



Mapa de eficiência de motor síncrono de relutância (SynRM) através da análise de elementos finitos bidimensional

WALDEMIRO JOÃO SEBASTIÃO KUBUCAMA
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores)

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica, no Ramo de Energia

Orientadores:

Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís
Doutora Rita Marcos Fontes Murta Pereira

Júri:

Presidente: Doutor Luís Manuel Dos Santos Redondo

Vogais:

Doutor Alexandre Emanuel da Silva Bento
Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís

Mapa de eficiência de motor síncrono de relutância (SynRM) através da análise de elementos finitos bidimensional

WALDEMIRO JOÃO SEBASTIÃO KUBUCAMA
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores)

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica, no Ramo de Energia

Orientadores:

Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís, ISEL
Doutora Rita Marcos Fontes Murta Pereira, ISEL

Júri:

Presidente: Doutor Luís Manuel Dos Santos Redondo, ISEL

Vogais:

Doutor Alexandre Emanuel da Silva Bento, ISEL
Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís, ISEL

Dezembro de 2025

Agradecimentos

Em primeiro lugar, expresso a minha sincera gratidão a Deus, pela força e motivação que me concedeu ao longo desta jornada, permitindo-me alcançar este importante objetivo.

Dedico esta dissertação aos meus pais, pelo apoio incondicional prestado ao longo do meu percurso, especialmente no âmbito educacional. Uma dedicação especial ao meu filho que foi sem dúvida uma motivação para conseguir finalizar essa dissertação. Aos meus irmãos e à minha esposa (pela paciência que teve ao longo desta caminhada do mestrado).

Aos meus orientadores, Prof. Doutor Ricardo Luís e Prof. Doutora Rita Pereira, deixo o meu mais sincero agradecimento pelo apoio contínuo, pela disponibilidade, simpatia e pelos valiosos conhecimentos partilhados. Sou também grato pela oportunidade que me concederam de participar e apresentar este trabalho na conferência *International Young Engineers Forum in Electrical and Computer Engineering* (YEF-ECE).

Agradeço ainda ao Prof. Doutor Alexandre Bento pela proposta de solução que tornou possível a realização do ensaio experimental, bem como pela disponibilização da bancada de testes. Ao Paulo Almeida, o meu agradecimento pelo empenho na preparação da mesma.

Declaração de integridade

Declaro que esta é o resultado da minha investigação pessoal e independente. O seu conteúdo é original e todas as fontes listadas nas referências bibliográficas foram consultadas e estão devidamente mencionadas no texto. Mais declaro que todas as referências científicas e técnicas relevantes para o desenvolvimento do trabalho estão devidamente citadas e constam das referências bibliográficas.

O autor

Assinado por: **Waldemiro João Sebastião
Kubucama**
Num. de Identificação: 32582248
Data: 2025.12.26 17:43:26 +0000

Lisboa, 26 de Dezembro de 2025

Mapa de eficiência de motor síncrono de relutância (SynRM) através da análise de elementos finitos bidimensional

Resumo

Os Motores síncronos de relutância (SynRM) apresentam características muito promissoras no âmbito da eficiência energética, pois comparativamente aos motores de indução, não apresentam correntes rotóricas e comparativamente aos motores síncronos não necessitam de magnetos permanentes. Assim, a utilização do SynRM em aplicações de velocidade variável, através de conversores eletrônicos de frequência, pode atingir classes de eficiência IE4 (*Super Premium*), enquanto os motores de indução se situam nas classes IE1 (*Standard*) e IE2 (*High*), os motores síncronos de ímanes permanentes atingem a classe IE3 (*Premium Efficiency*) e IE4 (*Super Premium Efficiency*), de acordo com as diretivas internacionais de energia.

Devido às atuais técnicas de projeto de máquinas elétricas recorrendo ao método dos elementos finitos, aos conversores eletrônicos de frequência, microprocessadores e técnicas de controlo, o SynRM tem emergido nos últimos anos no campo dos acionamentos de velocidade variável de elevado desempenho.

Assim, esta dissertação tem como objetivo a obtenção do mapa de eficiência do SynRM através da simulação computacional recorrendo a um *software* de análise de elementos finitos bidimensional. A dissertação inclui a realização de ensaios experimentais para determinação do mapa de eficiência do SynRM.

Palavras-chave: Motor síncrono de relutância; Método de elementos finitos; Mapa de eficiência.

Efficiency Map of Synchronous Reluctance Motor (SynRM) through Two-Dimensional Finite Element Analysis

Abstract

Synchronous reluctance motors (SynRM) have very promising characteristics in the field of energy efficiency, because compared to induction motors, they do not have rotor currents and compared to synchronous motors they do not need permanent magnets. Thus, the use of SynRM in variable speed applications, through electronic frequency converters, can achieve efficiency classes IE4 (Super Premium), while induction motors are in classes IE1 (Standard) and IE2 (High) and synchronous permanent magnet motors achieve class IE3 (Premium) and IE4 (Super Premium Efficiency), according to international energy directives.

Due to the current design techniques of electrical machines using the finite element method, frequency electronic converters, microprocessors and control techniques, SynRM has emerged in recent years in the field of high-performance variable speed drives.

The aim of this dissertation is to obtain the efficiency map of the SynRM through computer simulation using two-dimensional finite element analysis software. The dissertation includes experimental tests to determine the SynRM efficiency map.

Keywords: Synchronous Reluctance Motor; Finite Element Method; Efficiency map.

Lista de Símbolos e de siglas

Alfabeto romano

a	Factor de perdas de vento (<i>windage</i>)	
a_{cava}	Abertura da cava do estator	[mm]
A	Secção transversal do núcleo magnético	[mm ²]
$Arco_{espira}$	Arco da espira	[mm]
b	Factor de perdas de rolamentos (<i>bearing</i>)	
B	Densidade do fluxo magnético	[T]
$\hat{B}$	Densidade máxima do fluxo	[T]
$Borda_{espira}$	Borda da espira	[mm]
d	Espessura de laminação do material	[mm]
D	Deslocamento do campo elétrico	[C/m ²]
$D_{cse/ce}$	Diâmetro do condutor sem esmalte ou com esmalte	[mm]
D_{es}	Diâmetro exterior do estator	[mm]
D_{ies}	Diâmetro interno do estator	[mm]
D_{rotor}	Diâmetro do rotor	[mm]
D_{veio}	Diâmetro do veio	[mm]
E	Campo elétrico	[N/C]
$E_{entreferro}$	Espessura do entreferro	[mm]
$\bar{E}_m$	Força eletromotriz invertida	[V]
E_s	Espessura do estator	[mm]
f	Frequência	[Hz]
$\mathcal{F}$	Força magnetomotriz	[A.espiras]
G_{rotor}	Peso do rotor	[Kg]
H	Intensidade do campo magnético	[A/m]
i	Corrente elétrica	[A]
i_0	Corrente nominal de pico	[A]
i_d	Corrente do estator eixo direito	[A]
i_n	Corrente nominal	[A]
i_q	Corrente do estator eixo quadratura	[A]
i_s	Corrente do estator	[A]

I^{FW}	Corrente do estator de enfraquecimento de campo	[A]
I^{MTPA}	Corrente do estator de máximo binário por ampere	[A]
I^{MTPV}	Corrente do estator de máximo binário por volt	[A]
I_d^{NL}	Corrente do estator eixo direito não linear	[A]
I_q^{NL}	Corrente do estator eixo quadratura não linear	[A]
$\overline{I_{ph}}$	Corrente de fase	[A]
$\overline{I_{Fe}}$	Corrente no ferro	[A]
J	Densidade de corrente	[A/m ²]
k_{AC}	Factor de perdas AC	
K_c	Factor de passo da bobina	
K_d	Factor de distribuição	
K_e	Coefficiente de perda de Eddy do material	
k_j	Carga termal	[W/m]
K_h	Coefficiente de perda de histerese do material	
K_{kw}	Factor de correção das potências de saída	
K_{V_Nm}	Factor de multiplicação do sensor de binário	
K_w	Factor de enrolamento	
l	Comprimento do empilhamento do rotor	[mm]
l_c	Comprimento médio do caminho do núcleo	[mm]
l_{cond}	Comprimento médio do condutor da bobina	[mm]
l_{ds}	Comprimento do dente do estator	[mm]
L_{ds}	Indutância do estator eixo direito	[H]
l_{espira}	Comprimento de uma espira	[mm]
L_{qs}	Indutância do estator eixo quadratura	[H]
m	Número de cavas por polos e por fase	
$Mesh_FEMM$	Espessura da malha	
m_v	Densidade do material	[Kg/m ³]
n	Velocidade do motor	[RPM]
$N_{barreiras}$	Número de barreiras de fluxo	
N_{base}^{MTPA}	Velocidade de base de máximo binário por ampere	[RPM]
NC_{pe}	Número de cavas pela qual a bobina está com passo encurtado	
N_{cavas}	Número de cavas do estator	

$N_{cond/cava}$	Número de condutor por cava	
$N_{espiras}$	Número de espiras	
N^{FW}	Velocidade de enfraquecimento de campo	[RPM]
N^{MTPV}	Velocidade de máximo binário por volt	[RPM]
n_r	Número de rolamentos	
N_s	Número de voltas em série por fase	
p	Par de polos	
P	Número de polos	
$\mathcal{P}$	Permeância	[Wb/A.espiras]
P_{Fe}	Perdas no ferro	[W]
$P_{Fe,e}$	Perdas no ferro de Eddy	[W]
$P_{Fe,h}$	Perdas no ferro de Histerese	[W]
P_{in}	Potência de entrada do motor	[W]
P_{loss}	Perdas totais do motor	[W]
P_{mec}	Perdas mecânicas	[W]
P_n	Potência nominal	[W]
P_{n_med}	Potência nominal medida do SynRM	[W]
P_{out}	Potência de saída do motor	[W]
P_R	Perdas resistivas	[W]
$P_{R,AC}$	Perdas resistivas AC	[W]
$P_{R,DC}$	Perdas resistivas DC	[W]
Ps_{bob}	Passo da bobina	
PS_{bob_pc}	Passo da bobina à passo completo	
$\mathcal{R}$	Relutância magnética	[A.espiras/Wb]
R_{bob}	Resistência da bobina	[Ω]
R_m	Resistência média das fases	[Ω]
R_s	Resistência do estator	[Ω]
$R_{s,ref}$	Resistência do estator a temperatura ambiente	[Ω]
S_{cond}	Secção transversal do condutor sem esmalte ou com esmalte	[mm ²]
T	Binário do motor	[N.m]
T_e	Binário eletromagnético	[N.m]
T_{max_sensor}	Binário máximo do sensor	[N.m]

T_{med}	Binário medido	[N.m]
T_n	Binário nominal	[N.m]
$\overline{V_{ph}}$	Tensão de fase	[V]
V_{sensor}	Tensão do sensor de binário	[V]
w_{ds}	Largura do dente do estator	[mm]
w_{ss}	Largura da cava do estator	[mm]

Alfabeto grego

α	Expoente de Steinmetz relacionado às perdas de histerese do material	
α_{Cu}	Coeficiente de temperatura do cobre	
β	Expoente de Steinmetz relacionado às perdas de histerese do material	
β^{pe}	Ângulo na qual a bobina está com passo encurtado	[°]
γ	Ângulo da corrente do estator	[°]
γ^{FW}	Ângulo de enfraquecimento de campo	[°]
γ^{MTPA}	Ângulo de máximo binário por ampere	[°]
γ^{MTPV}	Ângulo de máximo binário por volt	[°]
γ_e	Passo da cava em ângulos elétricos	
γ_m	Passo da cava em ângulos mecânicos	
δ	Ângulo de carga ou do fluxo	[°]
ε	Permissividade elétrica	[F/m]
η	Eficiência do motor	[p.u]
η_{exp}^{SynRM}	Eficiência experimental do SynRM	[p.u]
θ_{Cu}	Temperatura do cobre	[°C]
θ_{elt}	Ângulo elétrico do rotor	[°]
θ_s	Temperatura alvo do enrolamento	[°C]
$\theta_{s,ref}$	Temperatura de referência do enrolamento	[°C]
λ_d	Fluxo do estator eixo direito	[Wb]
λ_q	Fluxo do estator eixo quadratura	[Wb]
λ_d^{NL}	Fluxo do estator não linear eixo direito	[Wb]
λ_q^{NL}	Fluxo do estator não linear eixo quadratura	[Wb]

λ_s	Fluxo do estator	[Wb]
μ	Permeabilidade magnética	[H/m]
ξ	Rácio de saliência do rotor	
ρ	Resistividade elétrica	[Ωm]
ρ_t	Densidade da carga elétrica total	[C/m ²]
σ	Condutividade elétrica	[Ωm] ⁻¹
φ	Ângulo entre a tensão e a corrente	[°]
ϕ	Fluxo magnético	[Wb]
Ψ	Campo magnético girante	[T]
ω	Velocidade mecânica	[Rad/s]

Siglas

AC	Corrente alternada (<i>Alternated current</i>)
ALA	Anisotrópico axialmente laminado (<i>Axially laminated anisotropic</i>)
DC	Corrente contínua (<i>Direct current</i>)
DTC	Controlo direto do binário (<i>Direct torque control</i>)
FEA	Análise por elementos finitos (<i>Finite element analysis</i>)
FEM	Método dos elementos finitos (<i>Finite element method</i>)
FEM-2D	Método dos elementos finitos bidimensional (<i>Two-dimensional finite element method</i>)
FEMM	Finite element method magnetics
FDM	Método das diferenças finitas (<i>Finite difference method</i>)
FMM	Força magnetomotriz (<i>Magnetomotive force</i>)
FOC	Controlo por orientação de campo (<i>Field oriented control</i>)
FW	Enfraquecimento de fluxo (<i>Flux weakening</i>)
IDE	Ambiente de desenvolvimento integrado (<i>Integrated development environment</i>)
MATLAB	Matrix Laboratory
ME	Máxima eficiência (<i>Maximum efficiency</i>)
MMM	Magnetic model manipulation
MTPA	Máximo binário por ampere (<i>Maximum torque per ampere</i>)
MTPV	Máximo binário por volt (<i>Maximum torque per volt</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse width modulation</i>)
SVM	Modulação vetorial espacial (<i>Space vector modulation</i>)
SPWM	Modulação por largura de pulso sinusoidal (<i>Sinusoidal pulse width modulation</i>)

SynRM	Motores síncronos de relutância (<i>Synchronous reluctance motors</i>)
SyR-e	Synchronous reluctance – evolution
RM	Motores de relutância (<i>Reluctance motors</i>)
RSM	Motores síncronos de relutância (<i>Reluctance synchronous motors</i>)
TLA	Anisotrópico transversalmente laminado (<i>Transversally laminated anisotropic</i>)

Índice

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	ENQUADRAMENTO.....	1
1.2	OBJETIVOS	2
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	2
2	MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA E EFICIÊNCIA ENERGÉTICA	3
2.1	INTRODUÇÃO	3
2.1.1	<i>Relutância Magnética</i>	<i>3</i>
2.1.2	<i>Aspetos construtivos do SynRM.....</i>	<i>5</i>
2.1.3	<i>Princípio de funcionamento do SynRM.....</i>	<i>7</i>
2.2	POTÊNCIA, PERDAS E EFICIÊNCIA ENERGÉTICA NO SYNRM.....	7
2.3	ANÁLISE DAS TRAJETÓRIAS DE FUNCIONAMENTO APLICADAS AO MAPA DE EFICIÊNCIA.	10
2.3.1	<i>Trajectoria MTPA</i>	<i>10</i>
2.3.2	<i>Trajectoria FW e MTPV</i>	<i>11</i>
2.3.3	<i>Trajectoria ME.....</i>	<i>11</i>
2.4	CÁLCULO DO MAPA DE EFICIÊNCIA: CASOS DE ESTUDO	12
2.5	CONCLUSÃO	15
3	MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS BIDIMENSIONAL E ESTRATÉGIAS DE CONTROLO	
	APLICADOS NOS MOTORES AC.....	17
3.1	INTRODUÇÃO	17
3.2	INTRODUÇÃO	17
3.2.1	<i>Aplicação do eletromagnetismo em elementos finitos</i>	<i>19</i>
3.2.2	<i>Condições de contorno</i>	<i>20</i>
3.2.3	<i>Problema magnetostático.....</i>	<i>22</i>
3.2.4	<i>Processo de solução numérica.....</i>	<i>22</i>
3.3	ESTRATÉGIAS DE CONTROLO APLICADOS AOS MOTORES AC.....	25
3.3.1	<i>Controlo por orientação de campo – FOC</i>	<i>26</i>
3.3.2	<i>Controlo Direto do Binário – DTC</i>	<i>27</i>
3.4	CONCLUSÃO	28
4	MODELAÇÃO DO SYNRM E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	29
4.1	INTRODUÇÃO	29
4.2	MODELO MAGNÉTICO DO SYNRM	30
4.2.1	<i>Parâmetros de desempenho.....</i>	<i>30</i>
4.3	DETERMINAÇÃO DA RESISTÊNCIA DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS	31
4.4	ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO SYNRM	32

4.4.1	<i>Caracterização do enrolamento estatórico</i>	33
4.5	INTRODUÇÃO AO SYR-E	37
4.6	MODELAÇÃO DO SYNRM EM SOFTWARE SYR-E	38
4.7	SIMULAÇÃO DO SYNRM EM SOFTWARE SYR-E	48
4.7.1	<i>Mapas de fluxos magnéticos</i>	50
4.7.2	<i>Perdas no ferro</i>	52
4.7.3	<i>Perdas mecânicas</i>	54
4.8	MAPA DE EFICIÊNCIA	54
4.8.1	<i>Manipulação dos modelos magnéticos</i>	55
4.8.2	<i>Cálculo do mapa de eficiência</i>	57
4.9	CONCLUSÃO	63
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	65
5.1	INTRODUÇÃO	65
5.2	DESCRIÇÃO DO ENSAIO DE MAPEAMENTO DA EFICIÊNCIA	65
5.2.1	<i>Equipamentos utilizados na bancada de ensaio</i>	65
5.3	PROCEDIMENTO E OBTENÇÃO DO MAPA DE EFICIÊNCIA	67
5.4	CONCLUSÃO	70
6	CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO	71
6.1	CONCLUSÕES	71
6.2	TRABALHO FUTURO	72
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	73

Índice de figuras

FIGURA 2.1 – (A) UM SIMPLES CIRCUITO ELÉTRICO. (B) UM SIMPLES CIRCUITO MAGNÉTICO. ADAPTADO DE [3].	4
FIGURA 2.2 – UM SIMPLES NÚCLEO MAGNÉTICO. ADAPTADO DE [3].	4
FIGURA 2.3 – LINHAS E DENSIDADE DE FLUXO EM MATERIAIS COM DIFERENTES PERMEABILIDADES.	5
FIGURA 2.4 – CORTE TRANSVERSAL DO ROTOR E DEFINIÇÃO DOS EIXOS D E Q MAGNÉTICOS DO SYNRM [4].	6
FIGURA 2.5 – (A) ROTOR ANISOTRÓPICO TRANSVERSALMENTE LAMINADO – TLA. (B) ROTOR ANISOTRÓPICO AXIALMENTE LAMINADO – ALA [5] [6].	6
FIGURA 2.6 – DESFASAMENTO ANGULAR ENTRE O CAMPO MAGNÉTICO GIRANTE E O EIXO D .	7
FIGURA 2.7 – ILUSTRAÇÃO DAS PERDAS NO SYNRM [8].	8
FIGURA 2.8 – CONDIÇÕES DE APLICAÇÃO DE MOTORES ELÉTRICOS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS. ADAPTADO DE [10].	9
FIGURA 2.9 – BINÁRIO VS. ÂNGULO DA CORRENTE PARA DIFERENTES VALORES DE CORRENTE. ADAPTADO DE [2].	10
FIGURA 2.10 – TRAJETÓRIA ÓTIMA DE CORRENTE NO PLANO (i_d, i_q) . ADAPTADO DE [11].	11
FIGURA 2.11 – PROCEDIMENTO PARA O CÁLCULO DO MAPA DE EFICIÊNCIA. ADAPTADO DE [12].	12
FIGURA 2.12 – CASOS DE ESTUDO PRIUS IPM (A ESQUERDA) E PM-SYNRM (A DIREITA). (A) ÓTIMA TRAJETÓRIA MTPA, FW E MTPV NO MAPA I_d - I_q . (B) CURVA $T - N$, $I_s - N$ E $\gamma - N$ [12].	13
FIGURA 2.13 – (A) RESULTADO DO TREINO DA REDE NEURONAL. (B) MAPA DE EFICIÊNCIA DOS MOTORES PRIUS IPM (A ESQUERDA) E PM-SYNRM (A DIREITA). ADAPTADO DE [12].	13
FIGURA 2.14 – AVALIAÇÃO DOS PONTOS DE MELHOR EFICIÊNCIA. ADAPTADO DE [13] [14].	14
FIGURA 2.15 – ETAPAS PARA O CÁLCULO DO MAPA DE EFICIÊNCIA. (A) AMOSTRAS NO PLANO (I_d, I_q) . (B) LUGAR GEOMÉTRICO A BINÁRIO CONSTANTE NO PLANO (I_d, I_q) . (C) MÁXIMA EFICIÊNCIA NO LUGAR GEOMÉTRICO A BINÁRIO CONSTANTE PARA DIFERENTES FREQUÊNCIAS. (D) REPRESENTAÇÃO DOS PONTOS VIÁVEIS NO PLANO (T, n) [15].	15
FIGURA 2.16 – MAPA DE EFICIÊNCIA. ADAPTADO DE [15].	15
FIGURA 3.1 – ELEMENTO FINITO TRIANGULAR TÍPICO CONECTADO A OUTROS ELEMENTOS FINITOS. ADAPTADO DE [17].	18
FIGURA 3.2 – PROCEDIMENTO DE ANÁLISE DOS DISPOSITIVOS ELETROMAGNÉTICOS EM FEM. ADAPTADO DE [17].	18
FIGURA 3.3 – CONDIÇÕES DE CONTORNO. (A) SEM QUALQUER CONDIÇÃO DE CONTORNO APLICADA (NEUMANN APLICADA EM TODOS OS LADOS). (B) APLICADA CONDIÇÃO DE <i>DIRICHLET</i> EM TODOS OS LADOS.	21
FIGURA 3.4 – SIMETRIA DE UM MOTOR E CONDIÇÕES DE CONTORNO. (A) EXEMPLO DE MOTOR PARA APLICAÇÃO DE SIMETRIA. (B) PERIODIC A. (C) ANTIPERIODIC.	22
FIGURA 3.5 – ELEMENTO FINITO TRIANGULAR [17].	23
FIGURA 3.6 – (A) REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DO CONTROLO FOC. ADAPTADO DE [24]. (B) DEFINIÇÃO DO ÂNGULO DO FLUXO DO ROTOR. ADAPTADO DE [23].	27
FIGURA 3.7 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DO CONTROLO DTC. ADAPTADO DE [24].	27
FIGURA 4.1 – PLANO DQ PARA O SYNRM [25].	30
FIGURA 4.2 – (A) DIAGRAMA DO CIRCUITO DE MEDIÇÃO SEMELHANTE. (B) EQUIPAMENTO BK PRECISION 2841 DC RESISTANCE METER.	31

FIGURA 4.3 – ESQUEMA DO ENROLAMENTO ESTATÓRICO EM CADA FASE.	34
FIGURA 4.4 – ESPIRA DE UMA BOBINA.	35
FIGURA 4.5 – PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E FLUXO DE DADOS DO SYR-E. ADAPTADO DE [30].	38
FIGURA 4.6 – PARÂMETROS PRINCIPAIS DO MOTOR NO – SEPARADOR <i>MAIN DATA</i>	39
FIGURA 4.7 – PARÂMETROS GEOMÉTRICOS DO ESTATOR E DO ROTOR – SEPARADOR <i>GEOMETRY</i>	39
FIGURA 4.8 – ILUSTRAÇÃO GEOMÉTRICA DOS PARÂMETROS DO ESTATOR.	40
FIGURA 4.9 – ROTOR PERSONALIZADO (A BRANCO) E ROTOR BASEADO NAS EQUAÇÕES PREDEFINIDAS DO SYR-E (LINHAS A PRETO).	41
FIGURA 4.10 – SEPARADOR <i>OPTIONS</i>	42
FIGURA 4.11 – SEPARADOR <i>WINDINGS</i>	43
FIGURA 4.12 – EFEITO PELICULAR E DE PROXIMIDADE. ADAPTADO DE [31].	44
FIGURA 4.13 – MODELO DA CAVA DO ESTATOR.	44
FIGURA 4.14 – FACTOR DE PERDAS AC VERSUS FREQUÊNCIA PARA DIFERENTES TEMPERATURAS DO ENROLAMENTO.	45
FIGURA 4.15 – SEPARADOR <i>MATERIALS</i>	46
FIGURA 4.16 – PERDAS NO FERRO DO MATERIAL M270-50A PARA DIFERENTES VALORES DE FREQUÊNCIA.	46
FIGURA 4.17 – CURVA DE AJUSTE USADA PARA DETERMINAR OS COEFICIENTES DE PERDAS PARA O CASO 50HZ.	47
FIGURA 4.18 – PROPRIEDADES DO MATERIAL M270-50A E CURVA B-H.	48
FIGURA 4.19 – SEPARADOR <i>SIMULATION</i>	49
FIGURA 4.20 – DISTRIBUIÇÃO DO FLUXO MAGNÉTICO PARA 1 POSIÇÃO DO ROTOR SIMULADO ($\theta_{elet} = 60^\circ$), ÂNGULO DA CORRENTE ($\gamma_{elet} = 54^\circ$) E CORRENTE NOMINAL DE PICO.	49
FIGURA 4.21 – BINÁRIO INSTANTÂNEO: (LINHA VERMELHA) - SIMULAÇÃO OBTIDA PARA 30 POSIÇÕES DO ROTOR DENTRO DO INTERVALO DE ($0 \leq \theta_{elet} \leq 60^\circ$) E LINHA AZUL – FORMA DE ONDA COMPLETA.	50
FIGURA 4.22 – VALORES DE ENTRADA PARA SIMULAÇÕES DO TIPO <i>FLUX MAP</i>	50
FIGURA 4.23 – (A) MAPAS DE FLUXOS MAGNÉTICOS. (B) MODELO MAGNÉTICO DO SYNRM. (C) MAPA DO BINÁRIO ELETROMAGNÉTICO.	51
FIGURA 4.24 – MAPAS DE PERDAS TOTAIS NO FERRO, DE PERDAS DE HISTERESE E DE EDDY NO ESTATOR E NO ROTOR RESPECTIVAMENTE.	52
FIGURA 4.25 – VALORES DE ENTRADA PARA SIMULAÇÕES DO TIPO <i>IRON LOSS</i>	53
FIGURA 4.26 – SEPARADOR <i>MAIN</i> NA GUI_ SYRE_ MMM.	56
FIGURA 4.27 – ILUSTRAÇÃO DA DEFINIÇÃO E MAPAS DA INDUTÂNCIA INCREMENTAL DO SYNRM.	56
FIGURA 4.28 – (A) BINÁRIO ELETROMAGNÉTICO EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DA CORRENTE PARA DIFERENTES AMPLITUDES DE CORRENTE. (B) PONTOS DE MELHOR EFICIÊNCIA AO LONGO DAS CURVAS MTPA E MTPV.	57
FIGURA 4.29 – SEPARADOR <i>TORQUE-SPEED</i> NA GUI_ MMM.	59
FIGURA 4.30 – MAPAS DE EFICIÊNCIA DO SYNRM. (A) APLICADO A TRAJETÓRIA DE ME. (B) APLICADO A TRAJETÓRIA DE MTPA.	59
FIGURA 4.31 – MAPAS DE PERDAS, POTÊNCIA DE SAÍDA E FACTOR DE POTÊNCIA DO SYNRM, OBTIDOS PELAS TRAJETÓRIAS DE FUNCIONAMENTO ME (A ESQUERDA) E MTPA (A DIREITA).	62

FIGURA 4.32 – DIFERENÇA ENTRE OS MAPAS OBTIDOS POR ME E MTPA. (A) ESCALA DO BINÁRIO (0-20 N.m). (B) ESCALA DO BINÁRIO (0-1 N.m).....	62
FIGURA 5.1 – ENSAIO DE MAPEAMENTO DA EFICIÊNCIA.	65
FIGURA 5.2 – VISTA GLOBAL DA BANCADA DE ENSAIO.	66
FIGURA 5.3 – PROCEDIMENTO DE VARREDURA DO PLANO.....	67
FIGURA 5.4 – ÁREAS VIÁVEIS E INVIÁVEIS NO MAPA $N-T$. ADAPTADO DE [25].....	69
FIGURA 5.5 – (A) MAPA DE EFICIÊNCIA EXPERIMENTAL DO SYNRM. (B) POTÊNCIA DE SAÍDA EXPERIMENTAL DO SYNRM.....	70
FIGURA 5.6 – COMPARAÇÃO DO MAPA DE EFICIÊNCIA SIMULADA (ESQUERDA) E EXPERIMENTAL (DIREITA).....	70

Índice de quadros

QUADRO 3.1 – RESUMO COMPARATIVO ENTRE AS ESTRATÉGIAS FOC E DTC [23].	28
QUADRO 4.1 – VALORES DE RESISTÊNCIAS MEDIDAS EM CADA FASE E VALOR MÉDIO.	31
QUADRO 4.2 – DADOS PRINCIPAIS DO MOTOR SYNRM.....	32
QUADRO 4.3 – DADOS DO ESTATOR DO MOTOR SYNRM.....	32
QUADRO 4.4 – DADOS DO ROTOR DO MOTOR SYNRM.	33
QUADRO 4.5 – RESULTADOS DOS PARÂMETROS CALCULADOS.....	37
QUADRO 4.6 – MATRIZ DE CONFIGURAÇÃO DOS ENROLAMENTOS DE 1/4 DO MOTOR SYNRM.	43
QUADRO 4.7 – VALORES CALCULADOS A PARTIR DA CURVA DE AJUSTE APLICADA AOS DADOS DO M270-50A.	48
QUADRO 4.8 – COEFICIENTES DE PERDAS MECÂNICAS.	54
QUADRO 5.1 – VALORES EXPERIMENTAIS DA EFICIÊNCIA DO SYNRM.	69

1 Introdução

1.1 Enquadramento

A crescente atenção à eficiência energética, torna a tecnologia dos motores elétricos importante, tendo em consideração a percentagem do seu consumo energético. Com base na pesquisa de mercado sobre a utilização de motores elétricos, os motores de corrente alternada são os mais utilizados na indústria, nomeadamente os motores assíncronos, comumente também designados como motores de indução, devido à sua simplicidade, robustez e baixo custo [1]. Uma solução alternativa aos motores de indução, que tem vindo a emergir durante alguns anos para aplicações de baixa potência são os motores síncronos de relutância.

Os motores síncronos de relutância (SynRM) apresentam características construtivas distintas das máquinas assíncronas e síncronas, sobretudo no rotor, que não apresenta enrolamentos, correntes elétricas e ímanes permanentes. Os SynRM apresentam melhor eficiência para as mesmas gamas de potência, em comparação com os motores de indução. Como os SynRM não têm correntes no rotor, as perdas de Joule no rotor são nulas, o que é uma das principais razões para a melhor eficiência do SynRM em comparação com os motores de indução de tamanho semelhante.

Devido à complexidade na modelação matemática dominada pela saturação magnética, o método dos elementos finitos tem sido utilizado para obter características de desempenho de motores elétricos, principalmente na fase de projeto das máquinas elétricas. Este método numérico é mais preciso do que os métodos analíticos, porque pode incorporar com maior facilidade características não lineares como a saturação magnética [2].

Após a conceção e a otimização de um motor elétrico a elaboração de mapas de eficiências para a previsão do desempenho do motor, permite verificar a eficiência máxima para qualquer combinação de velocidade/binário de funcionamento. Esta é a

forma mais conveniente de representar o motor em vários pontos de operação, possibilitando assim encontrar a combinação que produz a melhor eficiência e consequentemente o menor consumo de energia elétrica, satisfazendo a tensão e o limite de corrente do motor.

1.2 Objetivos

Esta dissertação tem como objetivo a obtenção do mapa de eficiência do SynRM através de simulação computacional recorrendo ao *software Synchronous reluctance – evolution* (SyR-e) de análise de elementos finitos bidimensional. O trabalho inclui a realização de ensaios experimentais para determinação do mapa de eficiência.

Para este trabalho, pretendem-se alcançar os seguintes objetivos específicos:

- Determinação dos parâmetros construtivos do motor SynRM, essenciais para modelação do motor por meio do método de elementos finitos;
- Desenvolvimento de um modelo computacional do motor SynRM, instalado no Laboratório de Máquinas Elétricas do ISEL, recorrendo à integração dos *softwares* SyR-e e FEMM (*Finite element method magnetics*);
- Obtenção do mapa de eficiência do motor SynRM com recursos a simulações computacionais e testes experimentais.

