data

Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and insulation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- Up to 1600V reverse voltage
- High surge currents
- Glass passivated diodes chips
- UL recognized, file no. E 63 532

Typical Applications*

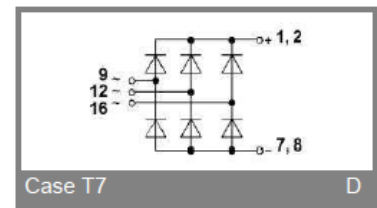
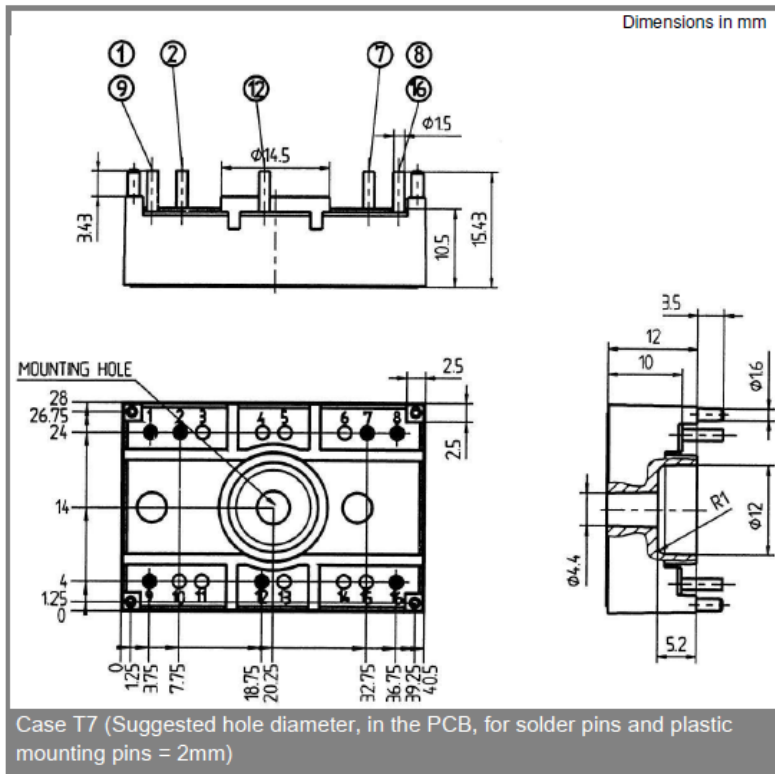
- Input rectifier for power supplies
- Rectifier



D

V_{RSM} V	V_{RRM}, V_{DRM} V	$I_D = 95$ A (full conduction) ($T_s = 80$ °C)
800	800	SK 95 D 08
1200	1200	SK 95 D 12
1600	1600	SK 95 D 16

Symbol	Conditions	Values	Units
I_D	$T_s = 80$ °C	95	A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms	700	A
i^2t	$T_{vj} = 150$ °C; 10 ms	560	A
	$T_{vj} = 25$ °C; 8,3...10 ms	2450	A²s
	$T_{vj} = 150$ °C; 8,3...10 ms	1370	A²s
V_F	$T_{vj} = 25$ °C; $I_F = 35$ A	max. 1,2	V
$V_{(TO)}$	$T_{vj} = 150$ °C	max. 0,8	V
r_T	$T_{vj} = 150$ °C	max. 11	mΩ
I_{RD}	$T_{vj} = 150$ °C; $V_{DD} = V_{DRM}$; $V_{RD} = V_{RRM}$	max. 4	mA
			mA
$R_{th(j-s)}$	per diode	1,2	K/W
	per module	0,2	K/W
T_{solder}	terminals, 10s	260	°C
T_{vj}		-40...+150	°C
T_{stg}		-40...+125	°C
V_{isol}	a. c. 50 Hz; r.m.s.; 1 s / 1 min.	3000 (2500)	V
M_s	mounting torque to heatsink	2	Nm
M_t			
m	approx. weight	19	g
Case	SEMITOP® 2	T 7	



ANEXO F – INSTRUMENTOS DE MEDIÇÕES UTILIZADOS

São apresentados a seguir os instrumentos de medições utilizados na aquisição de dados deste trabalho.

F.1 – MEDIDORES DE TENSÃO E CORRENTE

Para os testes iniciais os valores das tensões e correntes RMS foram obtidos utilizando multímetros Fluke modelo 115 (Figura ANEXO_F.1).



Figura ANEXO_F.1 - Fluke 115 True-RMS Digital Multimeter (FLUKE, 2018).

As curvas de corrente e tensão medidas foram obtidas com um osciloscópio de 4 canais isolados da Tektronix, conforme foto Figura ANEXO_F.2.

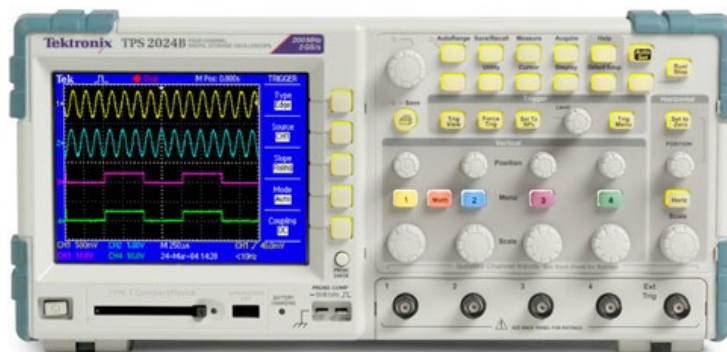


Figura ANEXO_F.2 - Osciloscópio digital 4 canais isolados Tektronix.

F.2 – MEDIDOR DE ROTAÇÃO

Os valores de rotação apresentados neste trabalho foram obtidos utilizando o tacômetro da Minipa MDT-2238A, a Figura ANEXO_F.3 apresenta uma foto do mesmo.



Figura ANEXO_F.3 - Tacômetro digital Minipa.

F.2 – MEDIDOR DE CONJUGADO

O conjugado de carga foi obtido com o transdutor de conjugado T22/50NM que mede até 50 N.m. A Figura ANEXO_F.4 apresenta uma foto do mesmo.



Figura ANEXO_F.4 - Transdutor de conjugado T22 da HBM.

Os gráficos apresentados no trabalho com os valores de conjugado foram obtidos através do *software* LabView que armazenava os valores medidos pelo torquímetro que eram tranferidos para o computador instantaneamente com o uso de uma placa de aquisição de dados DAQ (*Data acquisition* – Aquisição de dados) da National Instruments.