1.3 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está estruturada em 6 capítulos, onde o 1.º capítulo é referente aos aspetos introdutórios. O capítulo 2 descreve o funcionamento do SynRM, detalhando a distribuição das perdas que impactam sua eficiência energética. Além disso, são abordadas as trajetórias de funcionamento utilizadas no cálculo do mapa de eficiência, acompanhadas da apresentação de estudos de caso.

No capítulo 3 é apresentado o método dos elementos finitos aplicados em simulação numérica e também estratégias de controlo aplicadas aos motores de corrente alternada. No capítulo 4 é apresentado o cálculo de alguns parâmetros essenciais para a modelação do SynRM e também é descrito o *software* SyR-e utilizado para simulação computacional em elementos finitos e são apresentados no mesmo capítulo os resultados de simulação.

No capítulo 5 é apresentado o protótipo laboratorial e são discutidos os resultados experimentais. No capítulo 6 são apresentadas as conclusões e perspetivas de desenvolvimento futuro.

2 Motor Síncrono de Relutância e Eficiência Energética

2.1 Introdução

Os SynRM são máquinas elétricas com uma estrutura de rotor magneticamente anisotrópico, cujo funcionamento consiste no princípio da diferença de relutância magnética. A relutância magnética é o inverso da permeância, podendo ser feita a analogia à resistência elétrica, uma vez que apresenta a oposição ao fluxo magnético. No rotor desses motores, são suprimidos mecanismos de excitação eletromagnética ou ímanes permanentes.

Na literatura, estes motores são referenciados sob diferentes denominações, como: *Relutance Motor (RM)*, *Synchronous Reluctance Motor (SynRM ou Synchrel)* e ainda *Reluctance Synchronous Motor (RSM)* [2]. Os SynRM fazem parte do leque de grupo dos motores síncronos de corrente alternada. A terminologia adotada nesta dissertação é a SynRM, sendo objeto de análise o SynRM trifásico.

2.1.1 Relutância Magnética

Em um circuito elétrico, a tensão ou a força eletromotriz é responsável por estabelecer a circulação de corrente elétrica, em um circuito magnético, a grandeza equivalente é a força magnetomotriz (FMM), que é a responsável pela produção do fluxo magnético (conforme ilustrado na Figura 2.1). A FMM define a capacidade de um enrolamento de produzir fluxo magnético no núcleo magnético, sendo definida por (2.1) [3]:

$$\mathcal{F} = N_{\text{espiras}} i \quad (2.1)$$

Onde: $\mathcal{F}$ é a força magnetomotriz, N_{espiras} é o número de espiras e i é a corrente elétrica.

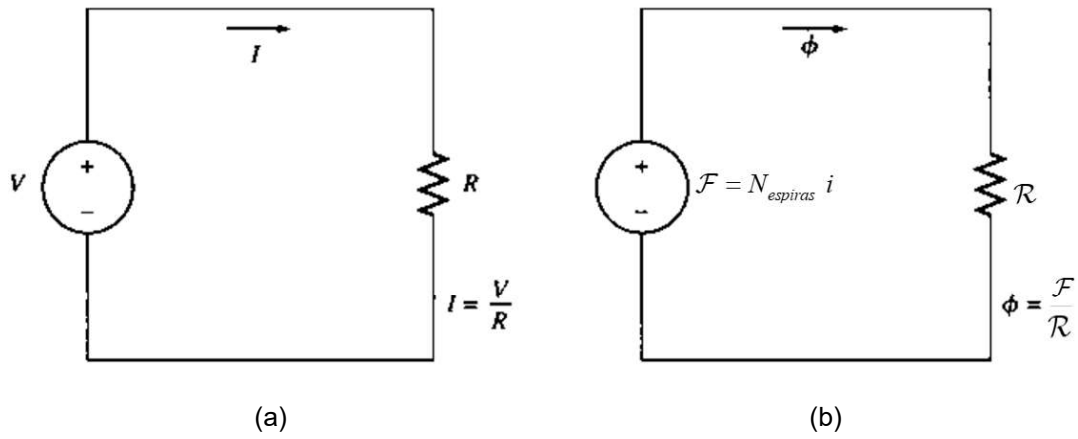


Figura 2.1 – (a) Um simples circuito elétrico. (b) Um simples circuito magnético. Adaptado de [3].

A relação entre a tensão e a corrente num circuito elétrico é a lei de ohm ($V = RI$), similarmente, a relação entre a força magnetomotriz e o fluxo magnético é dada por (2.2) [3]:

$$\mathcal{F} = \mathcal{R} \phi \quad (2.2)$$

Onde: $\mathcal{R}$ é a relutância magnética e ϕ é o fluxo magnético.

O fluxo magnético no núcleo magnético (conforme a Figura 2.2) é dado (2.3) [3]:

$$\phi = BA = \left(\frac{\mu N_{\text{espiras}} i}{l_c} \right) A = \mathcal{F} \left(\frac{\mu A}{l_c} \right) \quad (2.3)$$

Onde: B é a densidade do fluxo magnético, A é secção transversal no núcleo magnético, μ é a permeabilidade magnética do material e l_c é o comprimento médio do caminho do núcleo (como o caminho real do fluxo é curvo e distribuído no material magnético, usa-se um valor médio para simplificar o cálculo).

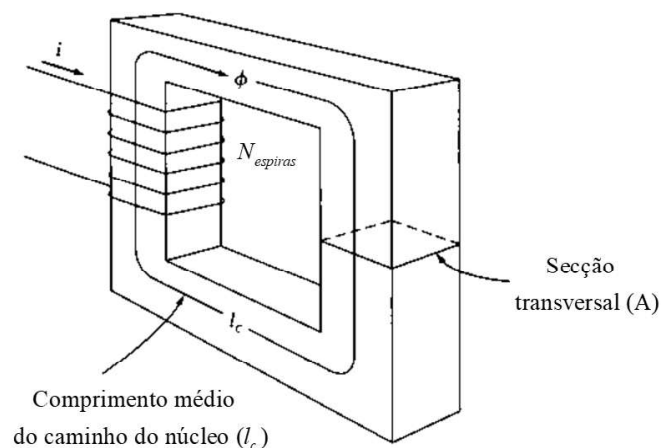


Figura 2.2 – Um simples núcleo magnético. Adaptado de [3].

Tendo como base as equações (2.2) e (2.3), a relutância magnética também pode ser dada escrita por (2.4) [3]:

$$\mathcal{R} = \frac{l_c}{\mu A} \quad (2.4)$$

Existe igualmente um equivalente magnético para a condutância (inverso da resistência), a permeância em um circuito magnético corresponde ao inverso da relutância e é expressa pela equação (2.5).

$$\mathcal{P} = \frac{1}{\mathcal{R}} \quad (2.5)$$

É apresentando na Figura 2.3, dois materiais com permeabilidades diferentes, onde as linhas de campo tendem a se direcionar para aquele que possui maior permeabilidade. Esse fenômeno é conhecido como princípio da relutância mínima. Observa-se que o material ferromagnético (M-19 Steel), devido à sua elevada permeabilidade, oferece um caminho magnético de menor relutância, concentrando as linhas de campo. Por outro lado, o ar, pela sua baixa permeabilidade, não favorece essa concentração, caracterizando um caminho magnético de alta relutância.

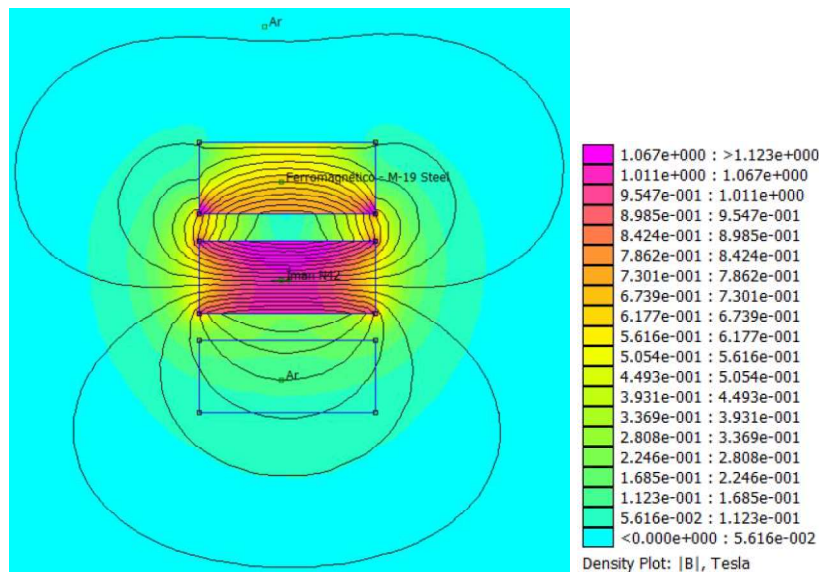


Figura 2.3 – Linhas e densidade de fluxo em materiais com diferentes permeabilidades.

2.1.2 Aspectos construtivos do SynRM

As características construtivas dos SynRM são semelhantes às de qualquer motor convencional de corrente alternada, assíncrono ou síncrono. O estator dos SynRM é semelhante ao dos motores de indução. A nível rotórico, os SynRM apresentam diferenças significativas em comparação a outros tipos motores de corrente alternada.

O rotor das SynRM é caracterizado por apresentar um núcleo de material ferromagnético com geometria anisotrópica (algumas regiões constituídas por

segmentos de ferro e outras por ar), sendo as regiões constituídas por ar denominadas por barreiras de fluxo. A geometria anisotrópica rotórica do motor SynRM origina uma relutância magnética variável no rotor, e quando o motor se encontra magnetizado esta característica permite direccionar o campo magnético na direcção de menor relutância rotórica. Devido a vastos estudos sobre o rotor do motor SynRM, decorridos ao longo dos anos, surgiram diferentes estruturas rotóricas [2]. Isto deve-se ao fato de se procurar encontrar características que tornassem este motor mais competitivo industrialmente, em comparação com o motor de indução. E ser mais competitivo obriga que o motor apresente elevado rácio de saliência, definida como o rácio das indutâncias dos enrolamentos estatóricos ao longo do eixo direto e o eixo em quadratura (L_{ds}/L_{qs}), equivalendo à obtenção de menor relutância magnética no eixo direto ou longitudinal (eixo d) e maior relutância no eixo de quadratura (eixo q). Menor relutância no eixo d equivale a maior indutância no mesmo eixo e maior relutância no eixo q , o que é equivalente apresentar uma menor indutância. O eixo direto é predominantemente composto por material ferromagnético e o eixo em quadratura maioritariamente composto por ar, designadas por barreiras de fluxo, como se observa na Figura 2.4 [2] [4].

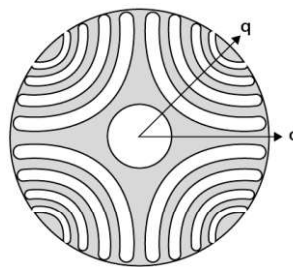


Figura 2.4 – Corte transversal do rotor e definição dos eixos d e q magnéticos do SynRM [4].

Os rotores mais utilizados industrialmente são os rotores anisotrópicos transversalmente laminados (TLA) e o laminado axialmente (ALA), pois proporcionam melhor eficiência, factor de potência e densidade de binário por volume no motor [5]. Na Figura 2.5 são apresentados os rotores TLA e ALA.



Figura 2.5 – (a) Rotor anisotrópico transversalmente laminado – TLA. (b) Rotor anisotrópico axialmente laminado – ALA [5] [6].

2.1.3 Princípio de funcionamento do SynRM

O funcionamento do SynRM baseia-se nos conceitos de relutância magnética e de campo magnético girante (semelhante ao do motor de indução). Ao alimentar os enrolamentos estáticos do motor por um sistema trifásico e equilibrado de correntes sinusoidais, verifica-se um duplo desfasamento: um de natureza espacial, associado à distribuição dos enrolamentos no estator e outro de natureza temporal resultante da variação das correntes no tempo. A interação destes desfasamentos origina forças magnetomotrizes (FMM) no estator que, por sua vez, produzem um campo magnético girante (Ψ) responsável pelo funcionamento do motor [7].

Sendo o rotor do SynRM geometricamente anisotrópica, como ilustrado na Figura 2.6, sob o efeito do campo magnético girante, o sentido de menor relutância do rotor (eixo d) tende a alinhar-se e acompanhar sincronamente o campo magnético aplicado (Ψ), objetivando minimizar a relutância do circuito magnético. Ou seja, a existência de uma diferença angular ou o não alinhamento entre o sentido de menor relutância (eixo d) e o campo magnético girante, desenvolve um binário eletromagnético no entreferro do motor [4] [7]. Embora o campo magnético e o eixo d estejam em sincronismo, existe uma diferença angular entre eles, denominado ângulo de carga ou de potência (δ), sempre que o SynRM esteja em carga, conforme ilustrado na Figura 2.6.

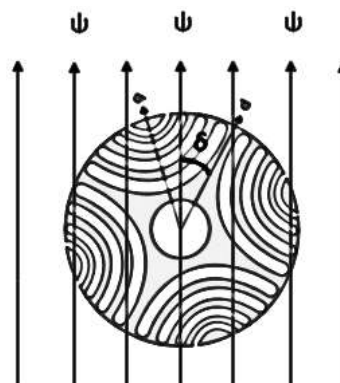


Figura 2.6 – Desfasamento angular entre o campo magnético girante e o eixo d .

A existência da diferença angular (δ), produzirá uma distorção no campo magnético principal, alinhando-se a mesma distorção ao longo do eixo q [7].

2.2 Potência, Perdas e Eficiência Energética no SynRM

O projeto do motor elétrico é um processo interdisciplinar, que consiste no projeto eletromagnético, térmico e mecânico, bem como ciências dos materiais. A análise

térmica do motor é uma das secções mais importantes no projeto do motor, vital para o desempenho (binário, densidade de potência e eficiência energética) [8]. A potência de entrada do motor SynRM é definido como a soma das perdas resistivas (P_R), perdas no ferro (P_{Fe}) e do produto entre o binário eletromagnético (T_e) e a velocidade angular elétrica (ω), conforme definido em (2.1). Onde p equivale ao par de polos.

$$P_{ele} = P_R + P_{Fe} + T_e \frac{\omega}{p} \quad (2.6)$$

As perdas no motor, aparecem na forma de calor resultando no aumento da temperatura em várias partes do motor. Sendo assim, a quantidade de calor gerado depende da quantidade de perdas. As contabilizações destas perdas desempenham um papel importante na precisão da análise baseada em elementos finitos. As perdas no SynRM são compostas por [8]:

- Perdas resistivas ou de Joule
- Perdas no ferro
- Perdas mecânicas

É apresentado na Figura 2.7, uma ilustração detalhada das perdas no SynRM.

Por meio do método dos elementos finitos, é possível calcular as perdas resistivas, uma vez impostas as densidades de correntes sobre a máquina em análise. As perdas no ferro podem ser avaliadas por diferentes abordagens, como a equação de Steinmetz, o modelo aprimorado de Bertotti ou, ainda, por modelos matemáticos baseados na histerese magnética [8].

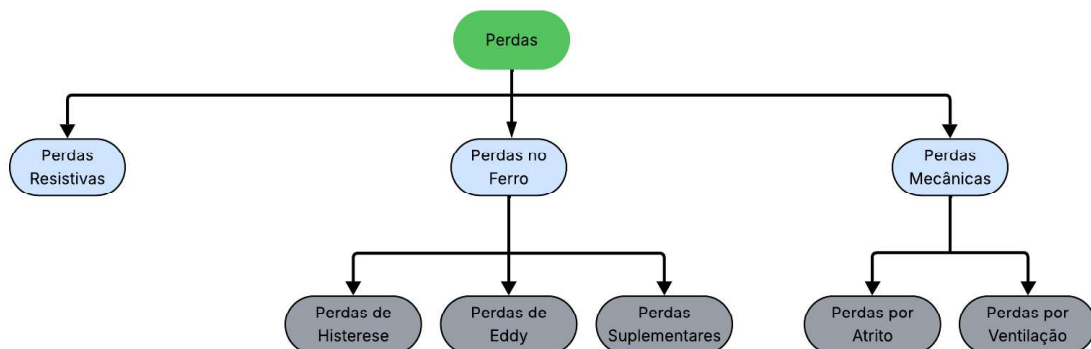


Figura 2.7 – Ilustração das perdas no SynRM [8].

As perdas mecânicas correspondem à parcela do binário eletromagnético que não é convertida em binário útil no eixo, sendo associadas principalmente ao atrito dos rolamentos e às perdas por ventilação. Devido à complexidade da sua modelação e à forte dependência de fatores mecânicos e térmicos, muitos *softwares* de simulação

não estimam diretamente estas perdas, tratando-as de forma empírica ou negligenciando-as.

As perdas totais do motor influenciam consideravelmente a eficiência energética do motor, e é um indicador de desempenho muito importante nos motores elétricos. Uma das ferramentas fundamentais para a avaliação do mesmo é o mapa de eficiência, que é um gráfico de curvas de nível que descreve a eficiência do motor nos eixos de binário e velocidade. O mapa de eficiência descreve a eficiência máxima para qualquer combinação velocidade/binário e é uma forma conveniente de representar o acionamento do motor numa gama de pontos de funcionamento definida, como exemplo, por um ciclo de condução de um veículo. No âmbito dos motores elétricos, os mapas de eficiência têm sido bastante utilizados principalmente na conceção da transmissão de veículos elétricos e híbridos, possibilitando escolher o motor elétrico mais adequado as necessidades do veículo [9].

A Figura 2.8, ilustra as características típicas de binário/potência-velocidade de um motor para aplicações em veículos elétricos. Em geral, os veículos elétricos exigem um desempenho de binário constante a baixa velocidade e uma região de potência constante a alta velocidade, sendo que a elevada eficiência é bastante desejada em toda a região de velocidade.

O mapa de eficiência do motor é obtido encontrando a eficiência máxima para cada combinação binário (T) e a velocidade (ω). Por exemplo, na velocidade desejada são examinadas as combinações de duas grandezas de controlo (i_d, i_q), que produzem o binário desejado, em seguida é encontrada a combinação que produz a melhor eficiência satisfazendo ao mesmo tempo a tensão e o limite de corrente do motor.

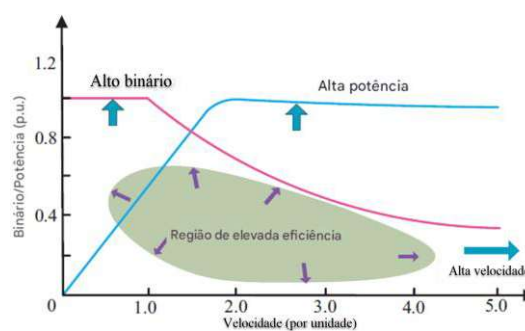


Figura 2.8 – Condições de aplicação de motores elétricos em veículos elétricos. Adaptado de [10].

2.3 Análise das Trajetórias de Funcionamento Aplicadas ao Mapa de Eficiência.

O critério operacional ideal estabelece que o SynRM deve ser capaz de fornecer a combinação desejada de binário e velocidade (T, ω), maximizando a eficiência e respeitando os limites de tensão e de corrente. Para satisfazer esse critério, podem ser adotados as seguintes trajetórias de funcionamento: Máximo binário por ampere (MTPA), Enfraquecimento de fluxo (FW), Máximo binário por volt (MTPV) e a Máxima eficiência (ME) [11].

2.3.1 Trajetória MTPA

Quando a velocidade é inferior a velocidade de base de operação (região de binário constante), a trajetória MTPA é comumente utilizado, porque a corrente estatórica (i_s) é a única restrição para a produção de binário, dado que os limites de tensão do inversor não são ainda atingidos.

A trajetória MTPA é aplicada para minimizar as perdas de cobre do motor. Para uma i_s necessária, o binário eletromagnético (T_e) é maximizado, ao mesmo tempo em que as perdas no cobre do motor são minimizadas, de modo a se determinar o ângulo ótimo (γ^{MTPA}) [12]. No entanto, é amplamente utilizado devido à simplicidade de implementação e proporciona perdas mínimas por efeito Joule.

É apresentado na Figura 2.9 o binário eletromagnético em função do ângulo da corrente para diferentes valores de corrente. Os pontos ótimos associados à trajetória de funcionamento MTPA, que minimizam as perdas de cobre do motor, encontram-se ao longo da curva azul, também denominado curva MTPA [2].

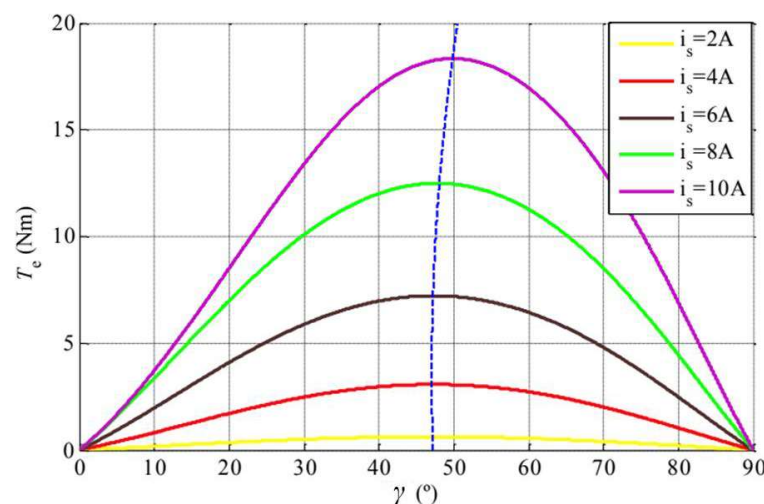


Figura 2.9 – Binário vs. Ângulo da corrente para diferentes valores de corrente. Adaptado de [2].

2.3.2 Trajetória FW e MTPV

A trajetória FW é necessário quando a velocidade do rotor é superior a velocidade de base de operação (região de potência constante) e o SynRM já não pode funcionar ao longo da curva MTPA, devido ao limite de tensão do barramento DC (V_{dc}) do conversor eletrônico de potência, então o SynRM entrará na região de FW diminuindo a corrente i_d (conforme ilustrado na Figura 2.10), o que permitirá que o SynRM funcione a uma velocidade mais elevada à custa de uma produção de menor binário [11]. O aumento da velocidade implica na redução do fluxo do estator (λ_s) e, consequentemente do binário, ou em outras palavras, o fluxo do motor é enfraquecido pela redução da corrente i_d ou variação do γ para diferentes velocidades [12].

A trajetória de MTPV é utilizada na região de alta velocidade, onde o fluxo do estator é ainda mais reduzido, em decorrência da redução mais acentuada da corrente i_d (conforme ilustrado na Figura 2.10). Nessa condição, a trajetória MTPV maximiza o binário para um determinado valor de V_{dc} para encontrar o ângulo ótimo (γ^{MTPV}) [12].

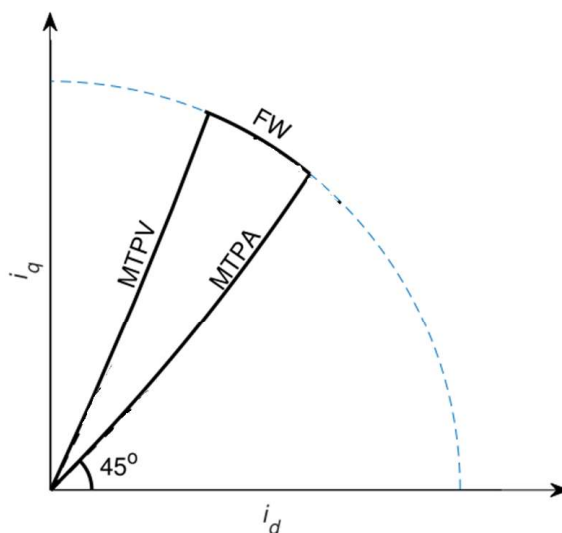


Figura 2.10 – Trajetória ótima de corrente no plano (i_d, i_q) . Adaptado de [11].

2.3.3 Trajetória ME

Este tipo de trajetória consiste em minimizar as perdas totais do motor em qualquer ponto de operação para determinado valor de binário e velocidade, e desta forma a eficiência do motor é maximizada, ou seja, existirá uma combinação de i_d e i_q em qualquer binário e velocidade que produzirá ótima eficiência [5]. Devido à sua complexidade intrínseca, a implementação dessa trajetória em laboratório torna-se mais desafiadora.

2.4 Cálculo do Mapa de Eficiência: Casos de Estudo

1.º Caso de estudo: Em [12], os autores desenvolveram um estudo computacional do cálculo do mapa de eficiência para acionamentos de motores síncronos de corrente alternada considerando dois casos de estudos (Prius IPM, PM-SynRM) incluído os efeitos de saturação e do acoplamento magnético. A eficiência e o binário são calculados utilizando simulações baseadas no método dos elementos finitos bidimensional (FEM-2D).

Na primeira etapa, os dados de entrada são a amplitude da corrente do estator, I_s , e o ângulo da corrente, γ . O ângulo de referência de γ é o eixo q com uma rotação positiva no sentido anti-horário, conforme (2.2), e são calculados os fluxos nos eixos d e q , λ_d e λ_q , respetivamente.

$$\overline{I_s} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_s \sin \gamma \\ +I_s \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Na segunda etapa são calculados os fluxos de ligação e as correntes não lineares ($\lambda_{dq}^{NL}; I_{dq}^{NL}$) devido ao efeito da saturação e do acoplamento magnético.

Na terceira etapa calculam-se os valores ótimos de correntes do estator ($I^{MTPA}, I^{FW}, I^{MTPV}$), dos ângulos de avanço ($\gamma^{MTPA}, \gamma^{FW}, \gamma^{MTPV}$) e as velocidades ($N_{base}^{MTPA}, N^{FW}, N^{MTPV}$) para as seguintes trajetórias de funcionamento: MTPA, FW e MTPV, e finalmente, na quarta etapa, é utilizada uma rede neuronal artificial para fazer a interpolação e criar um mapa de eficiência, para um menor esforço computacional.

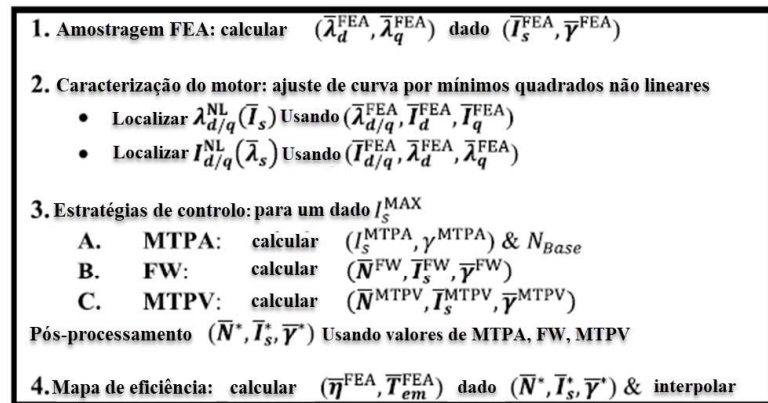
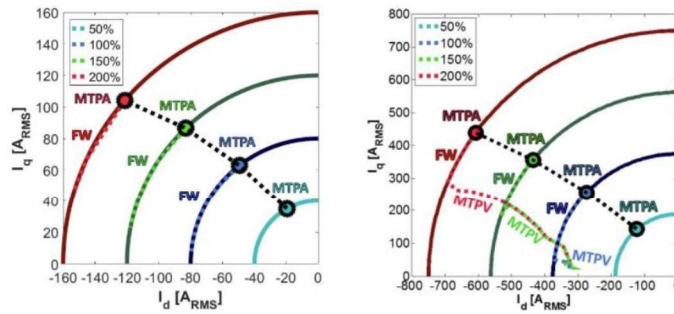
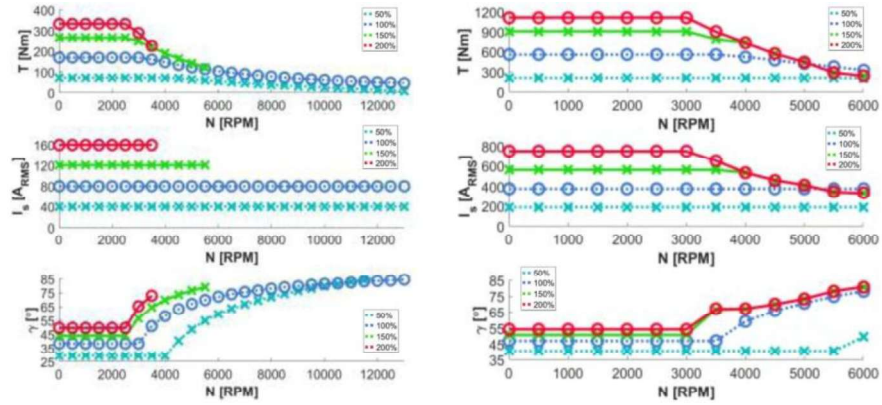


Figura 2.11 – Procedimento para o cálculo do mapa de eficiência. Adaptado de [12].

Os resultados obtidos são apresentados na Figura 2.12 e na Figura 2.13.

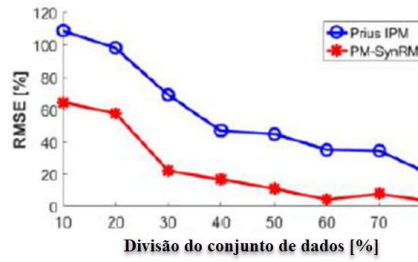


(a)

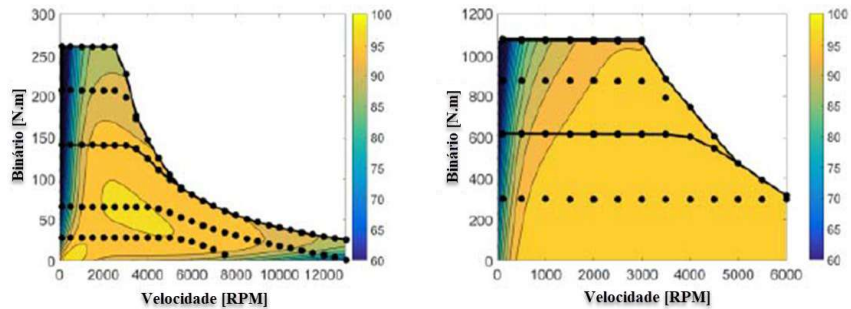


(b)

Figura 2.12 – Casos de estudo Prius IPM (a esquerda) e PM-SynRM (a direita). (a) Ótima trajetória MTPA, FW e MTPV no mapa I_d - I_q . (b) Curva $T - N$, $I_s - N$ e $\gamma - N$ [12].



(a)



(b)

Figura 2.13 – (a) Resultado do treino da rede neuronal. (b) Mapa de eficiência dos motores Prius IPM (a esquerda) e PM-SynRM (a direita). Adaptado de [12].

Em [13] [14], a avaliação dos pontos de melhor eficiência é determinada pela interseção das curvas de limite de corrente com as curvas do lugar geométrico a binário constante e com as curvas de limites de tensão. Os pontos resultantes dessas interseções, ilustrados na Figura 2.14, são denominados pontos ótimos ou de melhor eficiência.

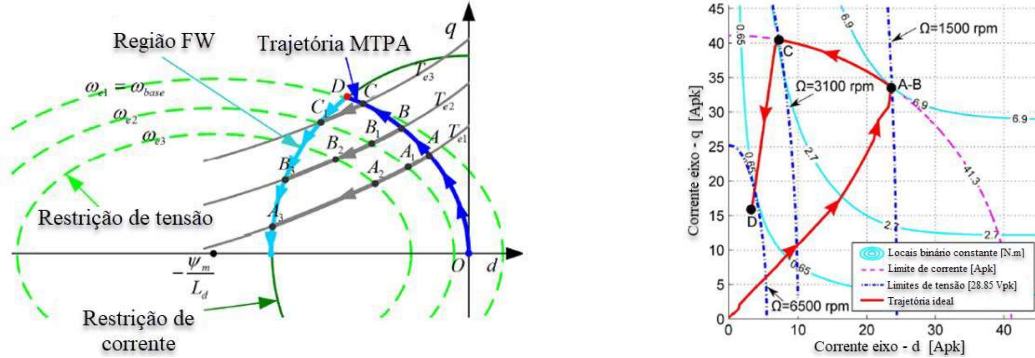


Figura 2.14 – Avaliação dos pontos de melhor eficiência. Adaptado de [13] [14].

2.º Caso de estudo: Em [15], apresenta-se um processo de cálculo e interpretação do mapa de eficiência para diversos tipos de motores (um deles o SynRM).

Na 1ª etapa, conforme apresentado na Figura 2.15(a), uma vez conhecidos os valores das correntes, I_d e I_q , e dos ângulos, é calculado o binário, T . O processo para obtenção do mapa de eficiência é iniciado a partir da amostragem no plano (I_d, I_q) com uma grelha espaçada de pontos de I_d e I_q . A 2.ª etapa consiste em traçar as isolinhas de binário-constante no plano (I_d, I_q) , também conhecido por “lugar geométrico a binário constante”, conforme ilustrado na Figura 2.15(b).

A 3.ª e 4.ª etapas consistem na avaliação da eficiência dos pontos pertencentes ao k -th do lugar geométrico a binário constante para as frequências de f_0 até $f_{máx}$. Para cada frequência, o ponto que exhibe a máxima eficiência é selecionado, conforme ilustrado na Figura 2.15(c).

Na 5.ª etapa, os pontos que não excedem os limites de correntes e tensão são graficamente representados no plano binário e velocidade (T, n) , tal como se pode observar na Figura 2.15(d).

A última etapa consiste no traçado das isolinhas de eficiência “Mapa- η ” no plano (T, n) , tal como se pode observar na Figura 2.16.

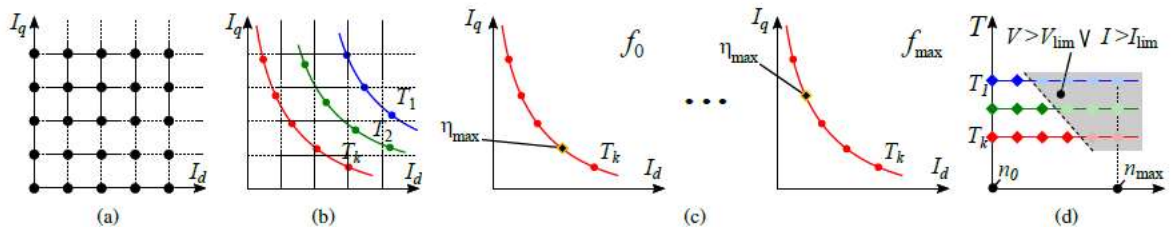


Figura 2.15 – Etapas para o cálculo do mapa de eficiência. (a) Amostras no plano (I_d, I_q) . (b) Lugar geométrico a binário constante no plano (I_d, I_q) . (c) Máxima eficiência no lugar geométrico a binário constante para diferentes frequências. (d) Representação dos pontos viáveis no plano (T, n) [15].

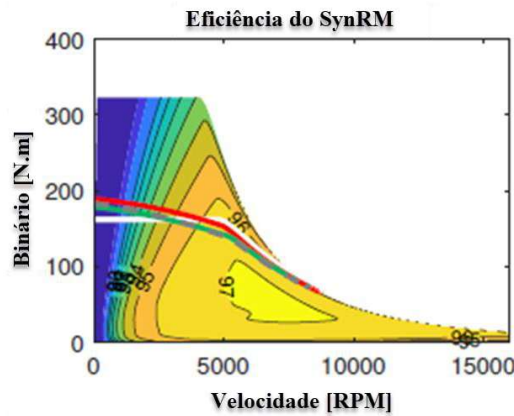


Figura 2.16 – Mapa de eficiência. Adaptado de [15].

2.5 Conclusão

Uma conceção inovadora de rotores reduz as perdas do SynRM, permitindo uma maior densidade de potência. Os SynRM estão disponíveis numa variante com eficiência correspondente ao nível IE4, conforme as classes de eficiência para máquinas elétricas rotativas, segundo a norma IEC 60034. Os métodos mais precisos para a obtenção do mapa de eficiência baseiam-se em simulações de elementos finitos ou em ensaios experimentais. Contudo, um cálculo preciso do mapa de eficiência, quer seja em motores SynRM ou em outros tipos de motores, depende da precisão dos cálculos para a determinação dos fluxos de ligação e das perdas. A análise de elementos finitos é considerada o método mais preciso para calcular o mapa de eficiência, uma vez que considera as não linearidades, histerese e perdas por correntes de Eddy no motor [16].

Nesta dissertação os mapas de eficiência, de fluxos e de perdas são obtidos recorrendo a simulações de análise de elementos finitos e posteriormente comparadas com as obtidas experimentalmente.

3 Método de elementos finitos bidimensional e Estratégias de Controlo Aplicados nos Motores AC

3.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é explanar o método de elementos finitos bidimensional (FEM-2D) aplicado ao projeto de simulação de motores elétricos, e adicionalmente explanar estratégias de controlo aplicadas aos motores de corrente alternada, os quais que serão aplicadas na componente laboratorial.

O método de elementos finitos (FEM) é considerado um método numérico, por solucionar um determinado problema via interações ou análise iterativa, ao invés de serem resolvidos analiticamente [17]. Os métodos numéricos apresentam uma modelação mais precisa da realidade, já os métodos analíticos necessitam de muitos ajustes para que se adequem à realidade. Porém, como a modelação por métodos numéricos é mais próxima da realidade, os seus resultados são mais próximos dos valores reais. Através do FEM, mapas de eficiência energética podem ser obtidos, possibilitando ilustrar e comparar o desempenho de motores elétricos.

Para a componente experimental será essencial o uso de conversores eletrónicos de potência para permitir um controlo preciso e eficiente. As estratégias de controlo representam as diferentes formas que o conversor eletrónico pode operar, de forma a fornecer flexibilidade e adaptabilidade para atender às necessidades específicas (como exemplo, controlo de binário ou de velocidade).

3.2 Introdução

O FEM tem sido utilizado para obter características de desempenho do motor. Por se tratar de um método numérico de elevada precisão, permite uma análise mais rigorosa, uma vez que considera fenómenos electromagneticamente no plano

bidimensional da máquina, incluindo a distribuição do fluxo magnético, bem como a consideração das perdas de ferro e dos efeitos de saturação magnética e saturação cruzada ao longo da direção do eixo direito e quadratura [17]. O FEM baseia-se na estratégia de “dividir” e “suplantar” para a resolução de problemas espaciais, segmentando um domínio contínuo complexo em subdomínios menores denominados elementos finitos (por meio ao uso de malhas). Quando se pretende modelar um problema eletromagnético, é de extrema importância escolher se a análise vai ser bidimensional ou tridimensional. Esta escolha tem implicações no número de elementos finitos obtido e consequentemente, no esforço computacional exigido. Por conseguinte, nesta dissertação optou-se pela utilização de elementos finitos bidimensionais. Essa escolha proporciona uma redução no esforço computacional, porém apresenta a limitação de não considerar o fluxo magnético de dispersão nos enrolamentos do estator nos topos do núcleo estatórico. Uma malha consiste tradicionalmente em elementos triangulares com vértices denominados por nós, ilustrado na Figura 3.1.

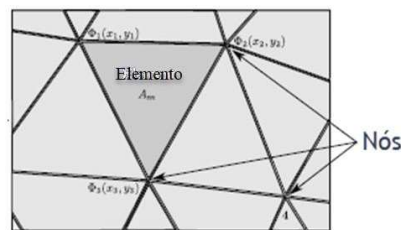


Figura 3.1 – Elemento finito triangular típico conectado a outros elementos finitos. Adaptado de [17].

A simulação computacional em FEM é efetuada em três etapas principais: pré-processamento, processamento e pós-processamento, conforme apresentado na Figura 3.2.

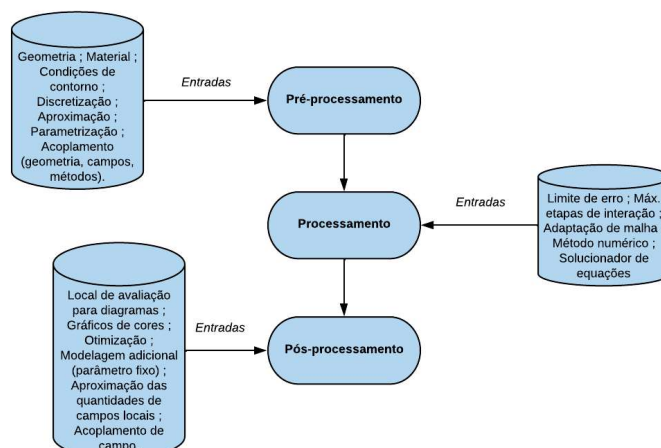


Figura 3.2 – Procedimento de análise dos dispositivos eletromagnéticos em FEM. Adaptado de [17].

A etapa de pré-processamento envolve a definição da geometria do motor, bem como a atribuição das propriedades dos materiais, das densidades de corrente e das condições de contorno. Trata-se da fase mais demorada em comparação às demais. Na etapa de processamento, a solução do sistema de equações é executada automaticamente. Por fim, no pós-processamento, as grandezas de campo relevantes são calculadas com base na solução obtida durante o processamento [17].

3.2.1 Aplicação do eletromagnetismo em elementos finitos

Quando se utiliza elementos finitos no estudo de motores elétricos, a distribuição dos campos elétricos e magnéticos na estrutura em estudo são calculados com base as equações de Maxwell [5]. De (3.1) a (3.4) representam respetivamente a lei de Ampère (com a correção de Maxwell), lei de Faraday da indução, lei de Gauss para o magnetismo e a lei de Gauss para a eletricidade, respetivamente, e são apresentadas na forma diferencial:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_t \quad (3.4)$$

Onde: $\mathbf{H}$ é a intensidade do campo magnético, $\mathbf{J}$ é a densidade da corrente, $\mathbf{D}$ é o deslocamento do campo elétrico, $\mathbf{E}$ é o campo elétrico de Maxwell, $\mathbf{B}$ é a densidade do fluxo magnético ou indução magnética, ρ_t é a densidade da carga elétrica total. As relações constitutivas da densidade do fluxo magnético, deslocamento do campo elétrico e da densidade da corrente são descritas nas equações de (3.5) a (3.7). A equação (3.5) estabelece uma relação entre as propriedades dos materiais e as grandezas magnéticas, enquanto as equações (3.6) e (3.7) estabelecem a relação entre as propriedades dos materiais e as grandezas elétricas.

As equações de Maxwell, garantem automaticamente que as cargas são conservadas, isto ocorre porque, se a densidade de carga varia no tempo em certo ponto do espaço, é sinal de que há divergência da densidade de corrente nesse ponto. Em outras palavras, as cargas não são criadas nem destruídas, apenas se movem de um lugar a outro, isto é o que descreve a equação da continuidade em (3.8) [5].

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (3.6)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (3.7)$$

$$\text{div} \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho_t}{\partial t} \quad (3.8)$$

Onde, μ é a permeabilidade magnética; ε é a permissividade elétrica; σ é a condutividade elétrica.

O FEM pode ser utilizado em materiais não homogêneos e não lineares, o que leva obter diferentes valores em cada eixo e em cada posição do espaço. Para determinar uma única solução da geometria, condições de contorno pertinentes do espaço do problema do FEM devem ser definidas de modo que, valores do vetor potencial magnético ($\mathbf{A}$), sejam definidos nos limites da geometria e melhorando também a precisão da solução de uma maneira eficiente. O vetor $\mathbf{A}$, conforme descrito em (3.9), é uma grandeza cujo seu rotacional resulta na indução magnética ($\mathbf{B}$). A introdução desse vetor $\mathbf{A}$ permite reescrever as equações de Maxwell em novas equações [5].

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.9)$$

3.2.2 Condições de contorno

Existem 5 condições de contorno para problemas magnéticos e eletrostáticos: *Neumam*, *Dirichlet*, *Robin*, *Periodic A* e *Antiperiodic*.

A condição de *Neumam* especifica a derivada do potencial do vetor magnético que adquire um valor específico no contorno de interesse e em problemas magnéticos, é definida ao longo do contorno ($\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial n} = 0$), para forçar o fluxo a passar o contorno exatamente com um ângulo de 90° em relação a um contorno. Essa é uma condição de contorno natural quando não são aplicadas quaisquer condições de contorno, o que resultará a ter linhas de fluxo a que não permanecem nas partes ativas do motor, como se pode observar na Figura 3.3(a) [18].

Na condição de *Dirichlet* o valor do potencial $\mathbf{A}$ é explicitamente definido sobre o contorno ou fronteira. A utilização mais comum das condições de contorno do tipo *Dirichlet* em problemas magnéticos é definir $\mathbf{A} = 0$ ao longo do contorno para evitar que o fluxo magnético atravessasse o contorno ou garantir que o fluxo magnético permaneça nas partes ativas do motor, conforme ilustrado na Figura 3.3(b) [18].

A condição de *Robin* pode ser interpretada como uma combinação entre as condições de *Dirichlet* e *Neumam*. Esta condição é frequentemente definida para definir “condições de contorno de impedância” que permitem que um domínio delimitado reproduza o comportamento de uma região não delimitada [18].

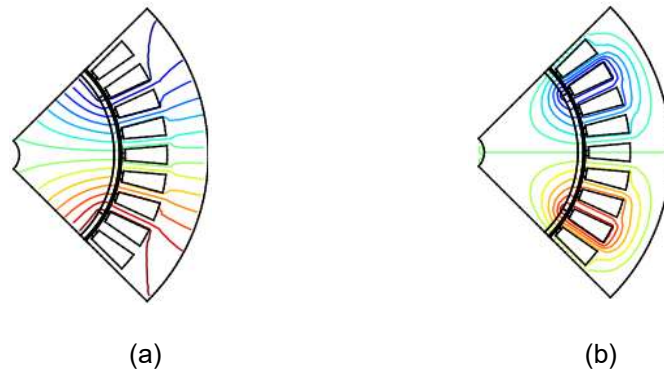


Figura 3.3 – Condições de contorno. (a) Sem qualquer condição de contorno aplicada (Neumam aplicada em todos os lados). (b) Aplicada condição de *Dirichlet* em todos os lados.

Em muitos projetos de máquinas elétricas, a geometria e o comportamento eletromagnético são simétricos. Isso quer dizer que certas partes da máquina são repetidas ou espelhadas de forma regular. Graças a essa simetria, não é necessário simular ou analisar toda a máquina no *software* de modelação numérica. Em vez disso, é possível estudar apenas uma parte (ou fração) da máquina, e depois estender os resultados para o todo, pois o comportamento se repete a cada n graus. Essa técnica reduz muito o esforço computacional e o tempo de simulação, sem perder precisão desde que a simetria seja respeitada e as condições de contorno de periodicidade permitam exatamente esse tipo de análise (*Periodic A* e *Antiperiodic*).

As simetrias dos motores podem ser calculadas mediante um simples cálculo, tendo como base o motor da Figura 3.4(a), constituído por 36 cavas e 4 pólos. Dividindo o número de pólos do rotor e cavas do estator pelo maior denominador comum obtém-se a menor região que pode ser analisada por simetria. Neste caso, o maior denominador comum de (36 e 4) é 4, sendo assim, a menor peça que pode ser analisada por condições de simetria é um rotor de 9 cavas e 1 pólo [19]. Se o número de pólos do rotor a ser analisado for de número ímpar as extremidades do motor deverão ser unidas por condição de *Antiperiodic* (antissimétrica) e se o número de pólos do rotor a ser analisado for par, então condição *Periodic A* (simétrica) deve ser usada [19].

Na condição *Periodic A*, o potencial do vetor magnético em todos os pontos do contorno inferior é o mesmo que o potencial do vetor magnético nos pontos do contorno superior, garantindo que o fluxo deve ser repetido no motor, conforme representado na Figura 3.4(b).

Já na condição *Antiperiodic*, o potencial do vetor magnético em todos os pontos do contorno inferior é de igual magnitude aos dos pontos do contorno superior, mas de sinal oposto, garantindo assim a ligação de fluxos das fases do motor em relação à posição rotacional, conforme representado na Figura 3.4(c). Visualizando a Figura 3.4(b), verifica-se que nada mudou em comparação com a condição de *Dirichlet*, isto

porque a condição *Periodic A* (simétrica) funciona bem para um número de par de pólos. Uma vez que o número de pólos a ser analisado é 1 (ímpar) deve ser usada a condição *Antiperiodic*.

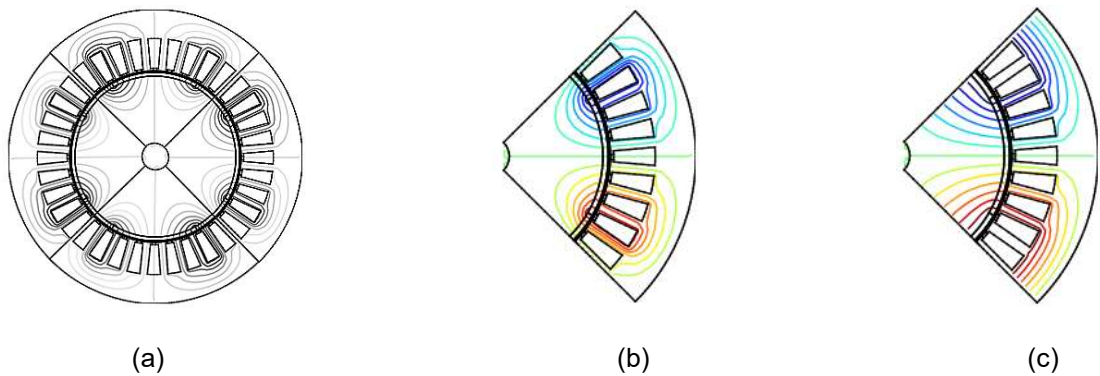


Figura 3.4 – Simetria de um motor e condições de contorno. (a) Exemplo de motor para aplicação de simetria. (b) Periodic A. (c) Antiperiodic.

3.2.3 Problema magnetostático

O problema magnetostático é um tipo de problema eletromagnético no qual os campos magnéticos são invariantes no tempo, na qual a intensidade do campo (**H**) e a densidade do fluxo (**B**) devem obedecer as equações (3.10), (3.11) e (3.12):

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (3.10)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3.11)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (3.12)$$

Se o material for não-linear, a permeabilidade (μ) é uma função da densidade de fluxo (**B**):

$$\mu = \frac{\mathbf{B}}{\mathbf{H}(\mathbf{B})} \quad (3.13)$$

3.2.4 Processo de solução numérica

O FEM é atualmente a abordagem mais frequentemente utilizada para resolver problemas variacionais e equações diferenciais em engenharia, e o sucesso mais significativo deste método baseia-se na possibilidade de desenvolver na sua base programas informáticos de fácil utilização e de aplicação geral [17].

Diferentes métodos podem ser utilizados para resolver problemas de elementos finitos, como o método dos resíduos ponderados (método de *Galerkin* e o método dos momentos) e o método de *Rayleigh-Ritz*.

Os métodos dos resíduos ponderados e o método de *Rayleigh-Ritz* são considerados métodos semi-numéricos porque são baseados em modelos analíticos simplificados

[17]. Quando se utiliza o FEM, a análise é distribuída no espaço, pelo que o tempo de cálculo é considerável, sobretudo quando é definido um grande número de elementos finitos, o que exige um computador com capacidade de processamento elevada para executar as simulações de cálculo do FEM de forma eficiente, de forma a reduzir os tempos de simulação. O *software* utilizado nesta dissertação para a modelação em elementos finitos é o FEMM (*Finite Element Method Magnetics*).

As resoluções dos problemas em métodos de elementos finitos são realizadas em quatro etapas [20]: discretização do domínio, escolha da função de aproximação, formulação do sistema, solução do problema.

a) Discretização do domínio

Nesta etapa o domínio é subdividido em pequenos elementos, sendo o elemento fundamental para problemas bidimensional o triângulo. O *software* FEMM discretiza o domínio do problema utilizando elementos triangulares [18].

O processo de discretização do domínio num número finito de pequenos elementos triangulares é comumente efetuado utilizando a triangulação de *Delauney*. Este é o método utilizado pelo *software* FEMM para a discretização do domínio [18]. A triangulação de *Delauney* maximiza o menor dos ângulos de todos os triângulos.

b) Escolha da função de aproximação

O grau da função influencia diretamente a precisão dos resultados obtidos através do FEM [20]. As funções de aproximação são definidas individualmente para cada elemento, sendo estas responsáveis por caracterizar o próprio elemento. No contexto do método dos elementos finitos, essas funções estão associadas a cada nó, sendo a sua forma mais simples a linear. Partindo da Figura 3.5 como base do problema, depois da discretização, são apresentadas seguidamente as funções de aproximação ou de interpolação para os elementos que as compõem.

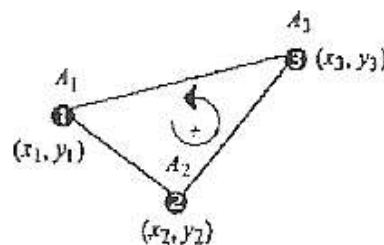


Figura 3.5 – Elemento finito triangular [17].

As funções de aproximação (N_i) para cada nó do elemento são dadas pela equação (3.14):

$$N_i = \frac{(a_i + b_i x + c_i y)}{2\Delta_e} \quad (3.14)$$

Onde:

i representa o número de cada nó do elemento; a , b , c representam os coeficientes da função linear; Δ_e representa a área do elemento, que é apresentado na equação (3.15):

$$\Delta_e = \frac{1}{2} \det \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Os coeficientes a , b , c , são obtidos a partir dos valores do potencial do vetor magnético (A_1 , A_2 , A_3), que são definidas pela equação (3.16).

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

c) Formulação do sistema

O problema geral é formulado construindo um sistema de equações que engloba todos os elementos do domínio. Para a formulação do sistema de equações em elementos finitos, são comumente utilizados os métodos dos resíduos ponderados ou o método de *Rayleigh-Ritz*. O *software* FEMM utiliza o método de *Rayleigh-Ritz* para a formulação do sistema de equações e na derivação de todos os elementos finitos, uma vez que esse método impõe menos restrições às funções de aproximação [18]. O método de *Rayleigh-Ritz* considera uma sequência finita de funções, ou seja, satisfazem condições de contorno essenciais e o objetivo parte em minimizar o funcional em relação à outra função. Estes métodos propõem então procurar uma solução aproximada na forma de uma combinação linear, como apresentado na equação (3.17):

$$f_e = \sum_{i=1}^n u_i g_i(x, y) \quad (3.17)$$

Onde:

f_e representa a solução de aproximação;

n representa o número de equações;

u_i representam o valor do campo aproximado em cada nó.

$g_i(x, y)$ representam as funções de aproximação.

Utilizando as funções de aproximação, o vetor potencial magnético dentro de um elemento é então dado pela equação (3.18). Portanto, a equação (3.18) é aplicada

para todos os elementos do domínio e consequentemente é formado um sistema de equações que contempla todos os elementos do mesmo domínio.

$$A = \sum_{i=1}^3 A_i N_i(x, y) \quad (3.18)$$

d) Solução do problema

Depois de efetuada a formulação do sistema e da definição das condições de contorno do domínio, os algoritmos numéricos são utilizados para determinar a solução em cada elemento. O *software* FEMM utiliza o algoritmo *Conjugate Gradient*, para solucionar as equações de cada elemento por intermédio de simulações ou interações. Conhecendo a solução em cada elemento, é, portanto, possível obter a solução geral do domínio e também as soluções locais.

No entanto, o utilizador de um *software* de engenharia assistida por computador, que simula campos magnéticos, elétricos ou térmicos não está normalmente envolvido na escolha de tais propriedades numéricas, porque os *softwares* já realizam a discretização do domínio, a escolha das funções de aproximação, a formulação do sistema e a solução do problema [17].

No final são fornecidos os valores dos campos nos elementos do domínio, que possibilita então calcular as grandezas desejadas, tais como: indutâncias, forças eletromotrizes, binário e entre outros.

3.3 Estratégias de Controlo Aplicados aos Motores AC

Existem dois tipos de controlo para comandar os inversores eletrónicos: Controlo Escalar e Controlo Vetorial. O conceito do controlo escalar é baseado na imposição de um determinado quociente constante entre a tensão aplicada e a frequência imposta aos enrolamentos estatóricos, que permite manter o fluxo magnético constante. Este tipo de controlo é mais utilizado devido a sua simplicidade e quando não há exigências de respostas rápidas a comandos de binário e velocidade (exemplo onde há conexões de múltiplos motores também) [21].

O controlo vetorial centra-se na possibilidade de atingir um elevado grau de precisão e rapidez no controlo de binário e velocidade do motor. O conceito baseia-se na decomposição da corrente do motor em dois vetores: um que produz o fluxo magnetizante e o outro que produz o binário [21]. O controlo vetorial já possibilita a representação das grandezas elétricas de forma vetorial graças a sua natureza, pois possibilita acompanhar a carga imposta, portanto este controlo é o ideal para regimes de cargas dinâmicas.

O controlo vetorial e escalar podem ser realizados em malha fechada e em malha aberta. Em malha fechada é geralmente utilizado sensores de alta resolução como os *encoders* e *resolvers*. Em sistemas *sensorless*, são utilizadas técnicas de processamento digital (lógica *fuzzy*, redes neuronais, filtros de Kalman estendidos e etc.) para estimar a posição instantânea do rotor, do fluxo e do binário. Estas técnicas de estimação de posição são computacionalmente exigentes e pouco fiáveis durante o arranque e a baixas velocidades, devido à elevada presença de ruído nas grandezas medidas. Por conseguinte, a estimação destas grandezas em regime permanente é consideravelmente mais simples do que em regime dinâmico [22].

Existem duas estratégias principais de controlo vetorial: O Controlo por orientação de campo (FOC) e o Controlo direto do binário (DTC).

3.3.1 Controlo por orientação de campo – FOC

Neste tipo de controlo, o vetor espacial da corrente do estator é decomposto numa componente formadora de fluxo magnético e outra de binário, ambas indiretamente controladas pelas correntes do estator. Esta decomposição surge graças à transformação de coordenadas apresentada na Figura 3.6(a) (desde que se conheça a posição do fluxo que se quer orientar) e cada componente é controlada individualmente por um controlador linear do tipo PI (Proporcional Integral).

O inversor trifásico de tensão poderá utilizar qualquer técnica de modulação, de forma a definir os estados dos semicondutores do inversor, tais como: Modulação por largura de impulso (PWM), Sinusoidal PWM (SPWM) e Modulação vetorial espacial (SVM). Mantendo o fluxo constante, o binário é controlado de forma independente [23].

Para análise do FOC, o sistema de referência está ligado ao eixo d do fluxo do rotor que roda à velocidade síncrona, o que implica que o fluxo do rotor está inteiramente ao longo deste eixo. Na Figura 3.6(b), o θ_r é o ângulo do vetor espacial do fluxo do rotor e por esta razão o sistema de coordenadas dq é designado por sistema orientado para o campo [23].

Para obter a posição do fluxo, é necessário obter a posição do rotor e para tal, sensores de elevada resolução *encoders* ou *resolvers* são acoplados ao motor de forma a fornecer a posição do rotor, ou alternativamente, usando um sistema *sensorless* da posição.

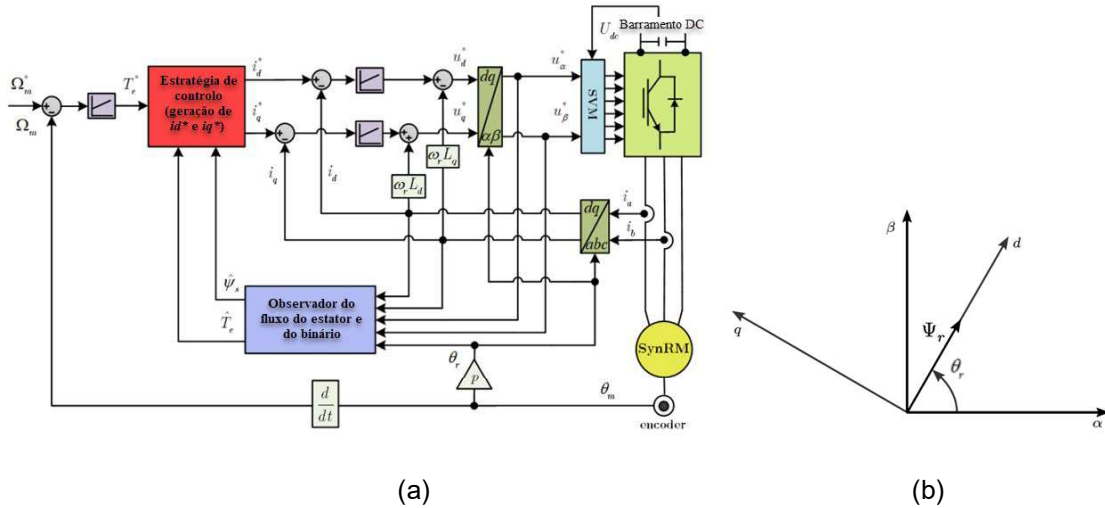


Figura 3.6 – (a) Representação esquemática do controle FOC. Adaptado de [24]. (b) Definição do ângulo do fluxo do rotor. Adaptado de [23].

3.3.2 Controle Direto do Binário – DTC

O controle DTC baseia-se na regulação instantânea do binário eletromagnético e do fluxo do estator. Este tipo de controle é consequência da tentativa de evitar a transformação de coordenadas e de conceber uma estratégia de controle independente dos parâmetros do motor [23]. Ao contrário do FOC, o fluxo e o binário podem ser diretamente controlados (como se pode ver na Figura 3.7) [23]. O controle DTC utiliza comparadores de histerese para impor a corrente no motor eliminando os controladores PI utilizados no FOC. Tradicionalmente, o DTC aplica vetores de tensão discretos diretamente ao motor, sem utilizar PWM, embora existam variações modernas com frequência de comutação fixa que utilizam PWM para reduzir ondulações.

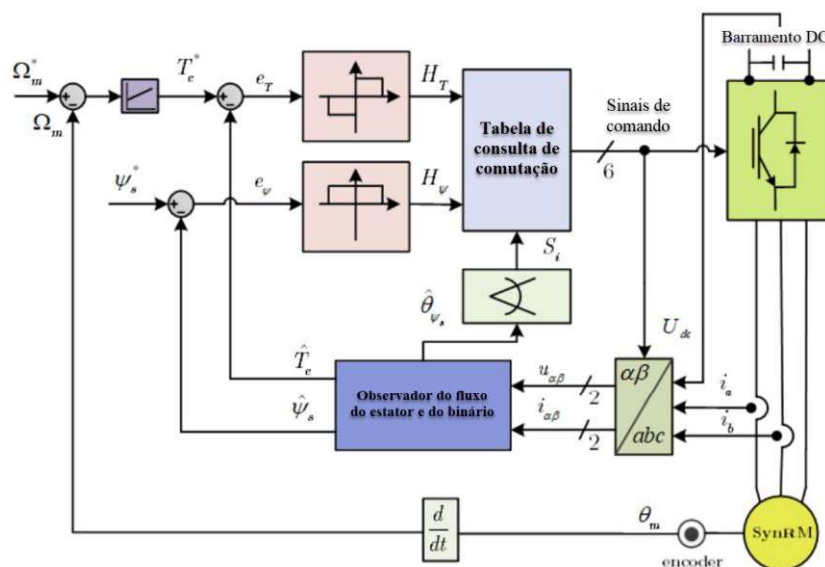


Figura 3.7 – Representação esquemática do controle DTC. Adaptado de [24].

3.4 Conclusão

O método dos elementos finitos já é fortemente difundido nos meios académicos e industrial, no projeto e na análise de máquinas elétricas. O FEM apresenta inúmeras vantagens quando comparado ao método analítico, pois permite calcular e analisar parâmetros com maior precisão e também já leva em consideração alguns fenômenos eletromagnéticos como fluxo de dispersão, perdas no ferro, saturação magnética e de acoplamento magnético. É possível obter soluções numéricas eficientes para diversos tipos de problemas que são difíceis de representar por métodos analíticos. Certas limitações impostas pelos métodos analíticos, as suas restrições a problemas homogêneos, lineares e de estado estacionário podem ser ultrapassadas utilizando métodos numéricos.

Relativamente às estratégias de controlo dos motores AC, uma vez que esta dissertação procura atingir uma elevada precisão validada com resultados experimentais, o controlo vetorial é o indicado. É apresentado no Quadro 3.1, um resumo comparativo entre as estratégias FOC e DTC.

Quadro 3.1 – Resumo comparativo entre as estratégias FOC e DTC [23].

	FOC	DTC
Quadro de referência	Rotação síncrona (dq)	Estacionário ($\alpha\beta$)
Variáveis controladas	Binário (T_e), Fluxo do estator (ψ_s)	Binário (T_e), Fluxo do estator (ψ_s)
Parâmetros de controlo	Correntes (i_d, i_q)	Vetor espacial da tensão do estator
Variáveis detetadas	Velocidade mecânica do rotor, correntes do estator	Tensões do estator, correntes do estator
Variáveis estimadas	Binário (T_e) e Fluxo do estator (ψ_s)	Binário (T_e) e Fluxo do estator (ψ_s)
Controladores	Controladores lineares para correntes do estator	Controladores de histerese para binário e fluxo do estator
Controlo do binário	Controlado indiretamente pelas correntes do estator	Controlado diretamente
Controlo do fluxo	Controlado indiretamente pelas correntes do estator	Controlado diretamente
Complexidade de implementação	Alta complexidade, é necessária transformação de coordenadas	Média complexidade, não é necessária transformação de coordenadas

4 Modelação do SynRM e Resultados de Simulação

4.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar o modelo de elementos finitos do motor SynRM em estudo no *software* SyR-e.

Os diversos *softwares* de cálculo que utilizam o método de elementos finitos oferecem interfaces para a elaboração e importação de modelos e para a execução de simulações dos problemas em estudo. A partir do modelo geométrico, é gerada uma malha de elementos finitos, a qual representa o modelo dividido em seus elementos.

Estes *softwares* podem ser limitados apenas a problemas 2D considerando que existe simetria na 3ª coordenada, por exemplo a profundidade, o que simplifica o problema, diminuindo o esforço computacional, ou podem ser tridimensionais, se necessário em problemas mais complexos. Certos *softwares* têm aplicações bastantes específicas, vocacionados para determinadas áreas científicas, tais como: análise estrutural, dinâmica de fluidos, estudo térmico, fadiga mecânica, vibrações, entre outros. Em determinados programas de elementos finitos há a possibilidade de inserir novas equações, permitindo análises multifísicas, enquanto outros estão limitados às equações pré-definidas.

Em virtude do elevado custo de aquisição de uma licença comercial de utilização de programa de projeto e análise de elementos finitos, foi avaliado se, para os propósitos desta dissertação, seria possível utilizar programas livres e/ou de código aberto. Dessa forma, optou-se pela utilização dos *softwares* FEMM e SyR-e.

4.2 Modelo Magnético do SynRM

Uma das formas mais comuns de formular o modelo magnético do SynRM é escrever as quantidades em função das correntes dq . Portanto os fluxos, as indutâncias, os binários serão apresentados no plano (i_d, i_q) .

O modelo magnético do SynRM, pode ser escrito mediante (4.1):

$$\begin{cases} \lambda_d = L_d i_d = (L_{md} + L_\sigma) i_d \\ \lambda_q = L_q i_q = (L_{mq} + L_\sigma) i_q \end{cases} \quad (4.1)$$

Onde, L_d , L_q , são as indutâncias nos distintos eixos, dadas pela soma das indutâncias de magnetização, L_{md} e L_{mq} , nos distintos eixos e de dispersão, L_σ . As correntes e os fluxos são representados no plano dq na Figura 4.1, onde γ , δ e φ são os ângulos da corrente, de carga, e entre a tensão e a corrente, respetivamente.

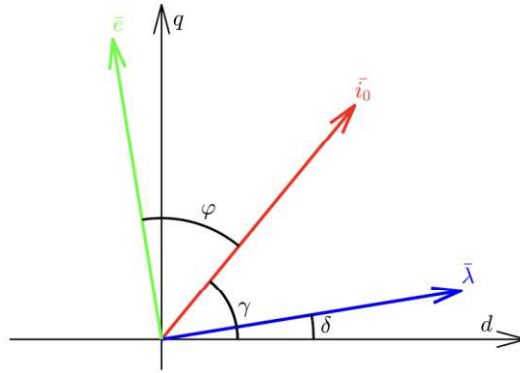


Figura 4.1 – Plano dq para o SynRM [25].

4.2.1 Parâmetros de desempenho

O binário depende fortemente da diferença entre as indutâncias nos eixos d e q . Por conseguinte como descrito em (4.2), quanto maior, maior resulta o binário eletromagnético. Por outro lado, o factor de potência máximo é altamente dependente do rácio de saliência do motor (ξ), ou seja, rácio de saliência maior proporciona maior factor de potência, conforme descrito em (4.3) e (4.4) [26] [27]:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (4.2)$$

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (4.3)$$

$$\cos \varphi_{\max} = \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \quad (4.4)$$

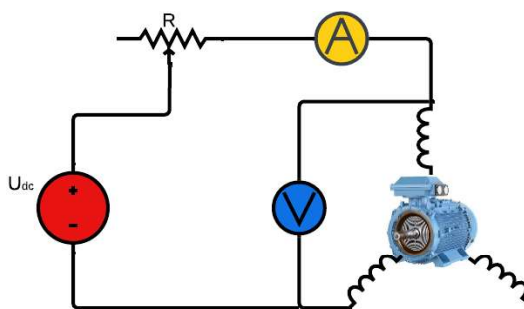
O factor de potência pode ser descrito com base em (4.5):

$$\cos \varphi = \sin(\gamma - \delta) \quad (4.5)$$

4.3 Determinação da resistência dos enrolamentos estatóricos

A resistência dos enrolamentos do estator pode ser determinada pela lei de Ohm, pela montagem de um circuito com uma fonte de tensão contínua, um amperímetro, um voltímetro e o motor em teste. E com base na queda de tensão que atravessa o voltímetro e a intensidade da corrente que atravessa o amperímetro, calcula-se a resistência do enrolamento. O diagrama do circuito é mostrado na Figura 4.2(a).

Em laboratório foi utilizado o equipamento *BK PRECISION 2841 DC Resistance Meter* para medir a resistência dos três enrolamentos do estator, ilustrado na Figura 4.2(b), cujo princípio de funcionamento é semelhante ao descrito no primeiro parágrafo desta secção.



(a)



(b)

Figura 4.2 – (a) Diagrama do circuito de mediação semelhante. (b) Equipamento BK PRECISION 2841 DC Resistance Meter.

No Quadro 4.1, encontram-se as medições efetuadas nos três enrolamentos do motor e o valor da resistência média das fases.

Quadro 4.1 – Valores de resistências medidas em cada fase e valor médio.

Resistências medidas	Valor
R_{U1-U2} (Resistência do enrolamento da fase U)	1,6439 Ω
R_{V1-V2} (Resistência do enrolamento da fase V)	1,6462 Ω
R_{W1-W2} (Resistência do enrolamento da fase W)	1,6432 Ω
R_m (Resistência média das fases)	1,6444 Ω

4.4 Estimação dos Parâmetros do SynRM

Este trabalho de dissertação tem como base a máquina SynRM da ABB, existente no laboratório de máquinas elétricas do ISEL, cujo modelo é o M3AL 100LB 4 (conforme em ANEXO A.1).

Os dados principais do motor SynRM, assim como os do estator e do rotor, estão apresentados no Quadro 4.2, Quadro 4.3 e Quadro 4.4, respetivamente.

Parte das informações foi obtida por medição com recurso ao paquímetro (ANEXO C.1), enquanto os demais dados foram extraídos da chapa de características do motor e do catálogo da ABB (conforme em ANEXO A.1).

Quadro 4.2 – Dados principais do motor SynRM.

Parâmetros	Valores
Potência nominal (P_n) [kW]	3
Binário nominal (T_n) [N.m]	19,10
Velocidade nominal (N_n) [rpm]	1500
Corrente nominal (i_n) [A]	7,1
Eficiência nominal (η_n) [%]	85,5

Quadro 4.3 – Dados do estator do motor SynRM.

Parâmetros	Valores
Nº de fases (N_f)	3
Espessura do estator (E_s) [mm]	30
Espessura do entreferro ($E_{entreferro}$) [mm]	0,21
Diâmetro exterior do estator (D_{es}) [mm]	170
Nº de cavas do estator (N_{cavas})	36
Abertura da cava do estator (a_{cava}) [mm]	2,34
Comprimento do dente do estator (l_{ds}) [mm]	14,78
Largura do dente do estator (w_{ds}) [mm]	4,3
Largura da cava do estator (w_{ss}) [mm]	5
Resistência média das fases (R_m) [Ω]	1,6444
Diâmetro do condutor esmaltado (D_{ce}) [mm]	0,87
Borda da espira ($Borda_{espira}$) [mm]	30
Passo da bobina (Ps_{bob})	7
Material da chapa do estator	M270-50A

Material do condutor do estator	Cobre
---------------------------------	-------

Quadro 4.4 – Dados do rotor do motor SynRM.

Parâmetros	Valores
Nº de polos (P)	4
Nº de barreiras de fluxo ($N_{barreiras}$)	4
Comprimento do empilhamento do rotor (l) [mm]	109,2
Diâmetro do rotor (D_{rotor}) [mm]	103,2
Diâmetro do veio (D_{veio}) [mm]	36,1
Material da chapa do rotor	M270-50A
Material das barreiras de fluxo	Ar

Os parâmetros do estator apresentados no Quadro 4.3, encontram-se ilustrados em desenho na Figura 4.8 e em ANEXO A.3.

A falta de informação disponível sobre os parâmetros do motor tornou necessária a estimação de determinados parâmetros adicionais, tais como: resistência da bobine (R_{bob}), comprimento médio do condutor da bobina (l_{cond}), secção transversal do condutor sem esmalte (S_{cond_se}), arco da espira da bobine ($Arco_{espira}$), comprimento de uma espira da bobine (l_{espira}), número de espiras ($N_{espiras}$), número de condutores por cava ($N_{cond/cava}$), número de voltas em série por fase (N_s), factor de passo da bobina (K_c), factor de enrolamento (K_w), factor de distribuição (K_d) e a carga termal (k_j).

Por não haver informações disponíveis sobre o material ferromagnético do rotor e do estator do motor SynRM em análise, considerou-se o material M270-50A para representar as chapas ferromagnéticas.

4.4.1 Caracterização do enrolamento estatórico

Devido à falta de total certeza relativamente à configuração dos enrolamentos do motor e ao escasso recurso visual que se tem do motor, a Figura 4.3 apresenta o esquema do enrolamento do estator por fase de duplo enrolamento, deduzido a partir da resistência de cada fase, da secção do condutor das bobinas, do número de cavas, de pólos e na análise visual da distância angular entre os dois lados de uma das bobinas do SynRM em estudo. Como essa distância angular é inferior ao passo polar, conclui-se que o motor em questão possui passo curto.

Cada fase do motor contém 3 grupos de bobinas em série e cada grupo de bobinas contém 2 bobinas em paralelo (duplo enrolamento). Portanto, cada fase contém 6 bobinas.

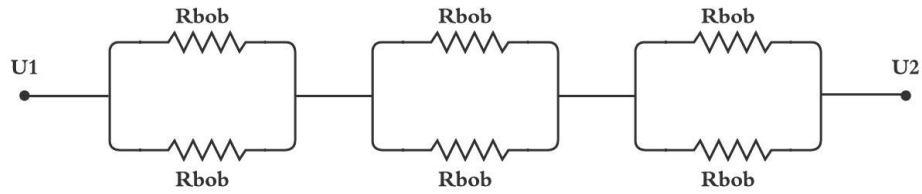


Figura 4.3 – Esquema do enrolamento estatórico em cada fase.

As bobinas de cada enrolamento por fase, representadas na Figura 4.3, encontram-se associadas em paralelo e série, resultando na resistência total do enrolamento medido experimentalmente. Assim, esta configuração é matematicamente descrita pela equação (4.6).

$$R_{bob} = \frac{2}{3} R_m = 0,66 \, \Omega \quad (4.6)$$

Onde R_m é a resistência média das fases (resultado da média das resistências em cada fase medida em laboratório) ou resistência equivalente do circuito.

O número de espiras por bobina do motor é dado pela equação (4.7), onde o mesmo depende do comprimento médio do condutor da bobina (l_{cond}) e do comprimento da espira (l_{espira}).

$$N_{espiras} = \frac{l_{cond}}{l_{espira}} \quad (4.7)$$

O comprimento médio do condutor da bobina é determinado pela equação (4.8). Onde, S_{cond_se} corresponde a secção transversal do condutor sem esmalte e o ρ_{cobre} a resistividade do cobre ($\rho_{cobre} = 0,0172 \, \Omega \cdot mm^2 / m$).

$$l_{cond} = \frac{S_{cond_se} R_{bob}}{\rho_{cobre}} \quad (4.8)$$

A secção transversal do condutor sem esmalte ou com esmalte é dada pela equação (4.9), onde $D_{cse/ce}$ é o diâmetro do condutor sem esmalte ou com esmalte. O diâmetro sem esmalte é obtido mediante o catálogo no ANEXO A.2 de fios esmaltados. Conhecido o diâmetro do condutor esmaltado de 0,87 mm, o catálogo mostra o diâmetro equivalente para o condutor de cobre nu ou sem esmalte. Uma vez que este valor não está no catálogo, adotou-se um valor aproximado para o diâmetro do condutor sem esmalte, correspondente à bitola AWG 20, igual a 0,8 mm.

$$S_{cond_se/ce} = \pi \left(\frac{D_{cse/ce}}{2} \right)^2 \quad (4.9)$$

Mediante a análise visual da disposição de uma das bobinas da máquina em laboratório (ANEXO C.4), foi possível efetuar uma estimativa do esboço de uma espira (Figura 4.4) de forma a estimar o seu comprimento.

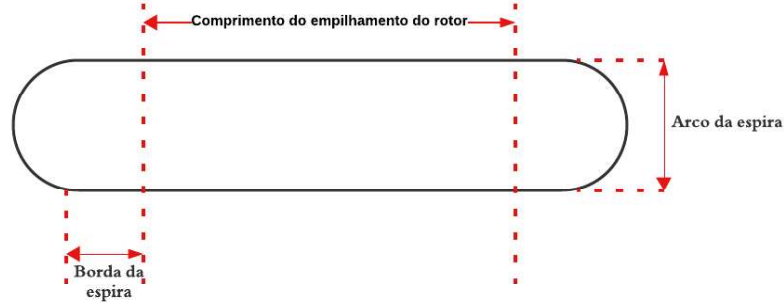


Figura 4.4 – Espira de uma bobina.

Tendo como base a Figura 4.4, o comprimento da espira pode ser estimado mediante a equação (4.10), em que L_{pilha} corresponde o comprimento do empilhamento do rotor, $Arco_{espira}$ o arco da espira e $Borda_{espira}$ a borda da espira.

$$l_{espira} = (2 L_{pilha}) + (2 Arco_{espira}) + (4 Borda_{espira}) \quad (4.10)$$

O arco da espira é dado pela expressão (4.11), em que r_{arco} representa o raio do arco ($\frac{D_{rotor}}{2}$) e $\theta_{ps_{bob}}$ o passo da bobina em ângulos mecânicos, cujo valor é de 70° (obtido por análise visual da disposição de uma das bobinas).

$$Arco_{espira} = \frac{r_{arco} \theta_{ps_{bob}} \pi}{180^\circ} \quad (4.11)$$

Uma vez conhecido o comprimento médio do condutor da bobina e o comprimento de uma espira, o número de espiras pode ser calculado pela equação (4.7). O número de voltas em série por fase é dado pela equação (4.12), onde $N_{bobine\ por\ fase}$ corresponde ao número de bobinas por fase. Tendo em consideração que o enrolamento estático é duplo, o número de condutores por cava é dado pela equação (4.13).

$$N_s = N_{espiras} N_{bobine\ por\ fase} \quad (4.12)$$

$$N_{cond/cava} = 2 N_{espiras} \quad (4.13)$$

O factor de enrolamento é calculado a partir da equação (4.14), onde K_c e K_d correspondem respetivamente ao factor de passo da bobina e ao factor de distribuição [28].

$$K_w = K_c K_d \quad (4.14)$$

O factor de passo da bobina é determinado pela expressão (4.15), onde β^{pe} é ângulo pela qual a bobina está com passo encurtado [28].

$$K_c = \cos\left(\frac{\beta^{pe}}{2}\right) \quad (4.15)$$

O ângulo β^{pe} é calculado mediante a expressão (4.16), onde NC_{pe} corresponde ao número de cavas pela qual a bobina está com passo encurtado e γ_e corresponde ao passo da cava em ângulos elétricos. O NC_{pe} é dado pela expressão (4.17) [28].

$$\beta^{pe} = NC_{pe} \gamma_e \quad (4.16)$$

$$NC_{pe} = (Ps_{bob_pc}) - (Ps_{bob}) \quad (4.17)$$

Onde, Ps_{bob_pc} corresponde ao passo da bobina para o enrolamento à passo completo e é obtido mediante a equação (4.18), e Ps_{bob} corresponde ao passo da bobina. O passo da cava em ângulos elétricos (γ_e) e em ângulos mecânicos (γ_m) são dados pela equação (4.19) e (4.20) [28].

$$Ps_{bob_pc} = \frac{N_{cavas}}{P} \quad (4.18)$$

$$\gamma_e = \frac{180^\circ P}{N_{cavas}} \quad (4.19)$$

$$\gamma_m = \frac{2 \gamma_e}{P} \quad (4.20)$$

O factor de distribuição (K_d) é determinado pela equação (4.21). O número de cavas por pólos e por fase (m) é determinado por (4.22), onde N_f corresponde ao número de fases [28].

$$K_d = \frac{\sin\left(\frac{m \gamma_e}{2}\right)}{m \sin\left(\frac{\gamma_e}{2}\right)} \quad (4.21)$$

$$m = \frac{N_{cavas}}{P N_f} \quad (4.22)$$

A carga termal (k_f) é dada pela equação (4.23), onde i_0 corresponde à corrente nominal de pico, R_s é a resistência do estator (que equivale a resistência média das fases), R é o raio exterior do estator e l é o comprimento do empilhamento do rotor [29].

$$k_j = \frac{3 R_s i_0^2}{2 \pi R l} \quad (4.23)$$

Os resultados dos parâmetros calculados do motor são apresentados no Quadro 4.5.

Quadro 4.5 – Resultados dos parâmetros calculados.

Parâmetros calculados	Valores
Comprimento médio do condutor da bobina (l_{cond}) [mm]	19222,8
Secção transversal do condutor sem esmalte (S_{cond_se}) [mm ²]	0,5
Secção transversal do condutor com esmalte (S_{cond_ce}) [mm ²]	0,6
Arco da espira ($Arco_{espira}$) [mm]	63
Comprimento de uma espira (l_{espira}) [mm]	464,5
Número de espiras ($N_{espiras}$)	41
Número de condutores por cava ($N_{cond/cava}$)	82
Número de voltas em série por fase (N_s)	246
Passo da cava em ângulos elétricos (γ_e)	20°
Passo da cava em ângulos mecânicos (γ_m)	10°
Passo da bobina para o enrolamento à passo completo (PS_{bob_pc})	9
Nº cavas pela qual a bobina está com passo encurtado (NC_{pe})	2
Ângulo pela qual a bobina está com passo encurtado (β^{pe}) - elétrico	40°
Factor de passo da bobina (K_c)	0,94
Factor de enrolamento (K_w)	0,90
Número de cavas por polos e por fase (m)	3
Factor de distribuição (K_d)	0,96
Carga termal (k_j) [W/m]	4264,2

4.5 Introdução ao SyR-e

O SyR-e é um *software* de código aberto desenvolvido por investigadores do *Politecnico di Torino*, em Matlab/Octave, datado de 2009, capaz de conceber máquinas de relutância síncronas através da análise de elementos finitos, suportada na solução de elementos finitos recorrendo ao *software* FEMM [30].

O princípio de funcionamento do SyR-e é apresentado na Figura 4.5. O núcleo do SyR-e é a interação entre o MATLAB, ou considerando uma alternativa de *software* livre, o Octave, e o FEMM e esse processo é possível graças a biblioteca de *scripts* MATLAB-FEMM. Os *scripts* do SyR-e realizam um desenho parametrizado da

máquina síncrona no *software* FEMM (gerando um ficheiro do tipo “. fem”), que é analisado pelo FEMM. Os resultados principais regressam ao ambiente de desenvolvimento integrado do MATLAB (IDE MATLAB) para análise e avaliação do desempenho (gerando um ficheiro “. mat”, onde estão todos resultados e o modelo matemático da máquina) [30].

O SyR-e têm uma interface gráfica do utilizador (GUI), onde o utilizador pode projetar o motor desejado. Além disso, também é possível usar os *scripts* do SyR-e sem a GUI, caso o utilizador necessite personalizar determinadas rotinas.

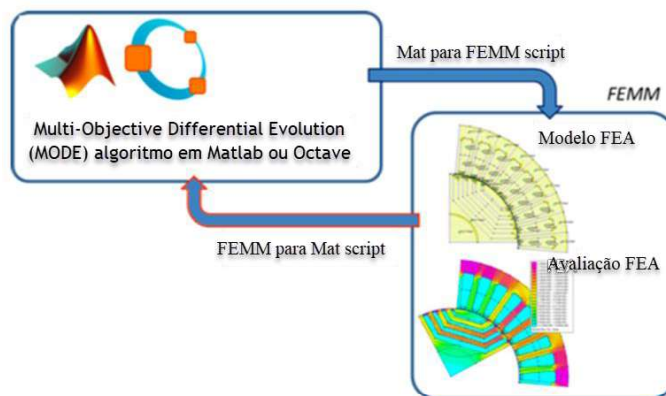


Figura 4.5 – Princípio de funcionamento e fluxo de dados do SyR-e. Adaptado de [30].

Este *software* é capaz de conceber diferentes tipos de barreiras de fluxo do rotor. A versão do SyR-e utilizada neste trabalho é a 3.2, na qual foi desenvolvida na versão Matlab 2020b. O SyR-e é dividido em duas interfaces gráficas de utilizador (GUI):

1. GUI_Syre: Para o projeto e análise de FEA (*Finite Element Analysis*).
2. GUI_Syre_MMM: Para Manipulação do Modelo Magnético.

No que respeita à simulação, o SyR-e utiliza computação paralela de forma a reduzir o tempo de cálculo. A simulação é efetuada utilizando a técnica de simulação estática, movendo o rotor (alterando o ângulo do rotor) e consequentemente alterando a corrente com uma sequência de simulações estáticas de FEA.

4.6 Modelação do SynRM em *Software* SyR-e

Para projetar o motor SynRM é necessário executar a interface GUI_Syre. Esta interface é dividida em 8 separadores, cada separador com suas finalidades próprias.

Os parâmetros principais do motor são inseridos nos dois primeiros separadores da GUI_Syre. No separador *Main Data*, conforme ilustrado na Figura 4.6, são introduzidos os valores de: número de pólos, número de cavas, a espessura do entreferro, o raio

exterior do estator, do rotor e do eixo do motor, comprimento do empilhamento do rotor e o tipo de rotor a utilizar.

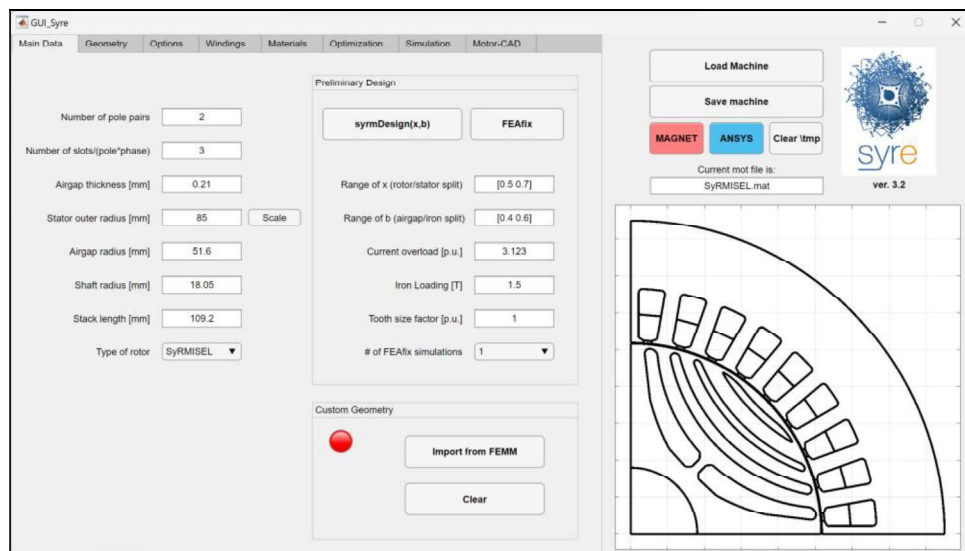


Figura 4.6 – Parâmetros principais do motor no – Separador *Main Data*.

Na Figura 4.7 é apresentado o separador *Geometry*, onde são inseridos os valores geométricos do estator e do rotor. Na Figura 4.8 são ilustrados com melhor clareza os parâmetros geométricos do estator.

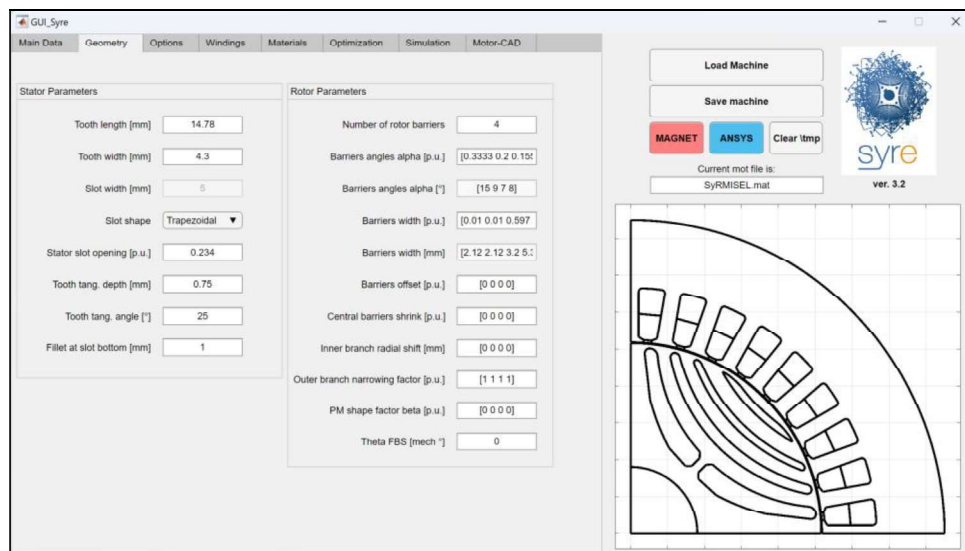


Figura 4.7 – Parâmetros geométricos do estator e do rotor – Separador *Geometry*.

Embora o SyR-e permita a simulação completa da máquina, por limitações computacionais optou-se por analisar apenas uma fração da mesma, recorrendo à aplicação de condições de simetria e de fronteira.

Existem diferentes tipos de rotor na *GUI_Syre* (definido no separador *Main Data*) e a que mais se assemelha ao rotor existente em laboratório é o tipo *Fluid*. Encontraram-se limitações neste tipo de rotor, nomeadamente para se obterem as larguras das barreiras de fluxo desejadas (no separador *Geometry*). Constatou-se, entretanto, que as equações que descrevem as barreiras de fluxo deste tipo de rotor não são as mesmas que descrevem as barreiras de fluxo do motor existente em laboratório.

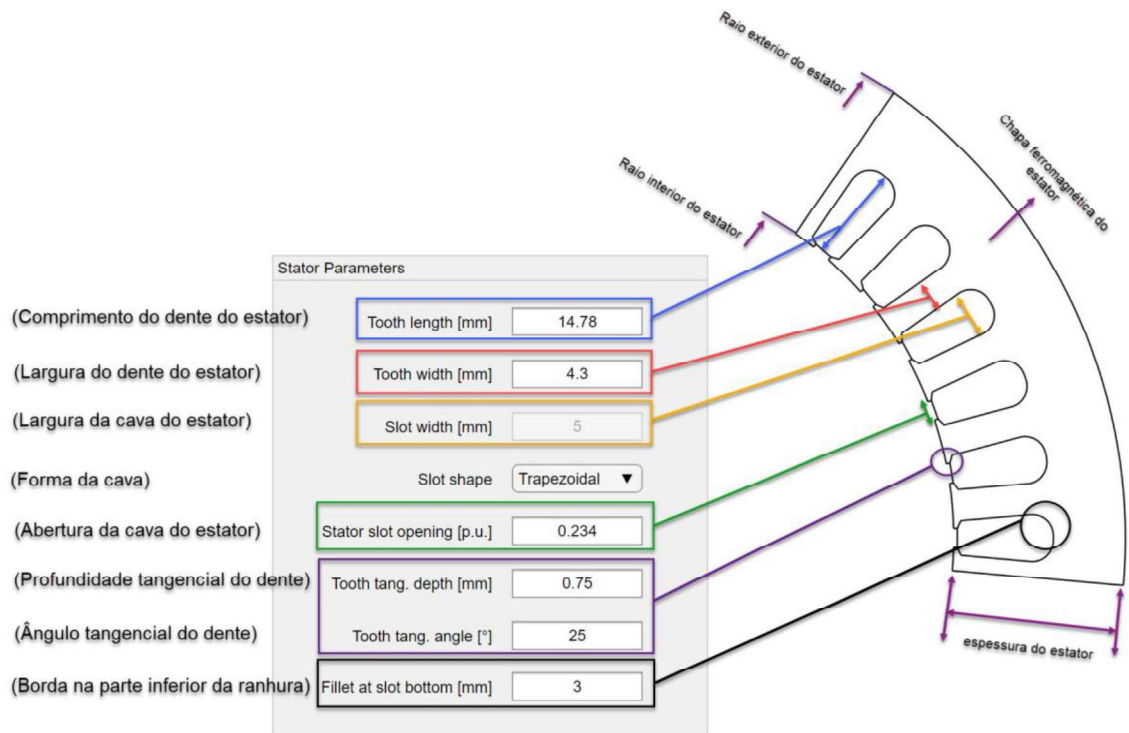


Figura 4.8 – Ilustração geométrica dos parâmetros do estator.

Em uma abordagem inicial, tentou-se modificar diretamente o código do *script* da *GUI_Syre*, especificamente nas equações responsáveis pelas barreiras de fluxo. O objetivo era ampliar a faixa de valores disponíveis para a largura das barreiras de fluxo no separador *Geometry*, de modo a permitir uma configuração do rotor mais próxima da estrutura desejada (conforme apresentado no ANEXO A.3). O resultado dessas alterações pode ser observado na Figura 4.7, à direita.

Uma vez que não se tem as equações que definem as barreiras de fluxo do motor SynRM em estudo, e de forma a contornar estas limitações personalizou-se a geometria do rotor no SyR-e (funcionalidade esta que o mesmo *software* permite fazê-lo). Para tal, utilizou-se o desenho das barreiras de fluxo do motor da ABB disponível em laboratório, assegurando cuidadosamente tanto as condições de fronteira quanto a correta configuração do material do rotor, conforme o ANEXO B.1:

1. Inicialmente, foi criada uma cópia do ficheiro “**draw_lines_arcs.m**”, a qual foi atribuído o nome “**draw_lines_arcs_rotor.m**”, de forma a não afetar as rotinas associadas à geometria do estator.

Em seguida, adicionaram-se outras rotinas no arquivo de forma que o *script* não desenhe as barreiras fluxo com base nas equações predefinidas do SyR-e, passando a gerar apenas os contornos externos: raio exterior do rotor e o raio do veio do motor. Além disso, foi adicionado uma segunda rotina que permite importar o ficheiro “.DXF” do desenho original do rotor do laboratório para o FEMM.

Dessa forma, o *software* passará a utilizar as barreiras de fluxo desejadas no FEMM para realizar a simulação e resolver a análise de elementos finitos em vez de empregar as barreiras geradas a partir das equações predefinidas do SyR-e. Essa abordagem garante maior fidelidade geométrica e, conseqüentemente, maior confiabilidade nos resultados obtidos.

2. O SyR-e salva automaticamente o ficheiro “. fem” correspondente ao modelo geométrico do motor. Com esse arquivo disponível, e com o objetivo de realizar uma análise comparativa entre o modelo original do rotor e aquele gerado com base nas equações predefinidas do sistema, utilizou-se o botão “**Import from FEMM**” no separador *Main Data*.

Após a conclusão da importação, a geometria importada passa a ser exibida em branco, sobreposta à geometria obtida pelas equações predefinidas do sistema exibida com linhas a preto. Tendo assim uma base de comparação entre a geometria gerada a partir das equações internas do SyR-e e a geometria personalizada, conforme ilustrado na Figura 4.9.

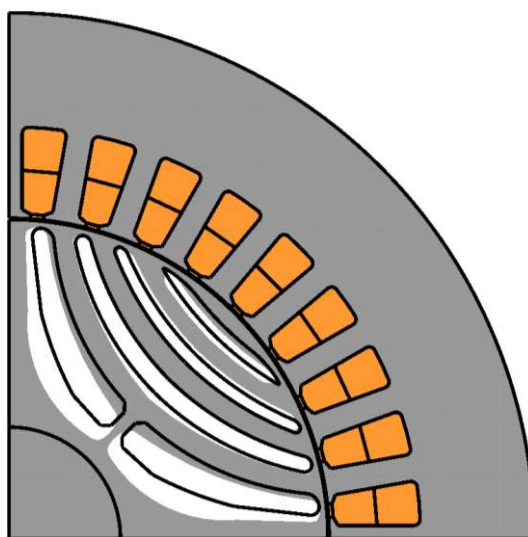


Figura 4.9 – Rotor personalizado (a branco) e rotor baseado nas equações predefinidas do SyR-e (linhas a preto).

Um modelo térmico simplificado está integrado no SyR-e conforme apresentado na Figura 4.10, de forma a calcular a temperatura do enrolamento e a corrente nominal para a carga térmica pretendida. O factor de carga térmica determina a densidade de corrente que passa na área superficial das cavas [30] [31].

O SyR-e também incorpora um modelo estrutural simples. Esta secção foi desconsiderada neste trabalho, uma vez que sua aplicação se restringe ao uso das equações nativas do SyR-e para a definição das barreiras de fluxo, o que não foi adotado na abordagem utilizada.

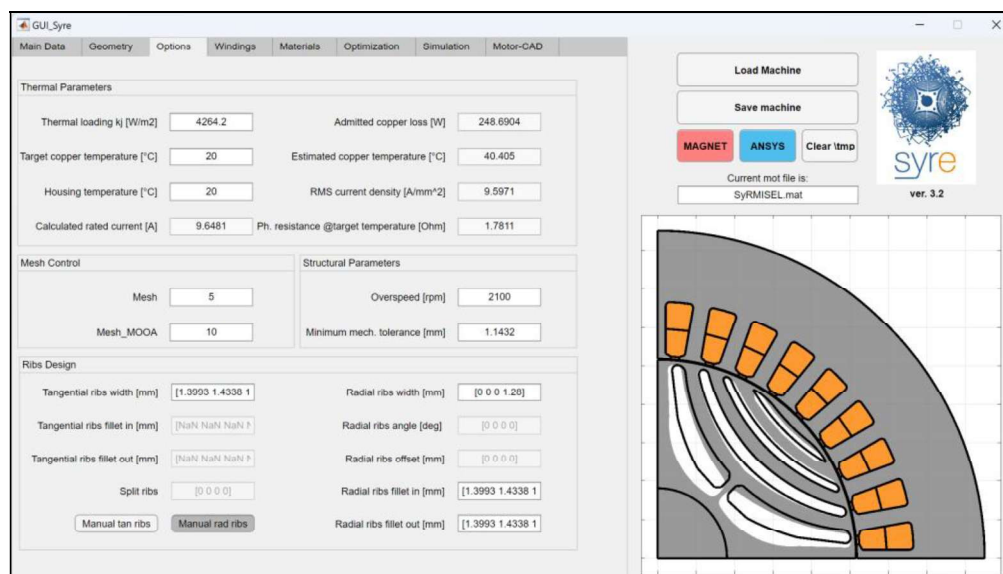


Figura 4.10 – Separador *Options*.

A matriz de enrolamentos é definida no separador *Windings*, reportado na Figura 4.11. A matriz é gerada automaticamente graças a uma versão customizada do *software* Koil, integrado no SyR-e, que é chamado por linha de código pelo SyR-e. O SyR-e também permite customizar a matriz de enrolamentos, e devido à escassez de informações, especialmente acerca da configuração dos enrolamentos do estator do motor em estudo, e após diversas simulações, a matriz de configuração dos enrolamentos proposta é apresentado no Quadro 4.6, onde A, B e C ou 1, 2 e 3 (conforme terminologia adotada no SyR-e) representam as fases, enquanto os sinais (- e +) indicam o sentido do enrolamento.

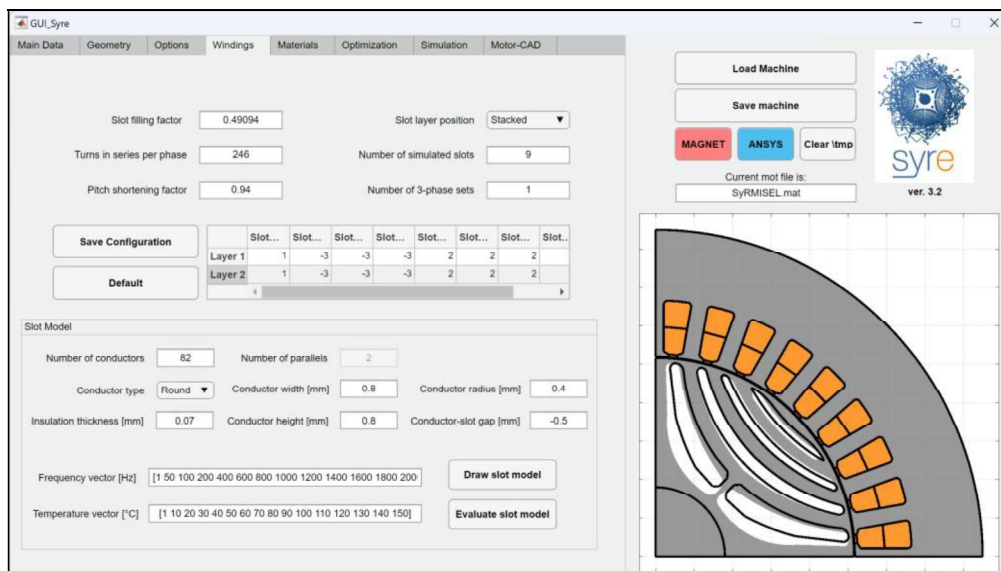


Figura 4.11 – Separador *Windings*.

Quadro 4.6 – Matriz de configuração dos enrolamentos de 1/4 do motor SynRM.

Cavas	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Camada 1	A	-C	-C	-C	B	B	B	-A	-A
Camada 2	A	-C	-C	-C	B	B	B	-A	-A

Os demais parâmetros apresentados no separador *Windings*, já foram previamente calculados no subcapítulo 4.3. Neste separador, a interface permite que os utilizadores escolham o número de cavas a serem simulados, possibilitando a opção por 1/4, 2/4, 3/4 do motor ou ainda utilizar a totalidade do motor nas simulações. O SyR-e apresenta ainda na parte inferior do separador *Windings*, uma secção relacionada ao modelo da cava do estator, que valida a geometria da cava em relação ao número de condutores inseridos, além de calcular as perdas resistivas em corrente alternada (AC) nos enrolamentos. Estas perdas resistivas AC incluem outras perdas de grande importância, causadas pelo efeito pelicular da corrente e pelo efeito de proximidade dos condutores. Para representar essas perdas, define-se um factor de perdas AC (k_{AC}), sendo também contabilizadas as perdas resistivas de corrente contínua (DC). A resistência dos enrolamentos do estator depende também do factor k_{AC} .

O efeito pelicular da corrente resulta quando a corrente alternada flui dentro do condutor e induz correntes de Eddy que forçam a corrente a migrar para superfície do condutor, conforme ilustrado na Figura 4.12. Este comportamento é diretamente dependente da frequência. O efeito de proximidade ocorre quando correntes alternadas em condutores próximos entre si interagem magneticamente, causando uma distribuição não uniforme da corrente e perdas adicionais, conforme ilustrado na Figura 4.12, sendo diretamente dependente da frequência.

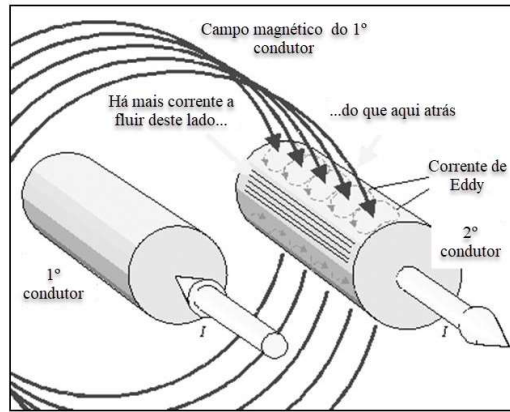


Figura 4.12 – Efeito pelicular e de proximidade. Adaptado de [31].

É possível definir no separador *Windings* a forma do condutor, número de condutores na cava, a espessura do isolamento do condutor e também as dimensões do condutor (altura, largura e raio) e ainda é possível especificar o espaçamento existente entre a cava e o condutor. Uma vez definidos os parâmetros previamente mencionados e executados, o modelo da cava do estator é criado no FEMM. Na Figura 4.13 é apresentado o modelo da cava do estator do SynRM em estudo e verifica-se que o número de condutores definidos e o factor de preenchimento (calculado pela GUI automaticamente) são compatíveis com as dimensões definidas da cava, permitindo acomodar o número de condutores na cava.

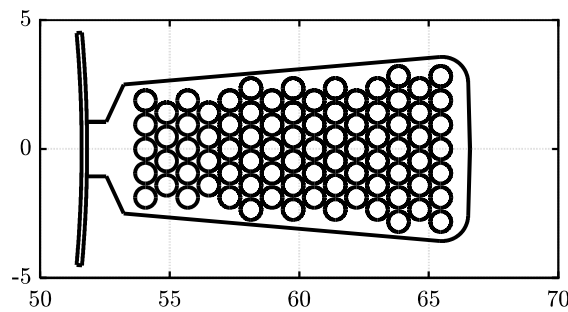


Figura 4.13 – Modelo da cava do estator.

As perdas resistivas DC ($P_{R,DC}$) apresentadas em (4.24) são calculadas a partir do modelo da cava, para temperatura de referência de 20° e frequência de referência de 0Hz. Mediante aos valores de frequência e temperatura definidos na secção do modelo da cava do estator, várias combinações de frequências e temperaturas são simuladas para calcular as perdas resistivas AC ($P_{R,AC}$). O factor k_{AC} é definido com base na equação (4.24). As curvas $k_{AC} = k_{AC}(f, \theta_{Cu})$ são reportados na Figura 4.14.

$$k_{AC} = \frac{P_{R,AC}}{P_{R,DC}} = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} \quad (4.24)$$

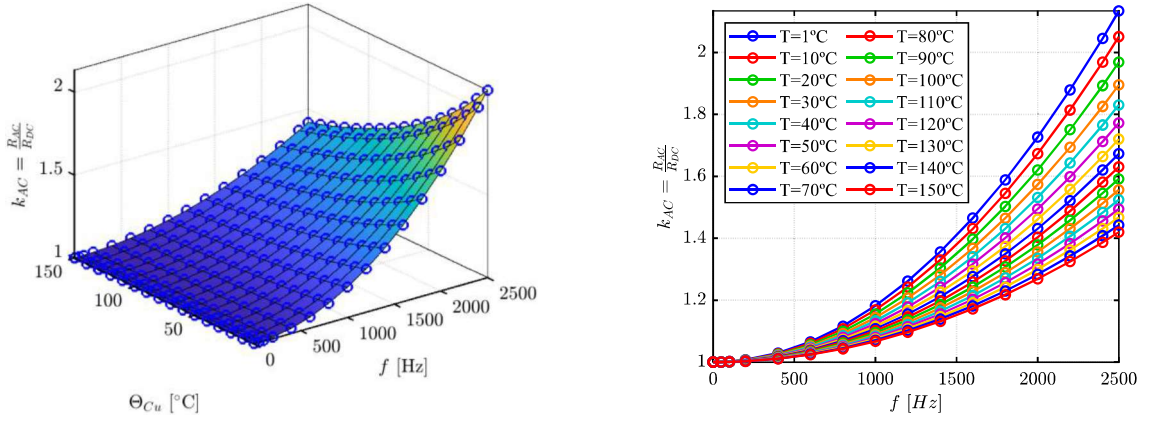


Figura 4.14 – Factor de perdas AC versus frequência para diferentes temperaturas do enrolamento.

Para diferentes secções do motor (estator, rotor, veio, cava e barreiras de fluxo) foram definidos os seus materiais. Os mesmos são definidos na secção *Materials* da GUI SyR-e (conforme ilustrado na Figura 4.15). A GUI já contém alguns materiais pré-definidos, na eventualidade de não existir o material desejado, a GUI possibilita introduzir novos materiais.

Portanto, por falta de informação acerca do material ferromagnético do rotor e do estator do motor SynRM em estudo, considerou-se o material M270-50A para caracterizar as chapas ferromagnéticas, tendo sido adicionado a GUI.

Para adicionar um novo material os dados de entrada são os valores da densidade de fluxo magnético $B(T)$ e da intensidade do campo magnético $H(A/m)$, de forma a efetuar o traçado da curva $B-H$ do material M270-50A, além disso, devem ser informados a densidade de massa (kg/m^3), o limite de escoamento (MPa), o módulo de elasticidade (GPa) e os coeficientes de perdas (α, β, K_h, K_e).

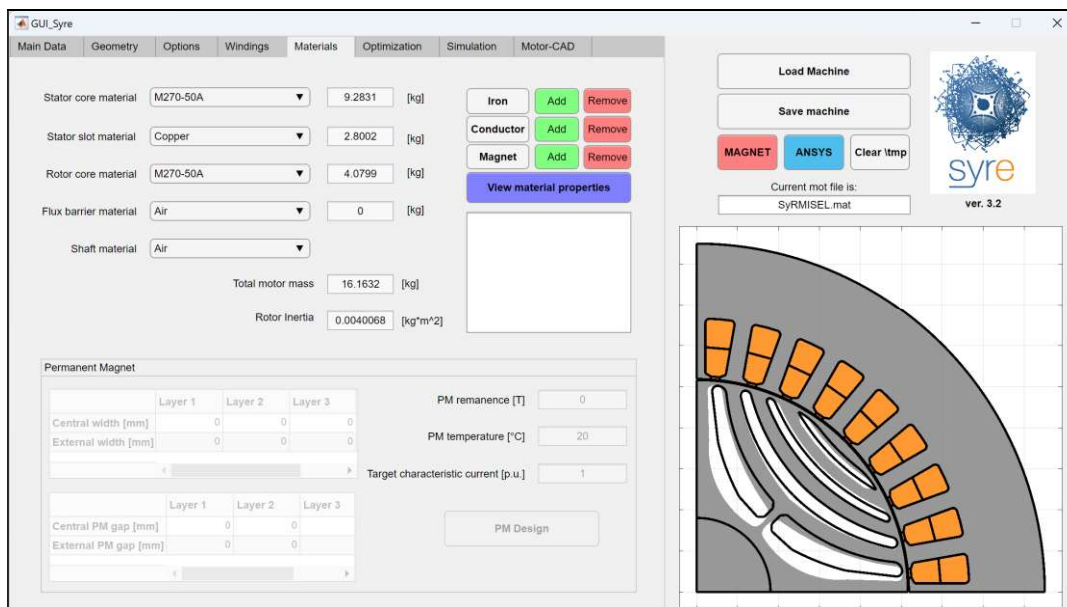


Figura 4.15 – Separador *Materials*.

Os dados do material M270-50A foram obtidos a partir do catálogo do fabricante *Congent* (ANEXO A.4), com exceção dos coeficientes de perdas que foram deduzidos a partir dos valores das perdas no ferro versus densidade de fluxo do material M270-50A, conforme ilustrado na Figura 4.16.

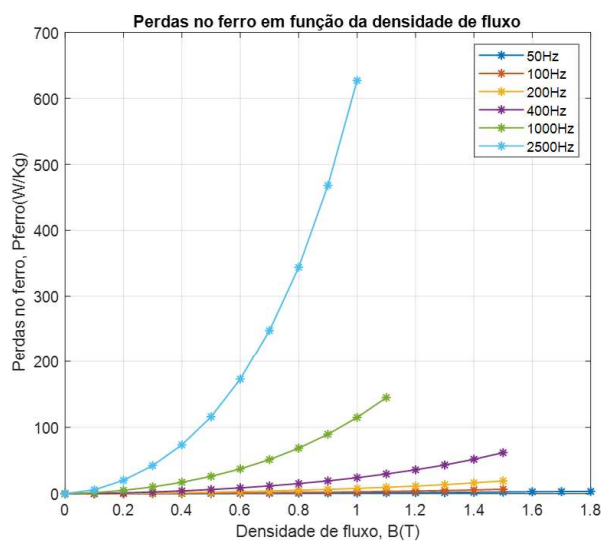


Figura 4.16 – Perdas no ferro do material M270-50A para diferentes valores de frequência.

Os coeficientes K_h e K_e são calculados mediante a formulação de Bertotti dada por (4.25) [32].

$$P_{Fe} = K_h f \hat{B}^2 + \frac{(\pi d)^2}{6 \rho m_v} (f \hat{B})^2 + K_e (f \hat{B})^{\frac{3}{2}} \quad (4.25)$$

Onde, $f, \hat{B}, d, m_v$ representam respectivamente a frequência, a densidade máxima de fluxo, a espessura de laminação e a densidade do material. Os valores d e m_v , são obtidos no catálogo do material em anexo.

A equação (4.25) também pode ser escrita com base em (4.26) [32].

$$P_{Fe} = a \hat{B}^2 + b \hat{B}^{\frac{3}{2}} \quad (4.26)$$

Onde, $a = K_h f + \frac{(\pi d)^2}{6 \rho m_v} f^2$ e $b = K_e f^{\frac{3}{2}}$

Utilizando a equação (4.26) e recorrendo ao método dos mínimos quadrados (utilizando a ferramenta do Matlab *Curve Fitting Tool*), os coeficientes K_h e K_e são deduzidos para diferentes valores de frequência.

É apresentada na Figura 4.17, a janela da ferramenta *Curve Fitting* que foi usada para deduzir os coeficientes para a frequência de 50Hz.

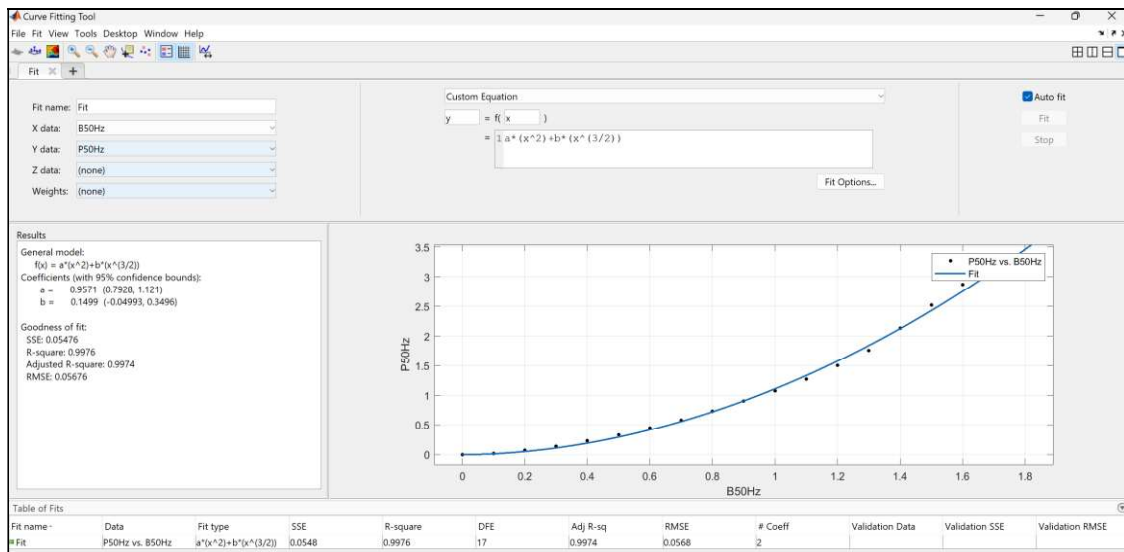


Figura 4.17 – Curva de ajuste usada para determinar os coeficientes de perdas para o caso 50Hz.

Os resultados são apresentados no Quadro 4.7, onde a média entre as frequências analisadas determinam o valor final. Tais coeficientes são essenciais para o cálculo das perdas no ferro.

Quadro 4.7 – Valores calculados a partir da curva de ajuste aplicada aos dados do M270-50A.

Frequência	a	K_h (W/Kg)	b	K_e (W/Kg)	RMSE
50	0,9571	0,01422	0,1499	0,00042	0,05676
100	2,722	0,01738	0,17	0,00017	0,1142
Média	-	0,01580	-	0,000297	-

Com base nisso, todos os valores de entrada foram inseridos diretamente na GUI, incluindo a curva $B-H$ do material M270-50A, conforme ilustrado na Figura 4.18.

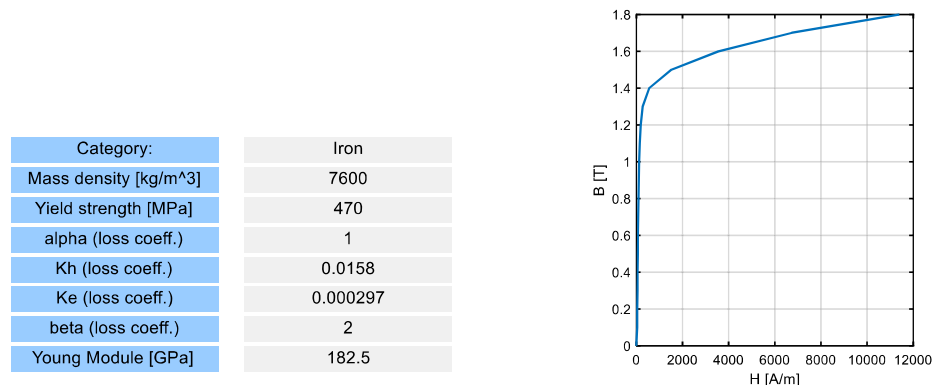


Figura 4.18 – Propriedades do material M270-50A e curva B-H.

4.7 Simulação do SynRM em *Software SyR-e*

As simulações de FEA realizadas pelo SyR-e são efetuadas mediante a interligação com o FEMM executadas pelo *Static Magnetic Solver* e as mesmas são controladas a partir do separador *Simulation* da GUI_SyR-e (Figura 4.19). O movimento do rotor é emulado através da execução de várias simulações para diferentes posições do rotor.

O compromisso entre precisão e tempo de computação é feito através da seleção de um intervalo angular de rotação do rotor adequado (normalmente para motores trifásicos de enrolamentos distribuídos, 60 graus de rotação elétrica são suficientes) e do número de posições do rotor que devem ser simulados (30 posições do rotor dão excelentes resoluções harmônica, enquanto 6 posições do rotor podem obter os valores médios) [30].

O SyR-e opera com valores máximos, portanto os resultados de simulação serão apresentados com base nos valores de corrente de pico.

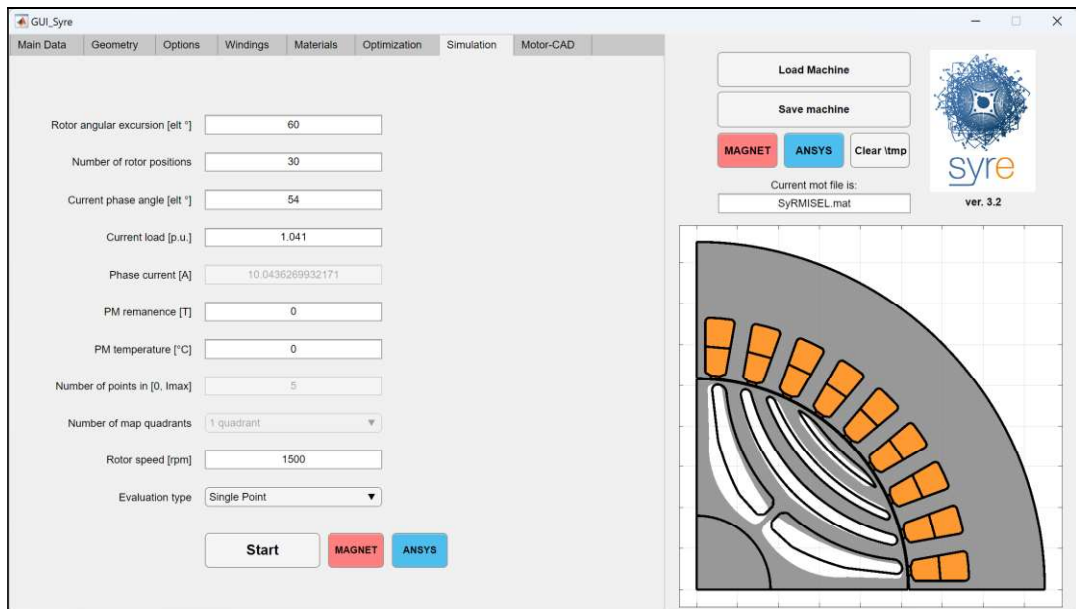


Figura 4.19 – Separador *Simulation*.

Utilizando o tipo de simulação *Single Point*, para valor de pico da corrente nominal, considerando o intervalo angular do rotor de $\theta_{elt} = 60^\circ$ elétricos e ângulo da corrente de $\gamma = 54^\circ$ elétricos (conforme ilustrado na Figura 4.19) o motor foi simulado, e a distribuição do fluxo magnético para 1/4 do SynRM é apresentado na Figura 4.20. A partir deste resultado, verifica-se que as linhas de fluxo tendem a se alinhar em direção ao eixo de menor relutância (eixo d , que é predominantemente por ferro).

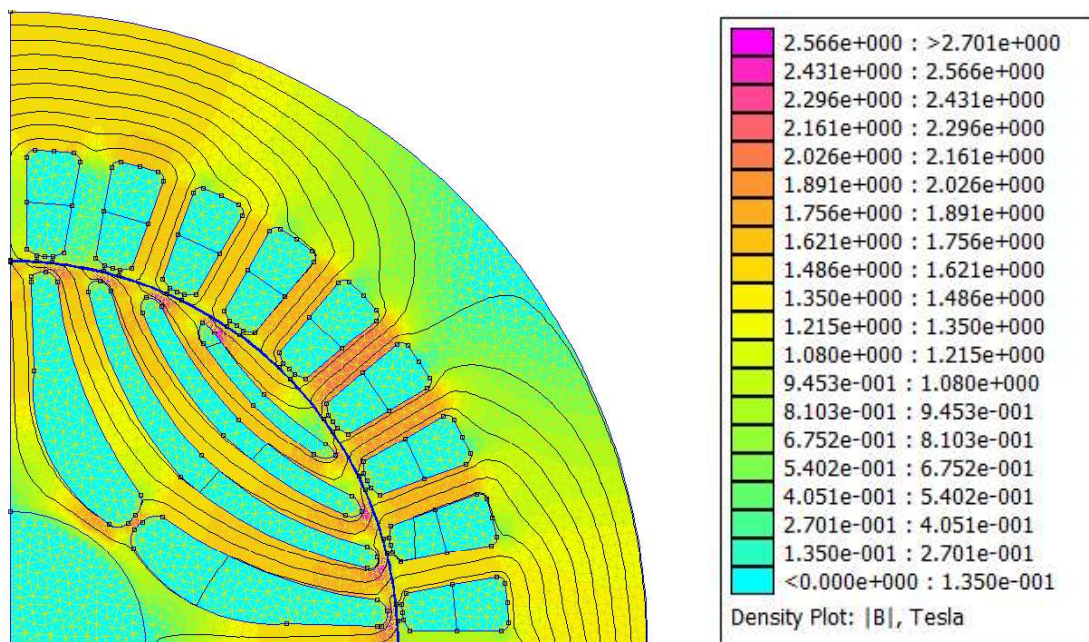


Figura 4.20 – Distribuição do fluxo magnético para 1 posição do rotor simulado ($\theta_{elet} = 60^\circ$), ângulo da corrente ($\gamma_{elet} = 54^\circ$) e corrente nominal de pico.

4.7.1 Mapas de fluxos magnéticos

Os mapas de fluxos são calculados utilizando simulações FEA mediante a execução de várias simulações numa malha regular no plano (i_d, i_q) e interpolados os resultados para obter um mapa com boa resolução. Para motores com número de cavas/pólos/fase inteiro (que é o caso do motor em estudo), uma rotação de 1/6 do período elétrico de 60° é suficiente para ter uma forma de onda completa para todo período elétrico de rotação do rotor, exemplo disso é a forma de onda do binário eletromagnético apresentado na Figura 4.21, calculado por simulação de FEA para o valor de pico de corrente nominal [25].

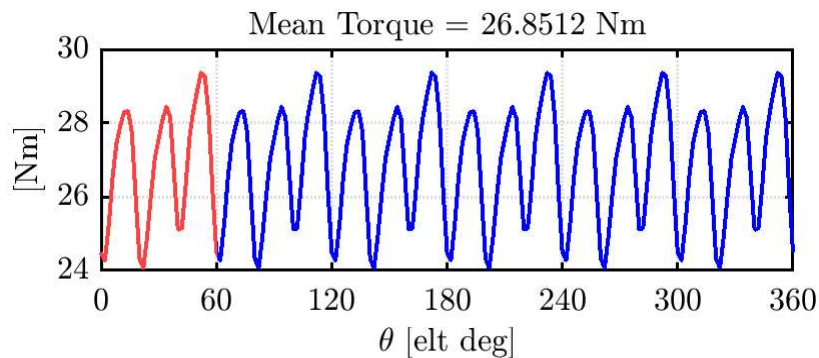


Figura 4.21 – Binário instantâneo: (Linha vermelha) - Simulação obtida para 30 posições do rotor dentro do intervalo de $(0 \leq \theta_{el} \leq 60^\circ)$ e Linha Azul – Forma de onda completa.

Para os valores apresentados na Figura 4.22, foram efetuadas várias simulações de FEA para a obtenção do modelo dq .

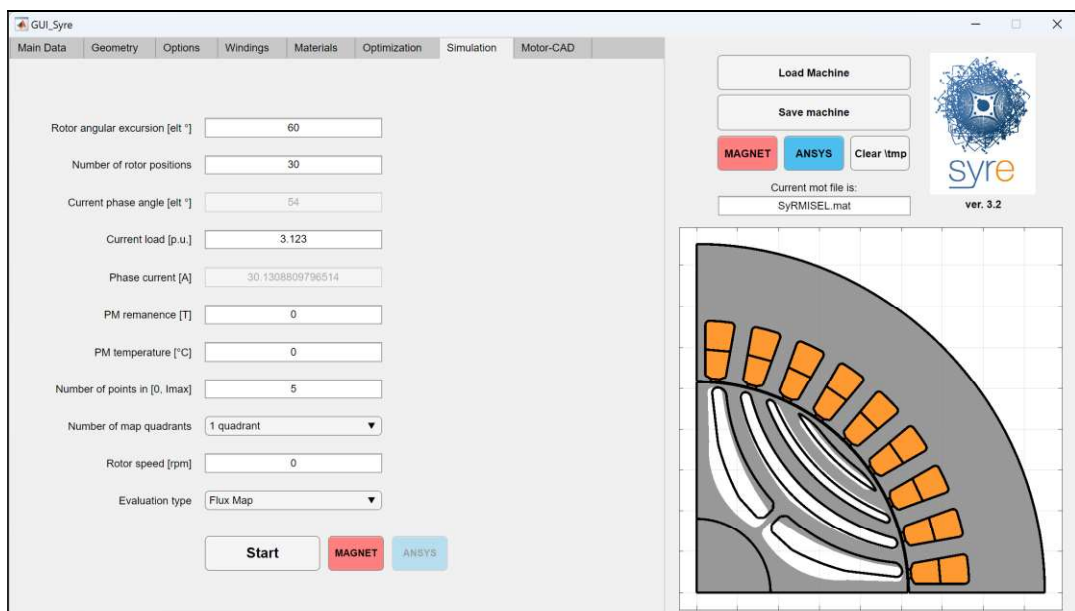


Figura 4.22 – Valores de entrada para simulações do tipo *Flux Map*.

Os mapas de fluxos magnéticos, o modelo magnético e o mapa do binário eletromagnético são apresentados na Figura 4.23, como resultado das simulações efetuadas. Para cada ponto da malha de corrente (i_d, i_q) e com 30 posições do rotor $(0^\circ \leq \theta_{elt} \leq 60^\circ)$, efetuaram-se simulações magnetoestáticas de FEA do SynRM e guardaram-se os valores dos fluxos magnéticos nas matrizes $\lambda_d(i_d, i_q)$ e $\lambda_q(i_d, i_q)$, sendo essa organização adotada também para os restantes mapas. Os resultados das simulações FEA são reportados numa malha de pontos (i_d, i_q) de dimensão 5x5, enquanto os mapas são interpolados sobre uma malha mais fina, com a dimensão de 256x256 posições.

Os mapas de fluxos magnéticos são necessários para a obtenção do mapa de eficiência incorporando os comportamentos não lineares no funcionamento do SynRM. Com base na equação (4.2), observa-se que o mapa de binário eletromagnético é fortemente influenciado pelos mapas de fluxo magnéticos.

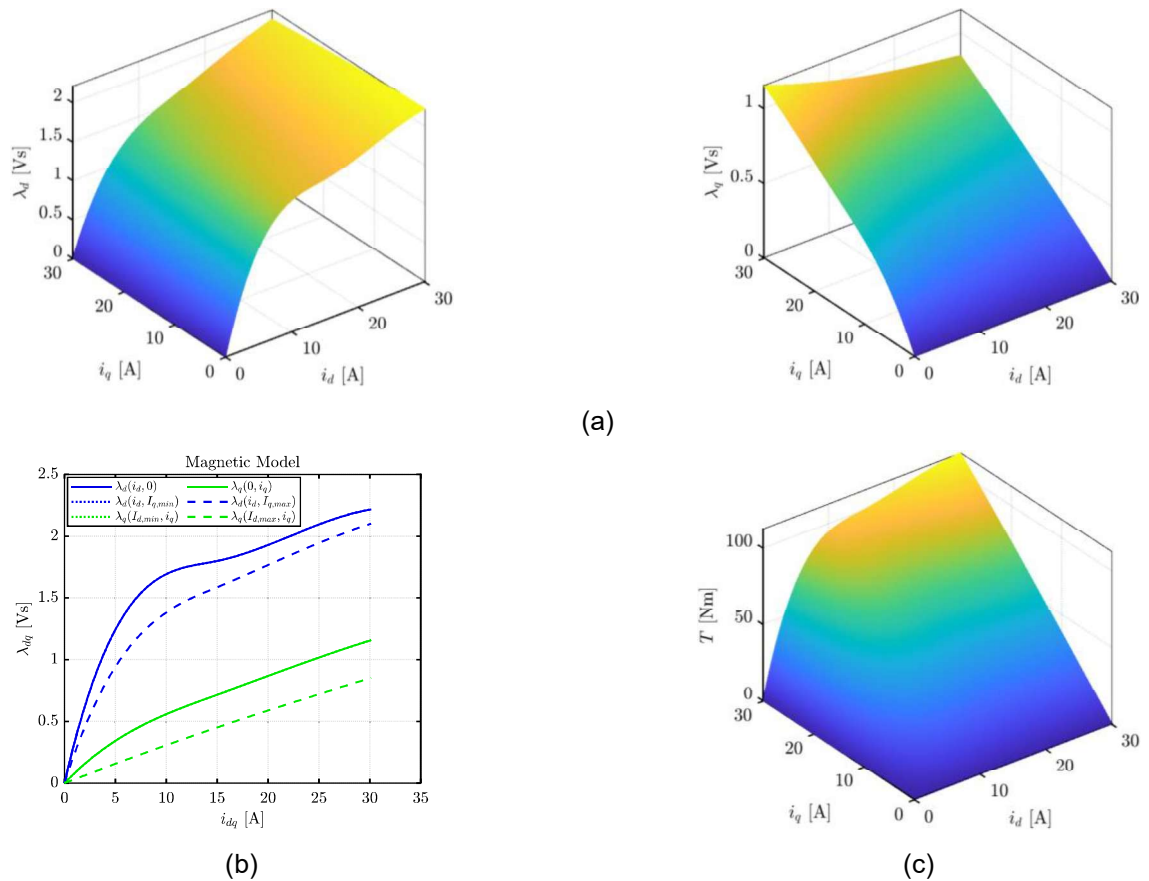


Figura 4.23 – (a) Mapas de fluxos magnéticos. (b) Modelo Magnético do SynRM. (c) Mapa do binário eletromagnético.

Com base na Figura 4.23(b), observa-se a influência da saturação cruzada (linhas tracejadas) nos eixos d e q , a qual causa redução do binário eletromagnético, uma vez

que o aumento das correntes elétricas resulta na diminuição das indutâncias nos eixos d e q . Na Figura 4.23(b), as curvas $\lambda_d(i_d, I_{q,\min})$ e $\lambda_q(I_{d,\min}, i_q)$ encontram-se sobrepostas às curvas $\lambda_d(i_d, 0)$ e $\lambda_q(0, i_q)$.

4.7.2 Perdas no ferro

As perdas no ferro são calculadas no FEMM simulando uma rotação completa do rotor e com um número considerável de posições do rotor. Os resultados são as perdas de Histerese e de Eddy nos núcleos ferromagnéticos do estator e do rotor para uma dada velocidade do motor (n^*).

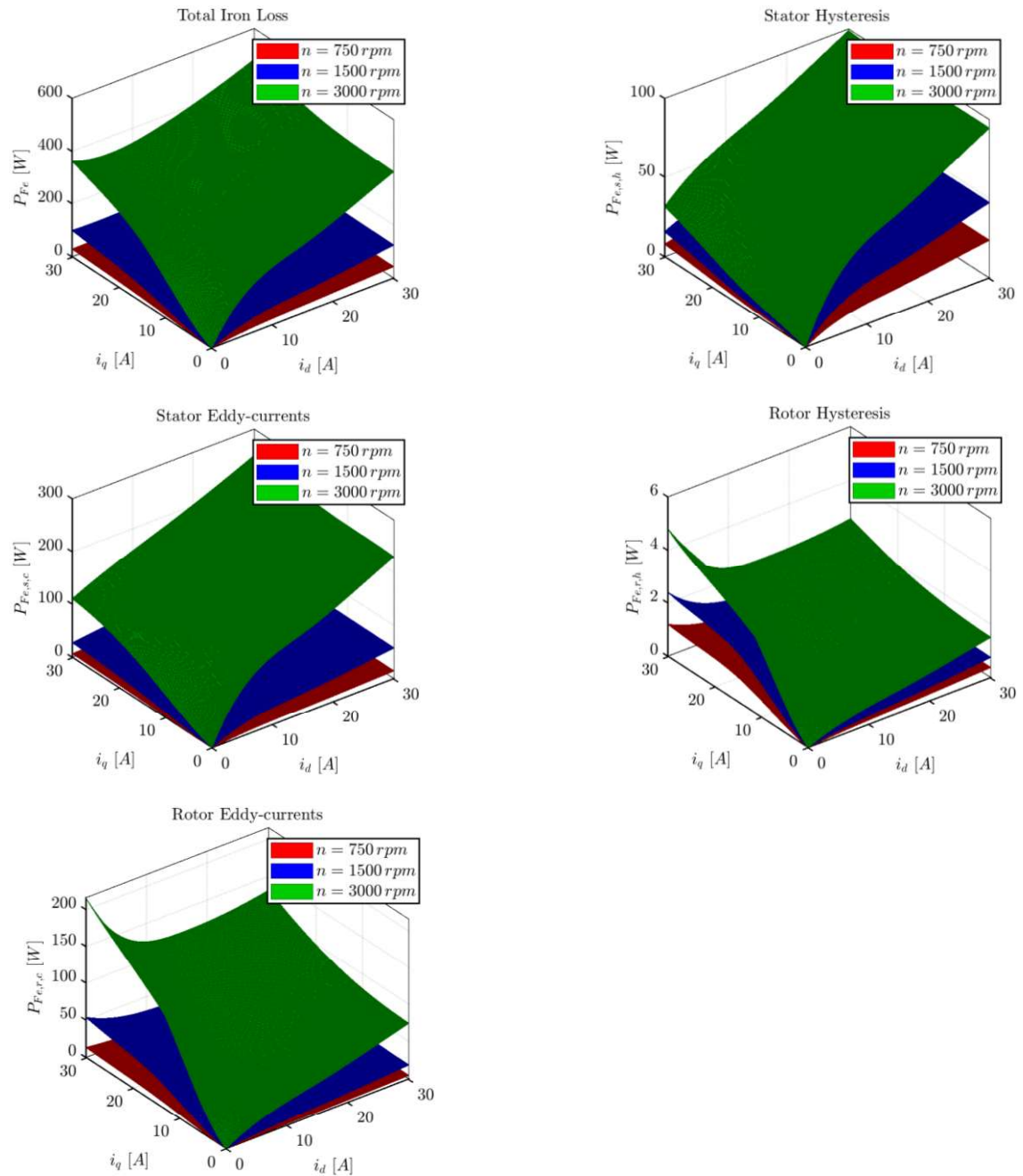


Figura 4.24 – Mapas de perdas totais no ferro, de perdas de Histerese e de Eddy no estator e no rotor respectivamente.

Os dados da densidade de fluxo de cada simulação são descarregados do FEMM e são adotadas as equações de *Steinmetz* (4.27) para o cálculo das perdas no ferro, onde $p_{Fe,h}$ e $p_{Fe,e}$ correspondem as perdas no ferro de Histerese e de Eddy, respetivamente [30]. Os coeficientes de perdas são calculados conforme descrito na secção 4.5.

$$p_{Fe} = p_{Fe,h} + p_{Fe,e} = K_h f B^\beta + K_e (f B)^2 \quad (4.27)$$

As duas componentes $p_{Fe,h}$ e $p_{Fe,e}$ calculadas para a velocidade n^* são então guardadas com a nova terminologia ($p_{Fe,h}^*$ e $p_{Fe,e}^*$). O mapa das perdas no ferro em função da velocidade do rotor é determinado com base em (4.28) [25]. Desta forma, com base na equação (4.28), é possível estimar as perdas no ferro em todo o plano dq para cada velocidade considerada (n) utilizando como referência os valores de $p_{Fe,h}^*$ e $p_{Fe,e}^*$ previamente obtidos por meio de simulações para uma determinada velocidade (n^*).

$$p_{Fe}(i_d, i_q) = p_{Fe,h}^*(i_d, i_q) \left(\frac{n}{n^*} \right)^\alpha + p_{Fe,e}^*(i_d, i_q) \left(\frac{n}{n^*} \right)^2 \quad (4.28)$$

Na Figura 4.24 são apresentados os mapas das perdas totais no ferro, no estator e no rotor, calculadas para as velocidades: 750, 1500 e 3000 rpm. O resultado das perdas devido às correntes de Eddy não considera a laminação das chapas dos núcleos magnéticos.

Os gráficos acima foram simulados com base nos valores definidos na Figura 4.25.

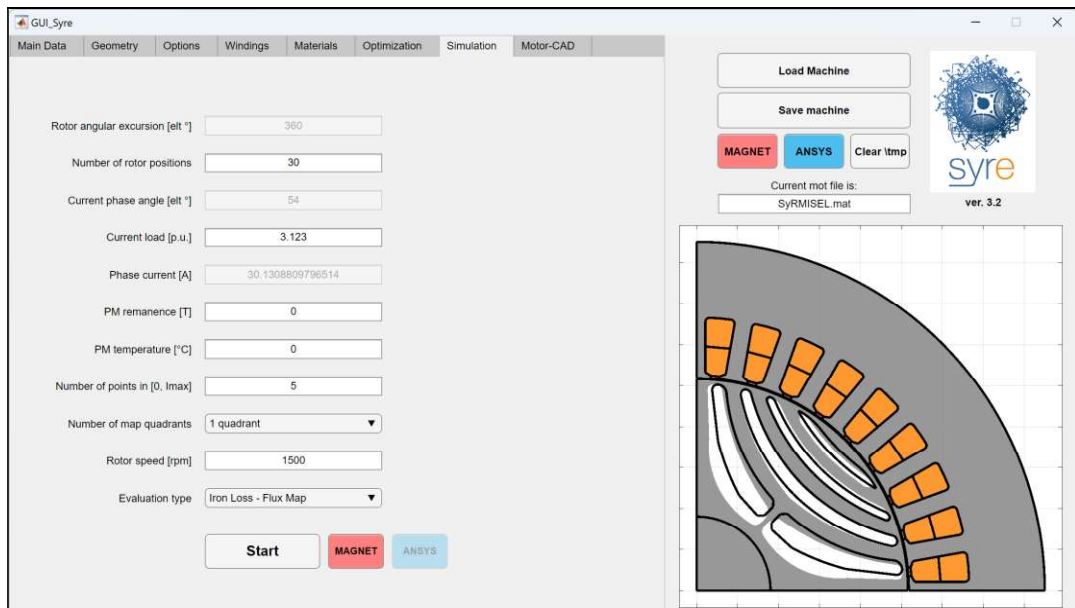


Figura 4.25 – Valores de entrada para simulações do tipo *Iron Loss*.

4.7.3 Perdas mecânicas

As perdas mecânicas podem ser estimadas com base numa expressão polinomial em função da velocidade do rotor (4.29) [25].

$$P_{mec} = a n^3 + b n \quad (4.29)$$

Onde os coeficientes a e b representam os factores de perdas por ventilação (*windage*) e perdas por atrito dos rolamentos (*bearing*), respetivamente, e são dadas por (4.30) [33].

$$\begin{cases} a \approx 10^{-6} \frac{2}{3} D_{rotor}^3 l \\ b \approx 10^{-3} \frac{3}{2} n_r G_{rotor} \end{cases} \quad (4.30)$$

Onde $D_{rotor}, l, n_r, G_{rotor}$ representam, respetivamente, o diâmetro do rotor, o comprimento do empilhamento do rotor, o número de rolamentos e a massa do rotor.

Conforme em ANEXO A.1, estão empregues no veio do motor SynRM dois conjuntos de rolamentos, um em cada extremidade (*bearing* e *bearing NDE*).

Relativamente à massa do rotor, o mesmo foi pesado em laboratório, tendo-se obtido 6,32 kg (ANEXO C.2). Os resultados dos coeficientes de perdas por ventilação e por atrito dos rolamentos encontram-se no Quadro 4.8.

Quadro 4.8 – Coeficientes de perdas mecânicas.

Parâmetros	Valor
a (coeficiente de perdas por ventilação)	$2,4 \cdot 10^{-10}$
b (coeficiente de perdas nos rolamentos)	0,0190

4.8 Mapa de Eficiência

Os mapas de eficiência são métricas importantes para avaliação do desempenho de máquinas elétricas e as mesmas são representados no plano binário-velocidade (T, n) e a forma de cálculo não é única e, em muitos casos, não é apresentada de forma clara ou padronizada. Os limites de tensão e corrente moldam os pontos sobre o plano, e a trajetória de funcionamento tem efeito sobre as perdas do motor.

4.8.1 Manipulação dos modelos magnéticos

Como anteriormente foi referido, o *software* SyR-e contém uma segunda interface que é a GUI_Syre_MMM (*Magnetic Model Manipulation*). Não é possível fazer simulações FEA, mas apenas carregar os modelos (resultados obtidos da outra interface).

A GUI é composta de seis separadores, dos quais apenas dois são de interesse para o estudo em questão:

- *Main*: Utilizado para carregar os modelos e efetuar algumas manipulações.
- *Torque-Speed*: Utilizado para calcular a característica no domínio binário-velocidade e outras características.

Quatro tipos de modelos podem ser carregados no separador *Main*, na secção *Models Loaded*, conforme mostrado na Figura 4.26:

- *dq Model*: Mapas de fluxo em função das correntes dq .
- *dqtMap Model*: Mapas de fluxo $dq\theta$ com dependência da posição do rotor.
- *Iron Loss Model*: Modelo do mapa de perdas no ferro em função das correntes.
- *Skin Effect Model*: É o factor de perdas AC (k_{AC}) em função da frequência e da temperatura.

A tensão mínima do barramento DC necessária para garantir a tensão máxima do SynRM é dada por (4.31):

$$V_{dc} = \sqrt{2} V_{linha-linha} = 566 \text{ V} \quad (4.31)$$

Onde: $V_{linha-linha} = 400 \text{ V}$

Na secção *Motor Ratings* são apresentados alguns parâmetros característicos do motor SynRM e na secção *MTPA-MTPV*, é possível avaliar a trajetória de funcionamento.

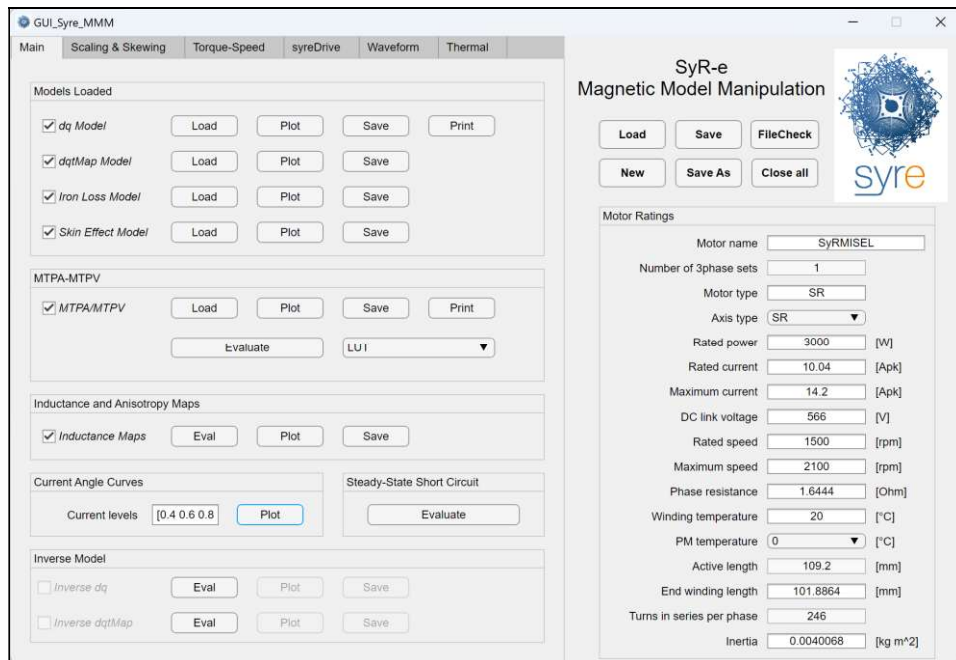


Figura 4.26 – Separador *Main* na GUI_Syre_MMM.

Na secção *Inductance and Anisotropy Maps* é possível avaliar e obter os mapas de indutância incremental, que são calculados com base no rácio entre o gradiente de fluxo de ligação e o gradiente da corrente, enquanto a indutância aparente é a indutância absoluta do motor [30]. Na Figura 4.27 são apresentados a definição gráfica das indutâncias e os mapas da indutância incremental do SynRM.

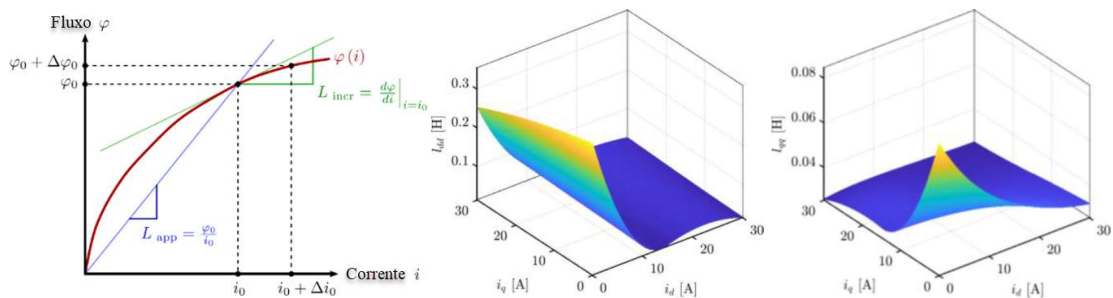


Figura 4.27 – Ilustração da definição e mapas da indutância incremental do SynRM.

A secção *Current Angle Curves* permite avaliar diversas grandezas em função do ângulo da corrente, como é o caso do binário eletromagnético em função do ângulo da corrente para diferentes amplitudes da corrente, conforme apresentado na Figura 4.28. Trata-se de um resultado FEA magnetostática, em que se impõem os valores das correntes instantâneas nos enrolamentos estatóricos, dependentes da posição angular γ e da amplitude da corrente, mantendo o rotor fixo numa dada posição durante a simulação.

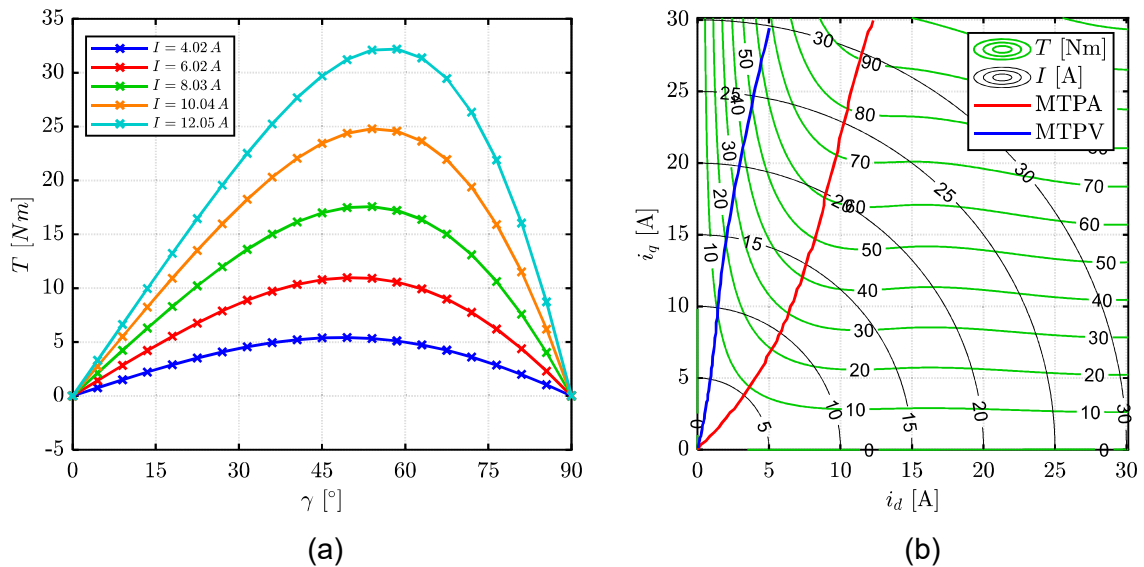


Figura 4.28 – (a) Binário eletromagnético em função do ângulo da corrente para diferentes amplitudes de corrente. (b) Pontos de melhor eficiência ao longo das curvas MTPA e MTPV.

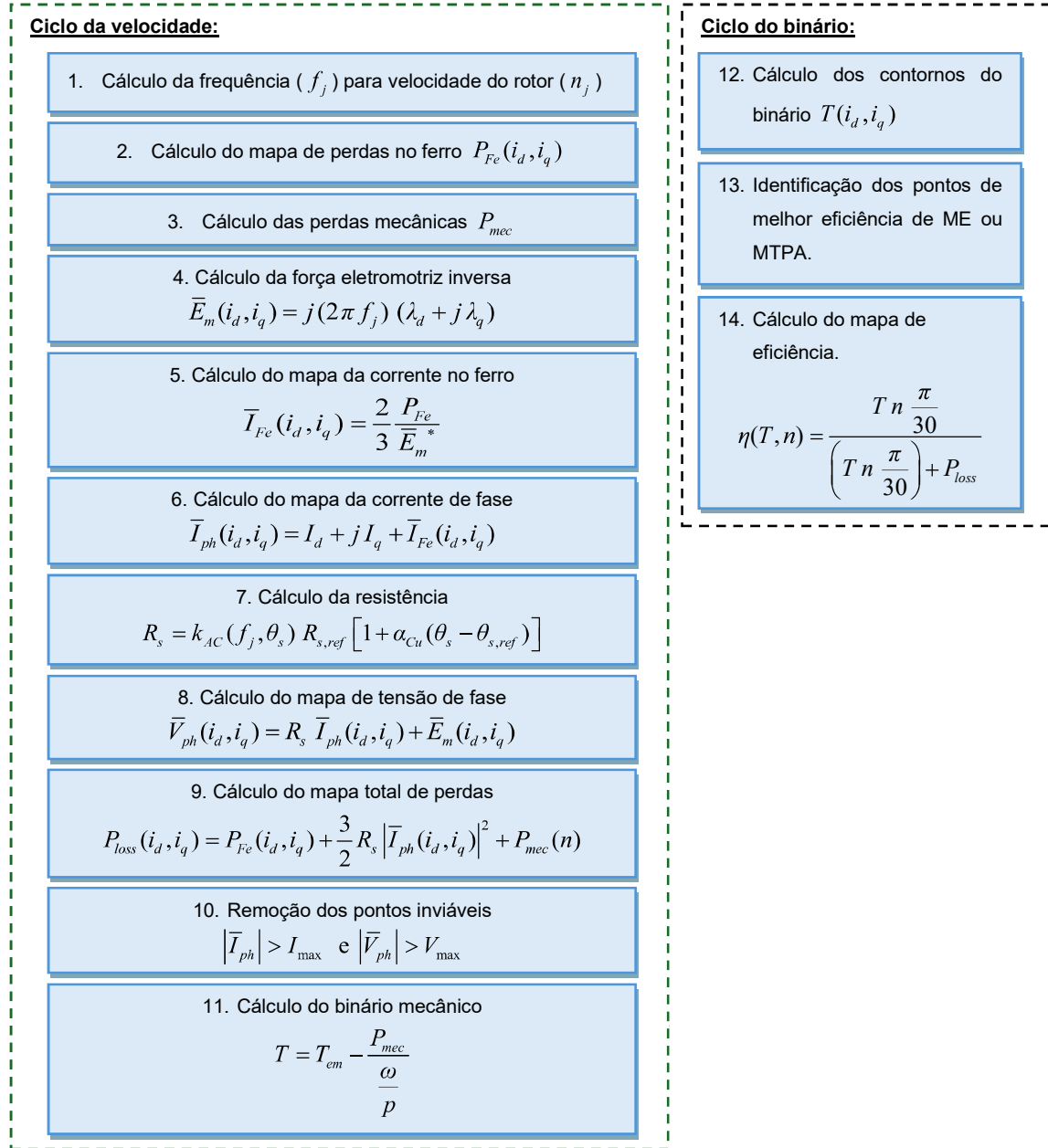
Observa-se, na Figura 4.28(a), que para o valor de corrente nominal de pico ($I = 10,04$ A), o binário máximo desenvolvido é de aproximadamente 25 N.m. Esta curva de binário desenvolvido contempla assim o valor nominal de binário indicado pelo fabricante (19,10 N.m). Além disso, é evidente que o ângulo da corrente exerce efeito significativo sobre o binário, influenciando consequentemente a eficiência do motor.

Os pontos ótimos, ou de melhor eficiência, localizam-se ao longo das curvas MTPA e MTPV, conforme ilustrado na Figura 4.28(b). Como a saturação magnética não foi negligenciada, a trajetória de MTPA é obtida para valores de $i_d \neq i_q$, resultando num ângulo de corrente superior a 45° , conforme ilustrado na Figura 4.28(a). A medida que a saturação magnética se torna mais acentuada, observa-se um aumento do ângulo da corrente na trajetória MTPA.

4.8.2 Cálculo do mapa de eficiência

Para o cálculo do mapa de eficiência, o SyR-e utiliza as trajetórias de funcionamento de Máximo binário por ampere (MTPA) ou de Máxima eficiência (ME). A diferença entre ambas é que o MTPA utiliza a capacidade máxima do binário e minimiza as perdas de cobre, enquanto a trajetória de funcionamento de ME, busca minimizar as perdas totais do motor, visando o ponto de operação mais eficiente [34].

O mapa de eficiência é calculado sobre o domínio $T-n$ e para cada nó desse domínio, o procedimento aplicado pelo SyR-e para a avaliação do mapa de eficiência repete-se, sendo os procedimentos os seguintes [25] [34]:



Onde: $\bar{E}_m^*$ é o conjugado da força eletromotriz inversa.

$k_{AC}(f_j, \theta_s)$ é o factor de perdas AC em função da frequência e temperatura.

θ_s é a temperatura alvo do enrolamento.

$\theta_{s,ref}$ é a temperatura de referência do enrolamento (temperatura ambiente 20°C).

$R_{s,ref}$ é a resistência do estator a temperatura ambiente.

α_{Cu} é o coeficiente de temperatura do cobre.

O mapa de eficiência é obtido a partir do separador *Torque-Speed* (conforme ilustrado na Figura 4.29). Caso se pretenda contabilizar as perdas no ferro e as perdas AC, a GUI disponibiliza essa funcionalidade.

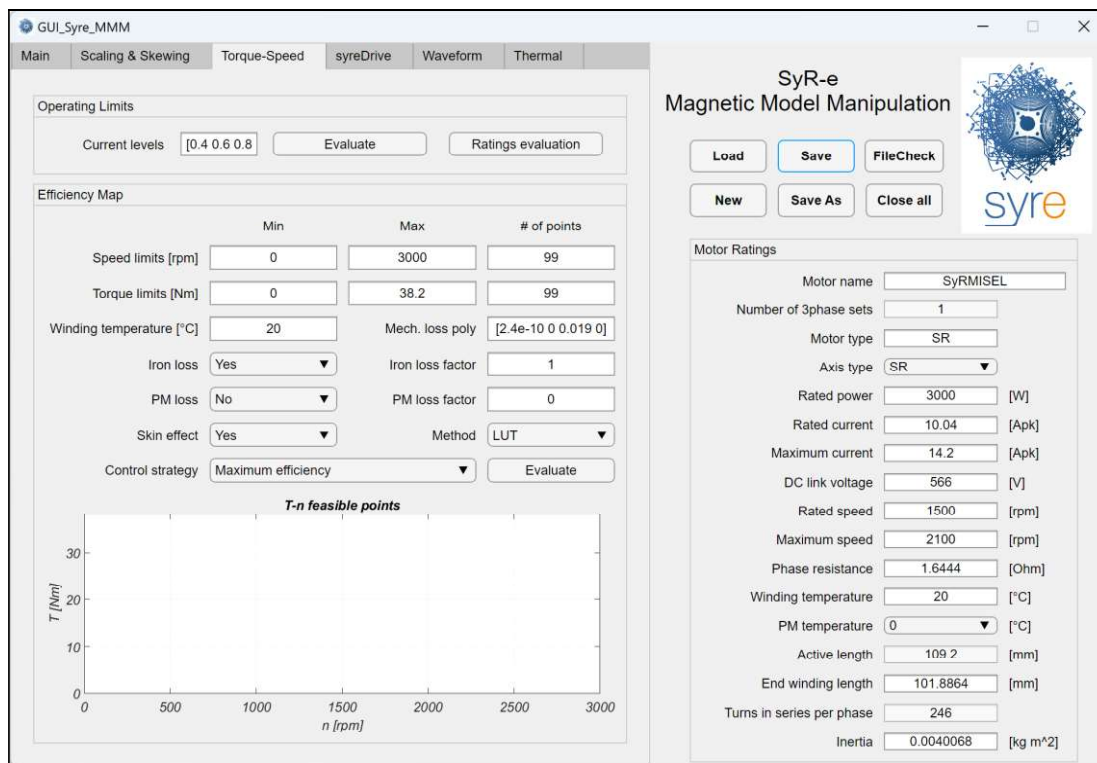


Figura 4.29 – Separador *Torque-Speed* na GUI_MMM.

Aplicando as trajetórias de funcionamento de ME e MTPA, os mapas de eficiência obtidos são os apresentados na Figura 4.30 respectivamente.

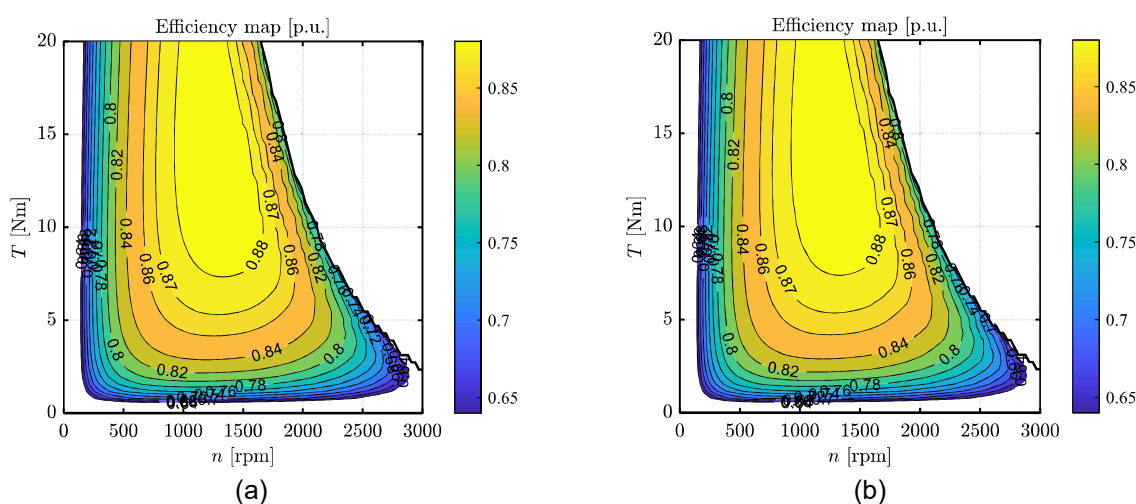
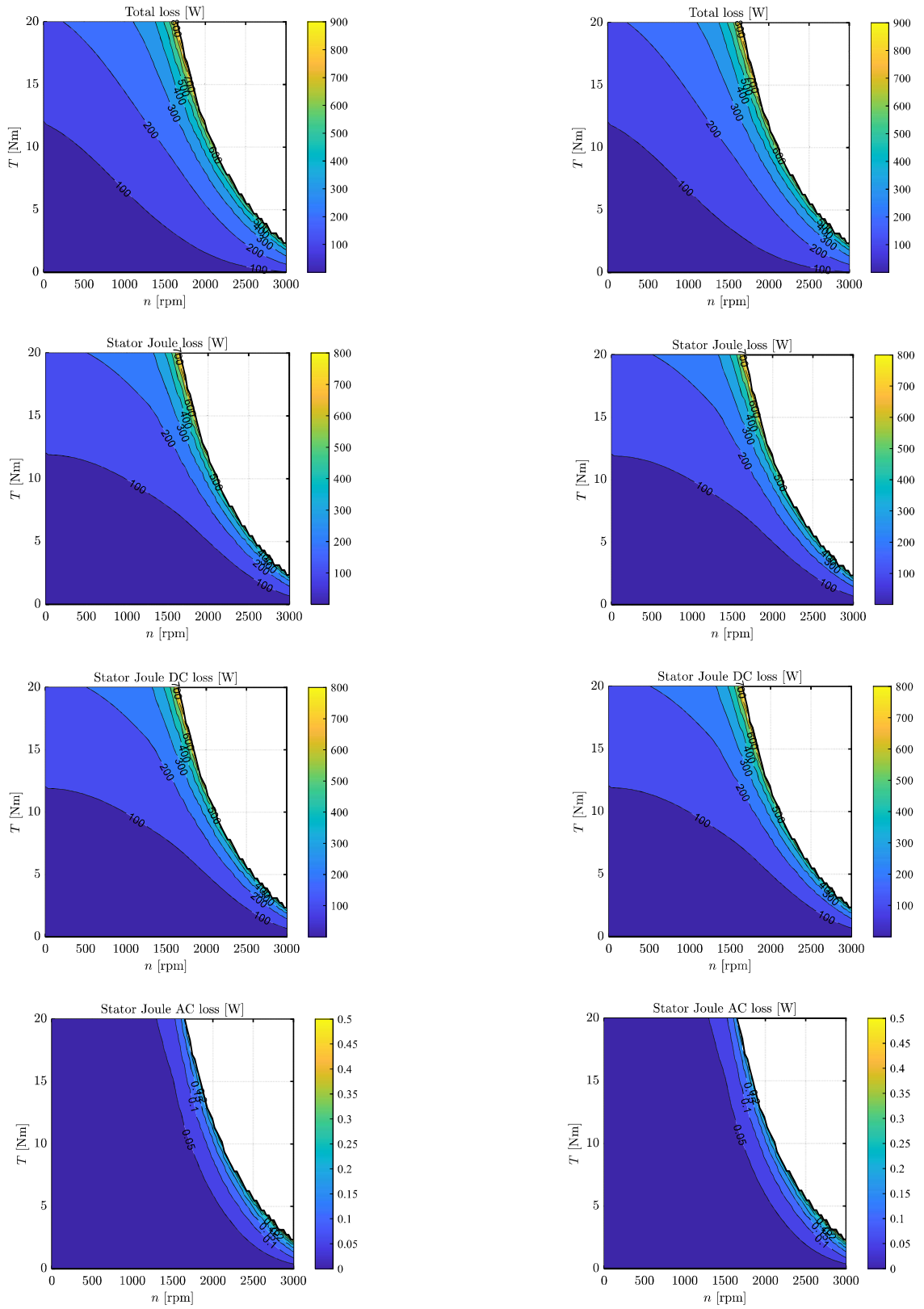
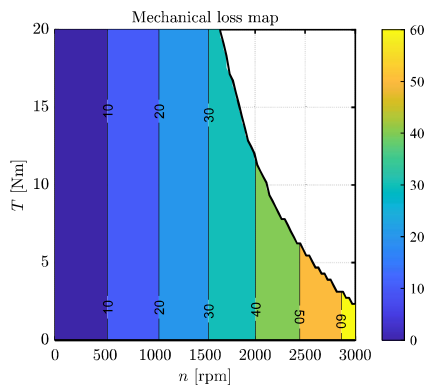
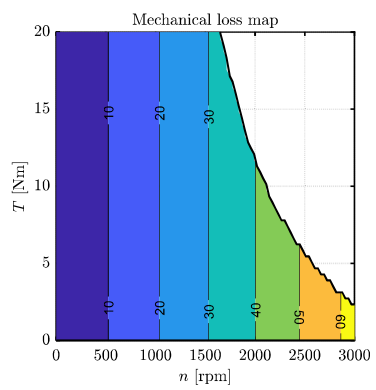
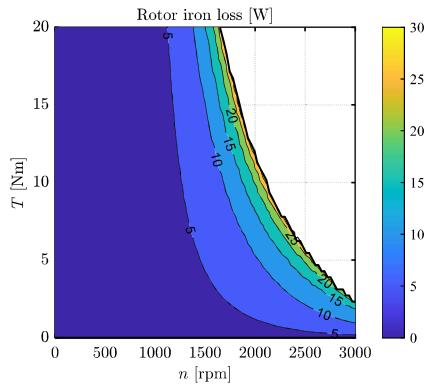
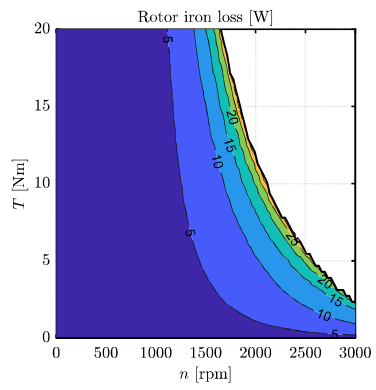
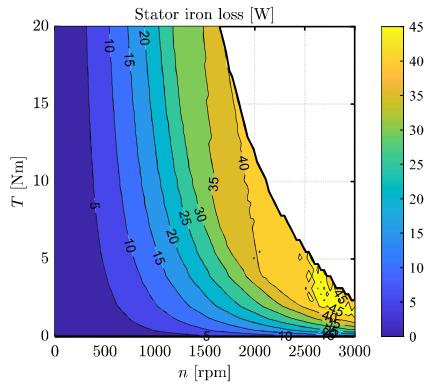
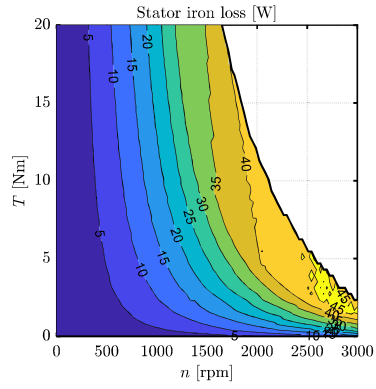
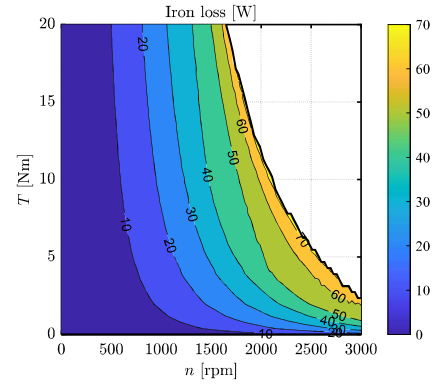
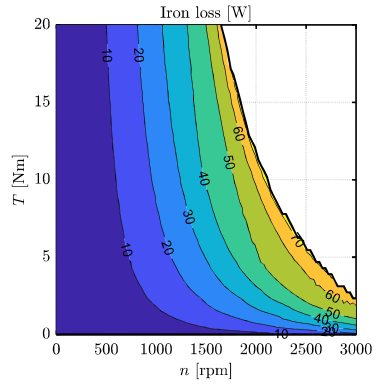


Figura 4.30 – Mapas de eficiência do SynRM. (a) Aplicado a trajetória de ME. (b) Aplicado a trajetória de MTPA.

Os mapas de perdas, de potência útil, factor de potência são apresentadas na Figura 4.31.





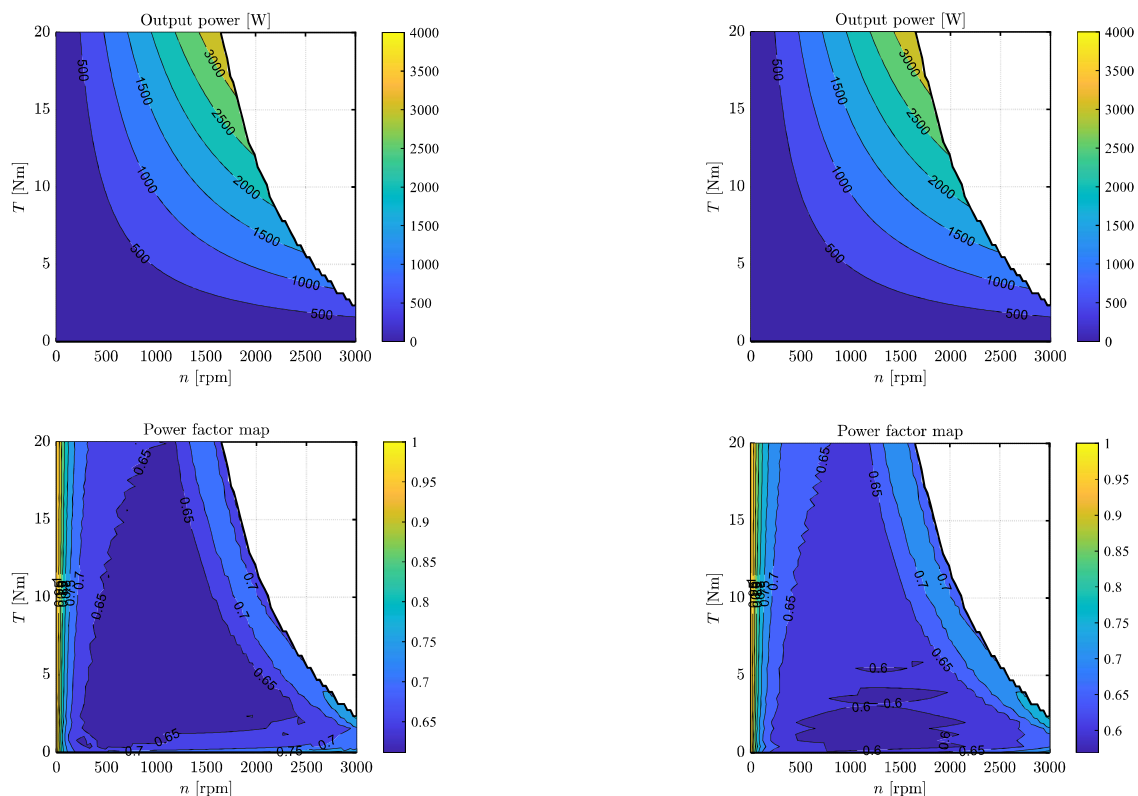


Figura 4.31 – Mapas de perdas, potência de saída e factor de potência do SynRM, obtidos pelas trajetórias de funcionamento ME (a esquerda) e MTPA (a direita).

Após simulações, verificaram-se que não existem diferenças entre as duas trajetórias de funcionamento até à velocidade nominal. Após a velocidade nominal (região de enfraquecimento do fluxo) e em condições de baixo binário, notam-se pequenas diferenças e estas centram-se na região onde as perdas no ferro aumentam (Figura 4.32).

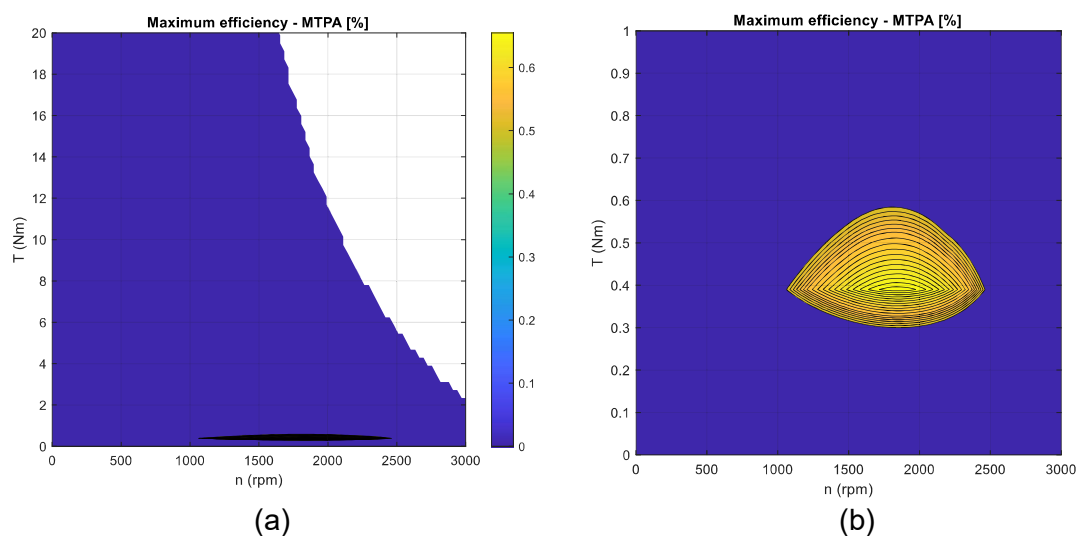


Figura 4.32 – Diferença entre os mapas obtidos por ME e MTPA. (a) Escala do binário (0-20 N.m). (b) Escala do binário (0-1 N.m).

A Figura 4.32(b) apresenta um ampliamento da Figura 4.32(a), permitindo a melhor identificação gráfica das diferenças entre as duas trajetórias. No geral verifica-se que as duas trajetórias de funcionamento conduzem a resultados muito semelhantes. Verifica-se também que as perdas por efeito Joule são fortemente impactadas pelo aumento do valor de carga do motor e as perdas no ferro são fortemente impactadas pelo aumento da velocidade.

4.9 Conclusão

O SyR-e é um *software* bastante robusto, pois ele permite a obtenção dos mapas de eficiência com base nos mapas de fluxo magnético, de forma a incorporar as características não lineares das chapas magnéticas consideradas. Possibilita ainda incorporar as perdas no ferro, as perdas AC, as perdas mecânicas, bem como aplicar factores de correção nas perdas no ferro, e comparar os resultados utilizando diferentes trajetórias de funcionamento, como a ME e MTPA.

Considerando os dados de entrada definidos no SyR-e, o modelo térmico calculou um valor de corrente de pico ligeiramente inferior ao esperado, sendo o valor obtido igual a $I_{calculado} = 9,65 \text{ A}$ e o valor de referência esperado $I_{ref} = 10,04 \text{ A}$. Ainda assim, o mapa de eficiência obtido é plausível, pois, sob as condições nominais de operação do motor, a eficiência calculada é aproximadamente o valor esperado.

Evidenciam-se pequenas diferenças nos mapas de eficiência acima da velocidade nominal em ambas as trajetórias de funcionamento do SynRM, verificando-se uma diferença máxima relativa de 0,66%, devido ao incremento das perdas no ferro.

5 Resultados Experimentais

5.1 Introdução

Nesta secção são descritos os procedimentos adotados para a obtenção do mapa de eficiência do SynRM, bem como a discussão dos resultados experimentais.

5.2 Descrição do ensaio de mapeamento da eficiência

A máquina utilizada para o mapeamento da eficiência é o SynRM, que funciona como um gerador acoplado a um motor de indução (IM) de 3 kW através de um sensor de binário. Os equipamentos utilizados para mapear a eficiência do SynRM são descritos na Figura 5.1. O IM é controlado por velocidade e impõe a velocidade para um ponto de funcionamento, enquanto o SynRM é controlado por binário.

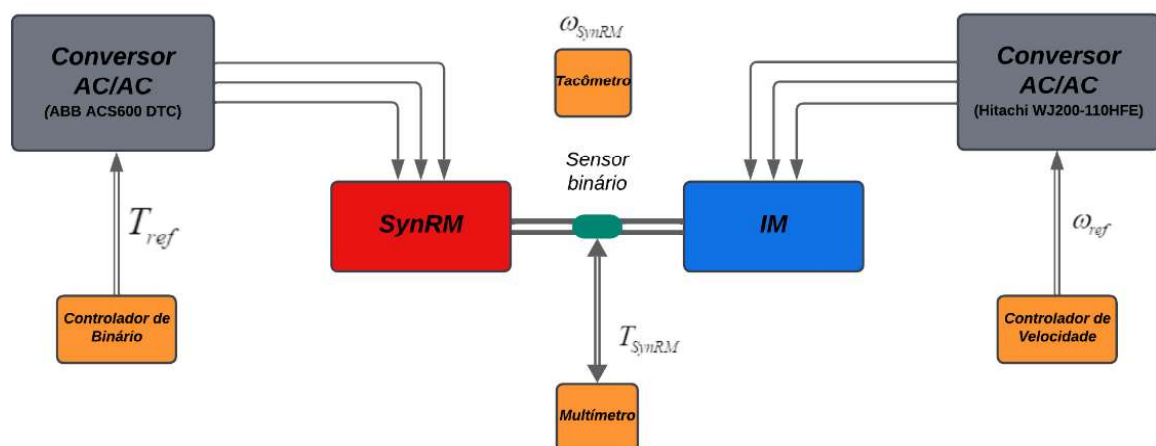


Figura 5.1 – Ensaio de Mapeamento da eficiência.

5.2.1 Equipamentos utilizados na bancada de ensaio

O binário é medido pelo sensor de modelo 8645-5017.5 *Burster*, que fornece o binário do eixo e atua como um acoplador mecânico entre as duas máquinas (Figura 5.2). Este sensor utiliza tecnologia sem contacto e sem manutenção para converter o

binário num sinal elétrico. A gama de medições deste sensor é de 0 à $\pm 17,5\text{N.m}$ (ANEXO C.3).

Um multímetro Fluke 289 e um tacômetro Chauvin Arnoux C.A 25, foram usados para medir a tensão de saída do sensor do binário e a velocidade de rotação do SynRM, respetivamente.

O IM (agindo como o motor principal) é alimentado por um inversor de frequência Hitachi WJ200-110HFE, que realiza o controlo de velocidade escalar (V/f), enquanto o SynRM (operando como gerador) é controlado por um inversor de corrente alternada ABB ACS600, que permite o controlo direto de binário (DTC).

Deve-se observar que o inversor DTC não foi projetado para máquinas síncronas, no entanto, como o fluxo de energia é bidirecional, ele pode ser aplicado nesta configuração de gerador. Como o SynRM opera no modo gerador, a energia elétrica produzida é devolvida para o barramento DC do inversor DTC. Uma resistência de carga foi conectada ao barramento DC do inversor DTC para dissipar a energia regenerada. A Figura 5.2 mostra uma visão geral da bancada de testes.



Figura 5.2 – Vista global da bancada de ensaio.

5.3 Procedimento e obtenção do mapa de eficiência

Para a criação do mapa de eficiência é necessária a determinação da potência de saída do SynRM para diferentes valores de binário e velocidade. O intervalo de velocidades ($\omega_{\min}; \omega_{\max}$) é dividida em intervalos iguais ($\Delta\omega$).

Para cada velocidade, o binário é alterado ao longo do intervalo ($T_{\min}; T_{\max}$) à semelhança da velocidade, em intervalos iguais (ΔT). A descrição deste procedimento é demonstrada na Figura 5.3.

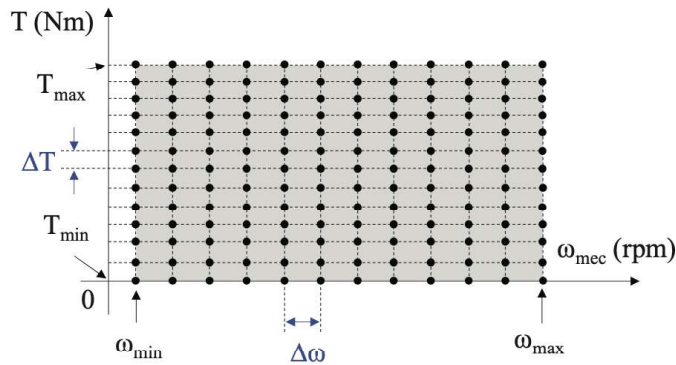


Figura 5.3 – Procedimento de varredura do plano.

A alteração do binário é feito a partir do DTC do conversor ABB, que irá refletir na alteração do sinal de saída analógica (tensão) do sensor de binário que é medida pelo multímetro e esta alteração é feita ao longo do intervalo de binário ($T_{\min}; T_{\max}$) ou de tensão do sensor ($V_{\min} = 2,7 \text{ V}$; $V_{\max} = 4,7 \text{ V}$) com intervalo igual de binário (ΔT) ou de tensão do sensor ($\Delta V = 0,2 \text{ V}$).

A alteração da velocidade é feita através da alteração da frequência no conversor Hitachi WJ200-110HFE ao longo do intervalo de ($f_{\min} = 10 \text{ Hz}$; $f_{\max} = 100 \text{ Hz}$) e dividida em intervalos iguais de ($\Delta f = 10 \text{ Hz}$), que em *rpm* equivale a seguinte correspondência:

$$\omega = \frac{60 f}{p} \quad (5.1)$$

À medida que é aplicada carga a partir do DTC, a velocidade fixada no conversor Hitachi tende a reduzir, e o objetivo ao longo do ensaio foi manter a velocidade constante para a gama de binário acima explanado, isto é, à medida que é alterado o binário ou tensão do sensor ($V_{\min}; V_{\max}$) procurou-se constantemente fazer ajustes da velocidade no controlador da Hitachi de forma que a velocidade se mantenha fixa para toda a gama de binário. Para o binário nulo, a tensão de referência do sensor de binário é de 2,5 V (conforme o catálogo em anexo). Apesar da gama de medições deste sensor ser de 0 à $\pm 17,5 \text{ N.m}$, o mesmo ainda consegue atingir 150% do binário nominal.

A gama de tensão de saída analógica do sensor de binário é de [0,5; 4,5] Volt para $\pm 17,5$ N.m de binário. O factor K_{V_Nm} (Factor de multiplicação do sensor de binário) é dado pela equação (5.2), onde $T_{\max_sensor}$ corresponde ao binário máximo do sensor, igual a 17,5 N.m.

$$K_{V_Nm} = \frac{T_{\max_sensor}}{2} \quad (5.2)$$

O binário medido, T_{med} , é dado pela multiplicação da diferença entre as tensões em carga e em vazio da saída analógica do sensor de binário pelo factor K_{V_Nm} , conforme a equação (5.3). Onde V_{sensor} corresponde à tensão medida pelo sensor de binário.

$$T_{med} = (V_{sensor} - 2,5) K_{V_Nm} \quad (5.3)$$

A potência de entrada do SynRM é dado por (5.4), que corresponde ao valor de potência mecânica do IM. Onde f_m é a frequência relacionada com a velocidade do eixo após a compensação de deslizamento no controlador de velocidade do IM (que depende do binário mecânico em cada etapa do ensaio), e p , denota o número de par de polos da máquina:

$$P_{in} = \frac{2 \pi f_m}{p} T_{med}^T \quad (5.4)$$

Para cada ponto de ensaio (T_{ref}, ω_{ref}) é retirado no DTC o valor de potência útil medida do SynRM e esta é apresentada em valor percentual. Para converter esse valor para *Watts*, é necessário multiplicar o valor percentual de potência por um factor de conversão. Este factor de conversão é calculado a partir dos valores nominais do SynRM. Para as condições nominais, foi introduzido no SynRM o valor de $T_n = 19,10$ N.m, que em valor de tensão do sensor de binário corresponde a $V_{sensor} = 4,68$ V, obtida a partir de (5.5). Alcançado o valor de tensão do sensor no multímetro, é medido o valor percentual de potência nominal, $P_{n_med}(\%)$, do SynRM.

$$V_{sensor} = \frac{T_{ref}}{K_{V_Nm}} + 2,5 \quad (5.5)$$

O factor de conversão da potência de percentual para *Watts* é definido pela equação (5.6):

$$K_{kw} = \frac{P_n \eta_n}{P_{n_med}(\%)} \quad (5.6)$$

A matriz das potências de saída do motor é finalmente dada por (5.7), enquanto a eficiência experimental do SynRM é determinada pela equação (5.8). Os pontos que violam os limites de tensão e corrente são definidos como pontos inviáveis e

representados como *NaN* (conforme ilustrado na Figura 5.4). O Quadro 5.1 apresenta os valores experimentais de eficiência do SynRM. Os valores dos demais parâmetros obtidos experimentalmente estão disponíveis no ANEXO C.6.

$$P_{out} = K_{kw} \cdot [P_{10} \ P_{20} \ P_{30} \ P_{40} \ P_{50} \ P_{60} \ P_{70} \ P_{80} \ P_{90} \ P_{100}] \quad (5.7)$$

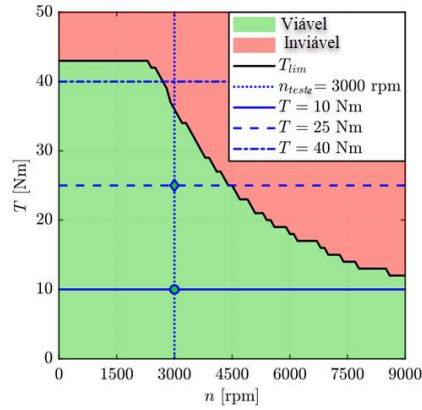


Figura 5.4 – Áreas viáveis e inviáveis no mapa n - T . Adaptado de [25].

$$\eta_{exp}^{SynRM} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (5.8)$$

Quadro 5.1 – Valores experimentais da eficiência do SynRM.

T (N.m)	η (p.u)									
1,75	0,29	0,29	0,45	0,49	0,50	0,66	0,82	0,89	0,91	0,91
3,50	0,35	0,62	0,69	0,73	0,71	0,78	0,87	0,91	0,93	0,92
5,25	0,57	0,74	0,78	0,78	0,78	0,82	0,89	0,90	0,91	0,91
7,00	0,73	0,81	0,83	0,81	0,82	0,84	0,89	0,90	0,91	0,91
8,75	0,79	0,86	0,85	0,83	0,84	0,85	0,89	0,90	0,90	NaN
10,50	0,83	0,88	0,86	0,84	0,84	0,85	0,89	0,89	0,89	NaN
12,25	0,83	0,90	0,86	0,85	0,85	0,86	0,88	0,89	NaN	NaN
14,00	0,86	0,90	0,87	0,85	0,85	0,85	0,88	NaN	NaN	NaN
15,75	0,84	0,91	0,87	0,85	0,85	0,86	NaN	NaN	NaN	NaN
17,50	0,83	0,91	0,87	0,85	0,85	0,85	NaN	NaN	NaN	NaN
19,25	0,83	0,91	0,87	0,85	0,85	NaN	NaN	NaN	NaN	NaN
n (rpm)										
300 600 900 1200 1500 1800 2100 2400 2700 3000										

Os mapas de eficiência e de potência de saída do SynRM, obtidos por meio experimental, são apresentados na Figura 5.5.

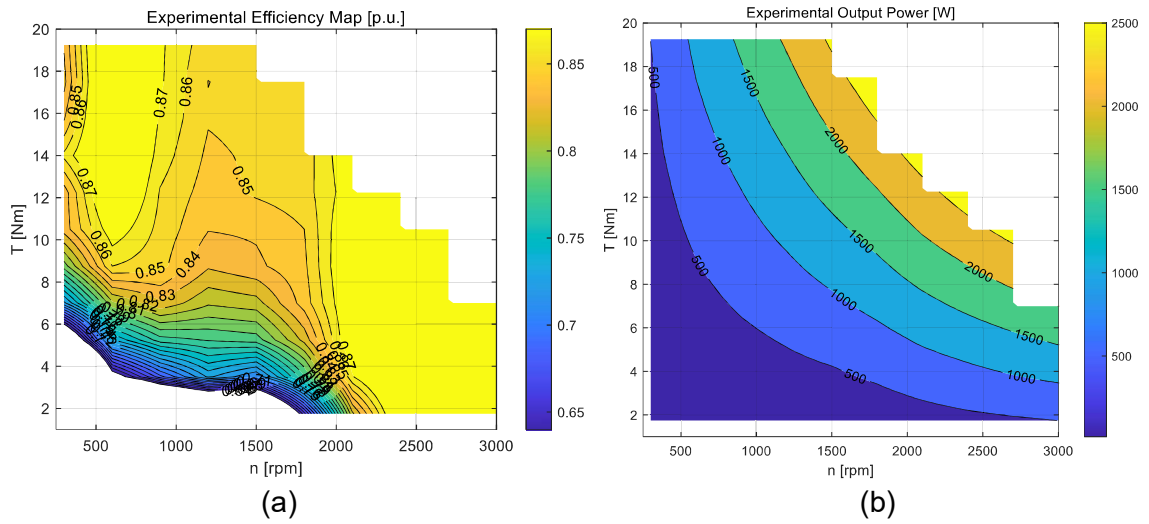


Figura 5.5 – (a) Mapa de eficiência experimental do SynRM. (b) Potência de saída experimental do SynRM.

5.4 Conclusão

Os resultados experimentais fornecem informações relevantes sobre o desempenho prático dos SynRM. Embora, em determinadas regiões, os valores de eficiência observados nos ensaios sejam semelhantes aos obtidos por simulação, a localização das zonas de eficiência máxima difere. Atualmente o laboratório de máquinas elétricas não dispõe de meios para traçar o mapa de eficiência utilizando as trajetórias de funcionamento de ME ou de MTPA. Nos ensaios realizados foi adotado o controlo DTC, o qual, apesar de não ser específico para máquinas síncronas, permite o controlo do SynRM, embora sem otimizar. No entanto verificam-se que os valores de eficiência numa determinada área estão na mesma ordem de grandeza em comparação com os resultados simulados, conforme ilustrado na Figura 5.6.

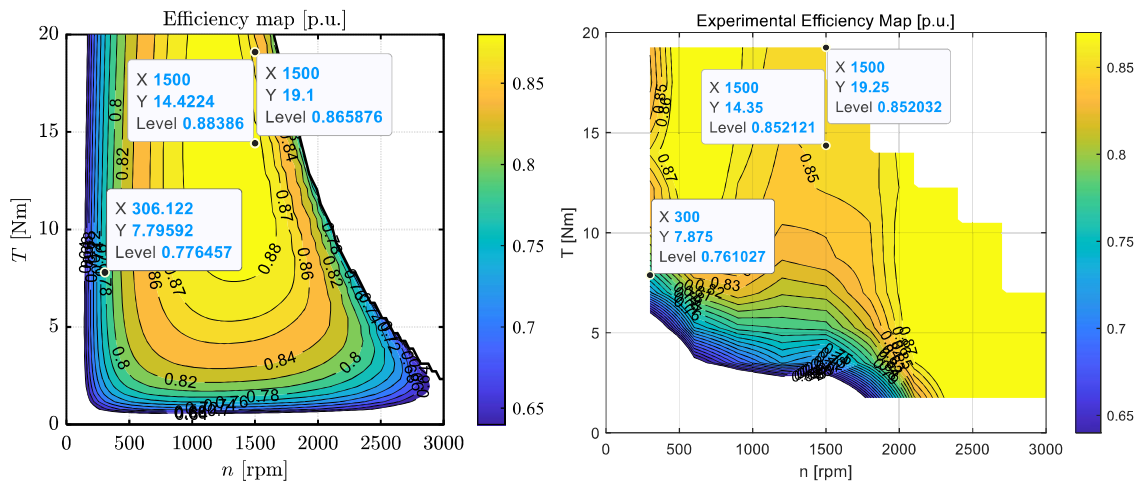


Figura 5.6 – Comparação do mapa de eficiência simulada (esquerda) e experimental (direita).

6 Conclusões e trabalho futuro

6.1 Conclusões

Este trabalho focou-se na obtenção do mapa de eficiência por meio computacional utilizando FEM/FEA e desenvolveram-se os procedimentos experimentais possíveis com vista à validação dos resultados de simulação.

Neste trabalho desenvolveu-se um conjunto de procedimentos que permitiram estimar diversos parâmetros construtivos do SynRM, necessários para implementar um modelo de elementos finitos do SynRM. Outros parâmetros do SynRM foram obtidos por medições parcelares, enquanto outros a partir da chapa de características e da sua ficha técnica. Assim, por intermédio de análise visual da distribuição dos enrolamentos estatóricos, os mesmos não preenchem na totalidade o passo polar do motor, concluindo-se assim que o motor é de passo curto e de duplo enrolamento. Com base nos valores medidos e estimados, foi possível validar, no SyR-e, que o número de condutores é compatível com as dimensões definidas para a cava do estator.

Os mapas de fluxo magnético, o modelo de perdas no ferro e de perdas AC, foram obtidos por análise através do método de elementos finitos, recorrendo ao SyR-e. As perdas mecânicas foram determinadas por uma expressão polinomial de terceiro grau definida no SyR-e, permitindo assim incorporar no modelo geral os comportamentos não lineares do motor.

Embora o modelo térmico tenha estimado uma corrente nominal consideravelmente inferior à do motor real — consequência da escassez de informação técnica disponível, o mapa de eficiência obtido por simulação revelou-se, ainda assim, plausível.

Foram aplicadas duas trajetórias de funcionamento nas simulações dos mapas de eficiência (Máxima eficiência e MTPA). Verificou-se que, até à velocidade nominal, ambas trajetórias apresentam desempenhos semelhantes. Pequenas discrepâncias

foram identificadas para velocidades acima da nominal, zona onde as perdas no ferro se tornam mais significativas em comparação com as perdas por efeito de Joule.

No Capítulo 5 foram apresentados os resultados experimentais. Apesar das limitações do laboratório, que impediram a realização do mapa de eficiência experimental com base nas trajetórias de máxima eficiência ou MTPA, constatou-se que os resultados experimentais e simulados estão, em termos de ordem de grandeza, em boa concordância em determinadas regiões do mapa de eficiência.

6.2 Trabalho futuro

Numa perspetiva de trabalhos futuros apresentam-se algumas direções de desenvolvimento e melhorias no âmbito deste trabalho:

- Desenvolvimento de nova(s) trajetória(s) de funcionamento para obtenção do mapa de eficiência e efetuar comparações com as abordadas nessa dissertação;
- Efetuar análises comparativas com diferentes trajetórias de funcionamento, identificando aquela que apresenta melhor eficiência em determinadas regiões de operação.
- Obtenção dos mapas de fluxos ($\lambda_d(i_d, i_q)$, $\lambda_q(i_d, i_q)$) via ensaios experimentais de forma a validar com os obtidos por FEA;
- Analisar mapas de eficiência do SynRM sujeito a diferentes cenários de falhas (estática e rotórica) via FEA;
- Automatizar o processo de obtenção experimental do mapa de eficiência, recorrendo a um controlo personalizado, com introdução de um sistema de aquisição de dados e interface em tempo real. Obter experimentalmente o mapa de eficiência recorrendo as trajetórias de funcionamento de Máxima eficiência ou MTPA.

7 Referências bibliográficas

- [1] WEG - Guia de especificação - Motores elétricos. 2019.
- [2] BRANCO, Ricardo M.L.R. - Modelação e simulação de motores síncronos de relutância. Universidade de Coimbra: 2015. Dissertação de Mestrado.
- [3] CHAPMAN, Stephen.J. - Electric Machinery Fundamentals - Fifth Edition. 2012.
- [4] MATYSKA, Pavel - Advantages of Synchronous Reluctance Motors. Transactions on Electrical Engineering. 3:2 (2014) 44–47.
- [5] WRIGHT, Jarrad G. - Design of a reluctance synchronous machine for traction motor applications using the finite element method. University of the Witwatersrand : 2010. Master's dissertation.
- [6] YAMMINE, M.Samer - Contribution a l'amelioration des performances de la machine a reluctance variable synchrone par la conception et l'injection d'harmoniques. Université de Toulouse: 2015. Doctoral Thesis.
- [7] MOGHADDAM, Reza Rajabi - Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design. Royal Institute of Technology : 2007. Master's dissertation.
- [8] GHAFAROKHI, Payam Shams et al. - Power Losses Analysis in Thermal Design of a Synchronous Reluctance Motor. 4(2020)1–5.DOI: 10.1109/rtucon48111.2019.8982256.
- [9] MAHMOUDI, Amin et al. - Efficiency maps of electrical machines. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2015. 2015 (2015) 2791–2799. DOI: 10.1109/ECCE.2015.7310051.
- [10] WU, Wenye et al. - Comparative study of IPM synchronous machines with different saliency ratios considering EVs operating conditions. Progress In Electromagnetics Research M. ISSN 19378726. 71: May (2018) 19–29. DOI: 10.2528/PIERM18053004.
- [11] CAI, Haiwei; GAO, Le; XU, Longya - Calculation of Maximum Torque Operating Conditions for inverter-Fed Induction Machine Using Finite-Element Analysis. (2018) 2649-2658. DOI: 10.1109/TIE.2018.2847700.
- [12] MOHAMMADI, Mohammad Hossain; LOWTHER, David Alister - A Computational Study of Efficiency Map Calculation for Synchronous AC Motor Drives Including Cross-Coupling and Saturation Effects. 53:6 (2017).

- [13] HOANG, K.D *et al.* - Feed-forward Torque Control of Interior Permanent Magnet Brushless AC Drive for Traction Applications. IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives (IEMDC) 2013. (2013) 152–159. DOI: 10.1109/IEMDC.2013.6556247.
- [14] FERRARI, Marco *et al.* - Design of Synchronous Reluctance Motor for Hybrid Electric Vehicles. IEEE Transactions on Industry Applications. (2015) 3030–3040. DOI: 10.1109/TIA.2015.2410262.
- [15] BACCO, Giacomo *et al.* - Efficiency Maps Computation and Comparison Including Thermal Limits. 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912730.
- [16] BIANCHI, Nicola.; BOLOGNANI, Silverio. - Magnetic Models of Saturated Interior Permanent Magnet Motors based on Finite Element Analysis. Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242), (1998) 27–34. doi: 10.1109/IAS.1998.732255.
- [17] HAMEYER, K.; BELMANS, R. - Numerical modelling and design of electrical machines and devices. Boston: WIT Press, 1999. ISBN 1853126845.
- [18] DAVID, Meeker - Finite Element Method Magnetism. 2014.
- [19] DAVID, Meeker - Finite Element Method Magnetism: Periodic Boundaries [Periodic Boundaries with Rotating Machines]. [Consult. 25 Abril.2020]. Disponível em <http://www.femm.info/wiki/PeriodicBoundaries>.
- [20] TEIXEIRA, Vanessa Siqueira de Castro. - Gerador de Relutância Variável com Núcleo do Tipo C: Aspectos Construtivos e Operacionais. Universidade Estadual de Campinas: 2018. Tese de Doutorado.
- [21] WEG - Guia Técnico - Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM.
- [22] GUEVARA, Francisco Javier de Miranda. - Controle de um Motor Síncrono Baseado em FPGA. Universidade do Minho: 2015. Tese de Mestrado.
- [23] BEGH, Mirza.A.W. W; HERZOG, Hans-Georg. - Comparison of Field Oriented Control and Direct Torque Control. (2018). doi: 10.36227/techrxiv.171332371.13141782/v1.
- [24] HADLA, Hazem Radwan. - Predictive load angle and stator flux control of SynRM drives for the full speed range. Universidade de Coimbra: 2018. Doctoral Thesis.
- [25] FERRARI, Simone. - Design, Analysis and Testing Procedures for Synchronous Reluctance and Permanent Magnet Machines. Politecnico di Torino: 2020. Doctoral Thesis.
- [26] TAHI, S.; IBTIOUEN, R.; BOUNEKHLA, M. - Design optimization of two synchronous reluctance machine structures with maximized torque and power factor. Progress In Electromagnetics Research B. ISSN 19376472. 35 (2011) 369–387. doi: 10.2528/PIERB11091101

- [27] MATOS, Diogo M.B. - Controlo Vetorial de Motores Síncronos de Relutância. Universidade da Beira Interior: 2014. Dissertação de Mestrado.
- [28] SAHDEV, S.K. - Electrical Machines. 2018.
- [29] GAMBA, Matteo. - Design of non-conventional Synchronous Reluctance machine. Politecnico di Torino: 2017. Doctoral Thesis.
- [30] FERRARI, Simone- SyR-e User Manual. October 1, 2021.
- [31] CHUI, Floyd- Skin effect & proximity effect - Advanced training course B. January 2014.
- [32] RASID, M.A.H - Estimation of Iron Losses in a SynRM with Segmented Rotor. IEEE 1st Industrial Electronics Society Annual On-Line Conference. (2022), pp. 256-266. DOI: 10.1109/TIA.2019.2954797.
- [33] ANDRADA, P.; TORRENT, M.; PERAT, J.I, BLANQUÉ, B. - Power Losses in Outside-Spin Brushless D.C. Motors. Renewable Energy and Power Quality Journal 1(02). (2004). DOI:10.24084/repqj02.320.
- [34] FERRARI, Simone.; *et al.* - Flux-Map Based FEA Evaluation of Synchronous Machine Efficiency Maps.IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD). (2021), pp.76-81. DOI:10.1109/WEMDCD51469.2021.9425678.

Anexo A

Modelação do motor SynRM

A.1 – Catálogo do motor

3GAL102523-ASB										2
Electrical										
Electrical Data										
Conn	Temp Class	Freq	Voltage	Power	Speed	Current	Power Factor	Efficiency	Torque	
Y	--	50 Hz	400 V	3.00 kW	1500 r/min	7.10 A	0.760	85.50 %	19.10 N·m	
Temperature Class										--
Default										
Altitude										1000 m
Ambient Temperature										40 °C
IC Class										IC411
IE Class Data (50 Hz)										IE Class IE2
										Full Load (100%) 85.5 %
										Partial Load (75%) 85.3 %
										Partial Load (50%) 83.4 %
IP Class										IP55
Insulation Class										ICLF
Direction of Rotation										Both sides
Number of Poles (High)										4
Two Speed Motor										No
Type of Duty										S9
Voltage Code										S
Mechanical										
Frame Material										Aluminum
Frame Size										100
Bearing										6206-2Z/C3
Bearing NDE										6205-2Z/C3
IM Class										IMB3 IM1001
Terminator Box Location										D-End top
Dimensions										
Package Level 1 Units										0 carton
Product Net Weight										23 kg
Gross Weight										28 kg
Classifications										
UNSPSC										26101100
Environmental										
WEEE Category										5. Small Equipment (No External Dimension More Than 50 cm)
Categories										
© 2023 ABB. All rights reserved.										2023/09/10
Subject to change without notice										

Technical data

High output synchronous reluctance motors, 1500 r/min

This table presents technical performance data for the currently available high output motor and drive packages. The variant codes and construction details for M3AL and M3BL synchronous reluctance motors are based on M3AA and M3BP process performance motors respectively.

IP 55 - IC 411 - Insulation class F, temperature rise class F

Output kW	Motor type	Product code	Speed n_n r/min	Motor efficien- cy with VSD supply	Current I_n A	Torque		Max speed, n_{max} r/min	Inertia J / kgm ²	Weight kg	Suggested ACS850 frequency converter for no overload pump and fan use	Suggested ACS880 frequency converter for no overload pump and fan use
						T_n / Nm	T_{90} / T_n					
1500 r/min (50 Hz)			400 V network									
1.1	M3AL 90LA 4	3GAL092513-●●B	1500	81.4	2.9	7.0	1.5	2100	0.00202	13	ACS850-04-03A0-5	ACS880-01-03A0-3
1.5	M3AL 90LB 4	3GAL092523-●●B	1500	82.8	3.8	9.6	1.5	2100	0.00276	16	ACS850-04-04A8-5	ACS880-01-03A9-3
2.2	M3AL 90LD 4	3GAL092543-●●B	1500	84.3	5.5	14.0	1.5	2100	0.00351	17	ACS850-04-06A0-5	ACS880-01-05A8-3
3	M3AL 100LB 4	3GAL102523-●●B	1500	85.5	7.1	19.1	1.5	2100	0.00565	23	ACS850-04-08A0-5	ACS880-01-07A5-3
4	M3AL 100LD 4	3GAL102543-●●B	1500	86.6	9.4	25.5	1.5	2100	0.0069	27	ACS850-04-010A-5	ACS880-01-09A8-3
5.5	M3AL 112MB 4	3GAL112323-●●B	1500	87.7	13.1	35.0	1.5	2100	0.00813	33	ACS850-04-014A-5	ACS880-01-14A3-3
7.5	M3AL 132SMB 4	3GAL132223-●●B	1500	88.7	17.4	47.7	1.5	2100	0.0184	47	ACS850-04-018A-5	ACS880-01-17A7-3
11	M3AL 132SMC 4	3GAL132233-●●B	1500	89.8	25.0	70.0	1.5	2100	0.0226	57	ACS850-04-025A-5	ACS880-01-25A5-3
15	M3AL 132SME 4	3GAL132253-●●B	1500	90.6	34.5	95.5	1.5	2100	0.0277	80	ACS850-04-035A-5	ACS880-01-035A-3
18.5	M3AL 132SMF 4	3GAL132263-●●B	1500	91.2	42.2	118	1.5	2100	0.0332	89	ACS850-04-044A-5	ACS880-01-043A-3
17	M3BL 160MLB 4	3GBL162423-●●B	1500	91.2	42.6	108	1.5	2100	0.0579	130	ACS850-04-044A-5	ACS880-01-043A-3
20	M3BL 160MLC 4	3GBL162433-●●B	1500	92.0	49.2	127	1.5	2100	0.0702	157	ACS850-04-050A-5	ACS880-01-050A-3
25	M3BL 160MLE 4	3GBL162453-●●B	1500	92.8	58.5	159	1.5	2100	0.0864	174	ACS850-04-061A-5	ACS880-01-069A-3
33	M3BL 200MLA 4	3GBL202413-●●B	1500	93.2	76.9	210	1.5	2100	0.242	279	ACS850-04-078A-5	ACS880-01-085A-3
40	M3BL 200MLC 4	3GBL202433-●●B	1500	93.5	92.9	255	1.5	2100	0.287	304	ACS850-04-094A-5	ACS880-01-103A-3
71	M3BL 250SMA 4	3GBL252213-●●B	1500	94.3	166	452	1.5	2100	0.499	396	ACS850-04-166A-5	ACS880-01-173A-3
86	M3BL 250SMB 4	3GBL252223-●●B	1500	94.6	200	547	1.5	2100	0.575	428	ACS850-04-202A-5	ACS880-01-202A-3
97	M3BL 250SMC 4	3GBL252233-●●B	1500	95.0	225	618	1.5	2100	0.633	454	ACS850-04-225A-5	ACS880-01-245A-3
103	M3BL 280SMA 4	3GBL282213-●●B	1500	94.8	221	656	1.5	2100	0.857	604	ACS850-04-225A-5	ACS880-01-245A-3
118	M3BL 280SMB 4	3GBL282223-●●B	1500	95.3	246	758	1.5	2100	1.00	639	ACS850-04-260A-5	ACS880-01-290A-3
134	M3BL 280SMC 4	3GBL282233-●●B	1500	95.6	279	853	1.7	1800	1.21	697	ACS850-04-290A-5	ACS880-01-290A-3
155	M3BL 315SMA 4	3GBL312213-●●B	1500	95.7	321	987	1.5	1800	1.64	873	ACS850-04-387A-5	ACS880-01-343A-3
180	M3BL 315SMB 4	3GBL312223-●●B	1500	96.0	374	1146	1.5	1800	1.87	925	ACS850-04-387A-5	ACS880-01-427A-3
205	M3BL 315SMC 4	3GBL312233-●●B	1500	96.1	423	1305	1.5	1800	2.04	965	ACS850-04-500A-5	ACS880-01-427A-3
250	M3BL 315MLA 4	3GBL312413-●●B	1500	96.4	516	1592	1.5	1800	2.45	1116	ACS850-04-580A-5	**ACS880-04-585A-3
275	M3BL 315MLB 4	3GBL312423-●●B	1500	96.5	573	1751	1.6	1800	2.68	1169	ACS850-04-580A-5	**ACS880-04-585A-3
315	M3BL 315LKA 4	3GBL312813-●●B	1500	96.4	659	2005	1.6	1800	3.04	1357	ACS850-04-710A-5	**ACS880-04-725A-3
350	M3BL 315LKC 4	3GBL312833-●●B	1500	96.5	712	2228	1.7	1800	3.77	1533	ACS850-04-710A-5	**ACS880-04-725A-3

** At high power ranges select either the ACS880-04 drive module, protection IP 21, or the ACS880-07 cabinet-built single drive.

For further information, see the drives catalogs "ABB machinery drives, ACS850" and "ABB industrial drives, ACS880".

A.2 – Catálogo de fios esmaltados

CATÁLOGO DE FIOS METALCORTE/EBERLE

A Metalcorte/Eberle Motores Elétricos, tradicional fabricante de motores elétricos, coloca à disposição do mercado a linha original de fios esmaltados. Após muitos anos de desenvolvimento e sempre em busca de melhoria contínua, os fios esmaltados Metalcorte/Eberle alcançaram excelente padrão de qualidade, atendendo normas nacionais e internacionais.

NOMENCLATURA	CLASSE TÉRMICA	APLICAÇÕES
EBM 180 Metalterm	H (180°)	É utilizado, em geral, para enrolamentos de motores e transformadores de todos os tipos, que sejam exigidas altas condições de temperatura.

NBR 6727/NBR 5428/NBR 6776

 - Aprovado pelo Underwriters Laboratories Inc. (UL/E 155802)

TABELA DE DIMENSÕES

Bitola AWG	FIO DE COBRE NU						FIO DE COBRE ESMALTADO			
	Diâmetro(mm)			Secção	Resistência Elétrica	Intensidade de Corrente		GRAU 2 OU CAPA REFORÇADA		
						Prático	Segurança	Acréscimo do Isolante (mm)	Diâmetro Externo (mm)	Rigidez Dielétrica (V)
	nominal	min.	máx.	(mm²)	(Ω/m)	(A)	(A)	min.	máx.	min.
1	7,350	7,280	7,420	42,4	-	86,4	55,7	-	-	-
2	6,540	6,470	6,610	33,6	-	83,7	44,1	-	-	-
3	5,830	5,770	5,890	26,7	-	52,6	35	-	-	-
4	5,189	5,137	5,241	21,147	-	41,7	27,7	94	5,329	3700
5	4,620	4,574	4,666	16,764	-	33,1	22	91	4,755	3600
6	4,115	4,074	4,156	13,229	-	26,3	17,5	89	4,244	3500
7	3,665	3,628	3,702	10,550	-	20,8	13,8	86	3,787	3400
8	3,264	3,231	3,297	8,367	-	16,5	11	84	3,383	3300
9	2,906	2,877	2,935	6,633	-	13,1	8,7	81	3,020	3200
10	2,588	2,562	2,614	5,260	-	10,4	6,9	79	2,695	6200
11	2,304	2,281	2,327	4,169	-	8,2	5,5	76	2,408	6000
12	2,052	2,031	2,073	3,307	-	6,5	4,4	74	2,151	5800
13	1,829	1,811	1,847	2,627	-	5,2	3,5	71	1,923	5600
14	1,628	1,612	1,644	2,082	-	4,1	2,7	81	1,732	6325
15	1,450	1,435	1,465	1,651	-	3,3	2,2	76	1,547	6175
16	1,290	1,277	1,303	1,307	-	2,6	1,7	74	1,384	6000
17	1,151	1,139	1,163	1,040	-	2	1,3	71	1,240	5850
18	1,024	1,014	1,034	0,8235	-	1,6	1,1	66	1,110	5700
19	0,912	0,903	0,921	0,6533	0,026	1,3	0,86	64	0,993	5550
20	0,813	0,805	0,821	0,5191	0,033	1	0,68	58	0,892	5400
21	0,724	0,717	0,731	0,411	0,042	0,81	0,54	56	0,798	5250
22	0,643	0,637	0,649	0,3247	0,054	0,64	0,43	53	0,714	5125
23	0,574	0,568	0,580	0,2588	0,068	0,51	0,34	51	0,643	5000
24	0,511	0,506	0,516	0,2051	0,085	0,41	0,27	48	0,577	4850
25	0,455	0,450	0,460	0,1626	0,108	0,32	0,21	46	0,516	4725
26	0,404	0,400	0,408	0,1282	0,137	0,25	0,17	43	0,462	4600
27	0,361	0,357	0,365	0,1024	0,172	0,20	0,13	41	0,417	4500
28	0,32	0,317	0,323	0,0804	0,218	0,16	0,11	41	0,373	4375
29	0,287	0,284	0,290	0,0647	0,272	0,18	0,084	38	0,338	4250
30	0,254	0,251	0,257	0,050	0,348	0,10	0,067	36	0,302	4150
31	0,226	0,223	0,229	0,0401	0,441	0,078	0,053	33	0,274	3825
32	0,203	0,200	0,206	0,0324	0,548	0,063	0,042	30	0,249	3525
33	0,180	0,177	0,183	0,0254	0,700	0,050	0,033	28	0,224	3250
34	0,160	0,157	0,163	0,0201	0,890	0,039	0,026	25	0,193	2975
35	0,142	0,139	0,145	0,0158	1,136	0,032	0,021	23	0,176	2750
36	0,127	0,124	0,130	0,0127	1,427	0,025	0,017	20	0,160	2525
37	0,114	0,111	0,117	0,0102	1,781	0,020	0,013	20	0,145	2325
38	0,102	0,099	0,105	0,0082	2,239	0,016	0,010	18	0,130	2150
39	0,089	0,086	0,092	0,0062	2,968	0,012	0,008	15	0,114	1975
40	0,079	0,076	0,082	0,0049	3,800	0,009	0,006	15	0,102	1800
41	0,071	0,068	0,074	0,0040	4,747	0,008	0,005	13	0,091	1675
42	0,064	0,061	0,067	0,0032	5,973	0,006	0,004	10	0,081	1525
43	0,056	0,053	0,059	0,0025	7,560	0,005	0,003	10	0,074	1400
44	0,051	0,048	0,054	0,0020	9,115	0,004	0,002	10	0,069	1300

Aços Planos
RST 453, Km 2,2 - Distrito Industrial - Cx.Postal 938 - CEP: 95110-690 - Caxias do Sul - RS - Fone: (0xx54) 3025 9500 Fax: (0xx54) 3025 9514
Fundição
Rua Dom José Barea, 1501 - Exposição - CEP: 95080-100 - Caxias do Sul - RS - Fone: (0xx54) 3026 3100 Fax: (0xx54) 3026 3135
Eberle Motores Elétricos
BR 116, KM 145, nº 5.000 - São Ciro - CEP: 95059-520 - Caxias do Sul - RS - Fone: (0xx54) 3026 3400 Fax: (0xx54) 3026 3401
www.metalcorle.com
metalcorle@metalcorle.com

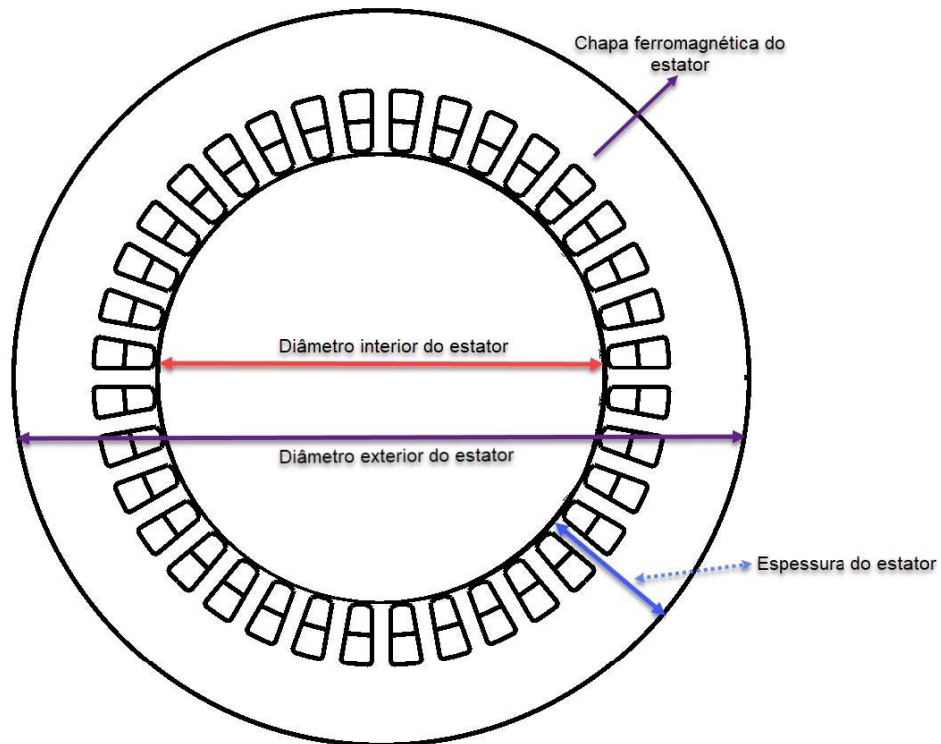


EBERLE
MOTORES ELÉTRICOS
Uma empresa **Metalcorte**

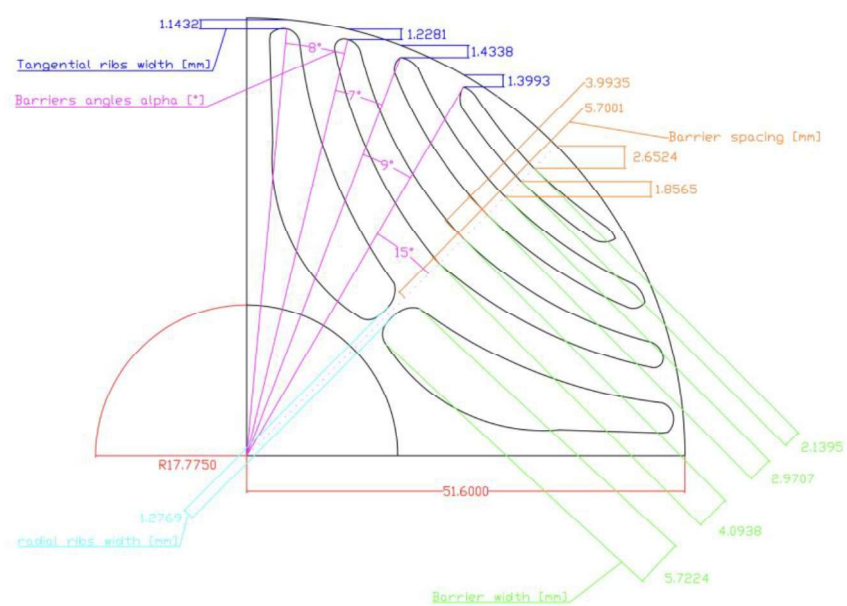
A Metalcorte/Eberle se reserva o direito de alterar as especificações técnicas deste produto, sem prévio aviso - MKT/ Maio 2005

A.3 – Chapa do estator e do rotor

Chapa do estator



1/4 da chapa do rotor



A.4 – Dados do material M270-50A – Cogent

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,07	31,5	0,04	0,10	0,29	1,40	5,75
0,2	0,07	0,18	42,0	0,17	0,43	1,15	5,01	20,1
0,3	0,14	0,32	49,4	0,35	0,91	2,48	10,2	42,4
0,4	0,23	0,48	56,1	0,58	1,51	4,17	17,2	73,7
0,5	0,33	0,67	63,1	0,85	2,24	6,24	26,1	116
0,6	0,45	0,89	70,7	1,16	3,09	8,75	37,4	173
0,7	0,58	1,14	79,5	1,51	4,07	11,7	51,4	248
0,8	0,73	1,45	90,1	1,90	5,19	15,2	68,7	344
0,9	0,90	1,80	103	2,33	6,47	19,3	89,6	468
1,0	1,07	2,25	121	2,81	7,94	24,1	115	627
1,1	1,27	2,82	145	3,36	9,61	29,7	145	
1,2	1,50	3,64	185	3,98	11,5	36,0		
1,3	1,76	5,12	273	4,71	13,6	43,3		
1,4	2,13	9,35	357	5,62	16,3	51,9		
1,5	2,52	13,3	450	6,69	19,3	61,9		
1,6	2,87	16,0	550					
1,7	3,13	19,0	670					
1,8	3,37	25,7	11400					

Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg	2,52
Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg	1,07
Anisotropy of loss, %	10

Magnetic polarization at 50 Hz	
H = 2500 A/m, T	1,55
H = 5000 A/m, T	1,64
H = 10000 A/m, T	1,77

Coercivity (DC), A/m	30
Relative permeability at 1.5 T	770
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	55

Yield strength, N/mm ²	470
Tensile strength, N/mm ²	585
Young's modulus, RD, N/mm ²	175 000
Young's modulus, TD, N/mm ²	190 000
Hardness HV5 (VPN)	220

RD represents the rolling direction
TD represents the transverse direction
Values for yield strength (0.2 % proof strength) and tensile strength are given for the rolling direction
Values for the transverse direction are approximately 5% higher



June 2008

Grade	Thickness	Maximum**		Typical	
EN 10106	mm	W/kg	W/lb	W/kg	W/lb
M235-35A	0,35	2,97	1,35	2,78	1,26
M250-35A	0,35	3,14	1,42	2,91	1,32
M270-35A	0,35	3,36	1,52	3,06	1,39
M300-35A	0,35	3,74	1,70	3,26	1,48
M330-35A	0,35	4,12	1,87	3,66	1,66
M700-35A*	0,35	8,66	3,93	6,81	3,09
M250-50A	0,50	3,21	1,46	3,02	1,37
M270-50A	0,50	3,47	1,57	3,20	1,45
M290-50A	0,50	3,71	1,68	3,33	1,51

Typical physical and mechanical properties

Grade	Conventional density	Resistivity	Yield strength	Tensile strength	Young's Modulus (E) RD	Young's Modulus (E) TD	Hardness HV5 (VPN)
EN 10106	kg/dm ³	$\mu\Omega\text{cm}$	N/mm ²	N/mm ²	N/mm ²	N/mm ²	–
M235-35A	7,60	59	460	580	185 000	200 000	220
M250-35A	7,60	55	455	575	185 000	200 000	215
M270-35A	7,65	52	450	565	185 000	200 000	215
M300-35A	7,65	50	370	490	185 000	200 000	185
M330-35A	7,65	44	300	430	200 000	220 000	150
M700-35A*	7,80	30	290	405	210 000	220 000	125
M250-50A	7,60	59	475	590	175 000	190 000	220
M270-50A	7,60	55	470	585	175 000	190 000	220

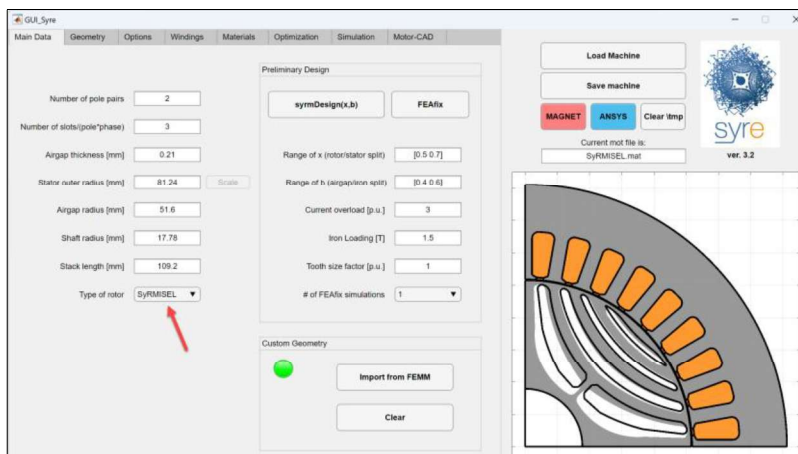
Anexo B

Alterações efetuadas no código do SyR-e

B.1 – Personalização da geometria do rotor do SynRM

A descrição da rotina implementada para personalização do rotor encontra-se no subcapítulo 4.5.

```
draw_lines_arcs.m draw_lines_arcs_rotor.m +
58 - mi_clearselected
59 - Temp1.maxsegdeg=maxsegdeg;
60 - % keyboard
61 - end
62 -
63 - end
64 -
65 - if strcmp(geo.RotType,'SyRMISEL') % Waldemiro
66 -
67 - mi_selectcircle(0,0,geo.r,4);
68 - mi_setgroup(3)
69 - mi_clearselected
70 - mi_selectcircle(0,0,(geo.r)-(1),4);
71 - mi_setgroup(4)
72 - mi_clearselected
73 - mi_selectcircle(0,0,geo.Ar,4);
74 - mi_setgroup(5)
75 - mi_clearselected
76 - mi_selectgroup(4);
77 - mi_deleteselected
78 -
79 - mi_readdxf('rotor.dxf')
80 - mi_selectgroup(0);
81 -
82 - %if Qs~=9
83 - mi_copyrotate(0,0,90,(Qs/9)-1);
84 - %end
85 -
86 - mi_selectcircle(0,0,geo.r,4);
87 - mi_setgroup(gruppo)
88 -
89 -
90 - end
```



As condições de fronteiras foram asseguradas.

```
data0.m x draw_motor_in_FEMM.m x draw_motor_in_FEMM.m x +
79 - [geo,stator,BLKLABELSstat] = STATmatr(geo,fem); % st
80 - geo.stator=stator;
81 - % draw lines and arcs
82 - [Temp1]=draw_lines_arcs_rotor(rotor,2,fem.res,geo);
83 - draw_lines_arcs(stator,1,fem.res,geo);
```

```
data0.m x draw_motor_in_FEMM.m x draw_motor_in_FEMM.m x +
24
25 - slot_layer_pos = geo.win.slot_layer_pos; % Novo
26
27 - if strcmp(slot_layer_pos,'Single_Layer') % Novo
28 - mi_selectcircle(0,0,geo.r,4);
29 - mi_setnodeprop('None',2);
30 - mi_setsegmentprop('None', fem.res, 0, 0, 2);
31 - mi_setarcsegmentprop(Temp1.maxsegdeg,'None', 0, 2);
32 - mi_clearselected
33 - end
34 - %%%% ALTERADO A POSIÇÃO DA CONDIÇÃO DE FRONTEIRA
35
36 - % assign boundary conditions to the rotor
37 - for ii=1:2
38 - mi_selectsegment(BLKLABELSrot.boundary(ii,1),BLKLABELSrot.boundary(ii,2));
39 - if (BLKLABELSrot.boundary(ii,3)~=10)
40 - mi_setsegmentprop('Apr1', 0, 1, 0, 2);
41 - mi_clearselected;
42 - elseif (BLKLABELSrot.boundary(ii,3)==0)
43 - mi_selectarcsegment(BLKLABELSrot.boundary(ii,1),BLKLABELSrot.boundary(ii,2))
44 - mi_setarcsegmentprop(fem.res, 'A=0', 0, 2);
45 - mi_clearselected;
46 - end
47 - end
48 - for ii=3:4
49 - mi_selectsegment(BLKLABELSrot.boundary(ii,1),BLKLABELSrot.boundary(ii,2));
50 - if (BLKLABELSrot.boundary(ii,3)~=10)
51 - mi_setsegmentprop('Apr2', 0, 1, 0, 2);
52 - mi_clearselected;
53 - elseif (BLKLABELSrot.boundary(ii,3)==0)
54 - mi_selectarcsegment(BLKLABELSrot.boundary(ii,1),BLKLABELSrot.boundary(ii,2))
55 - mi_setarcsegmentprop(fem.res, 'A=0', 0, 2);
56 - mi_clearselected;
57 - end
58 - end
```

B.2 – Alinhamento dos blocos do material nas barreiras de fluxos

Com as alterações efetuadas no rotor, os blocos de material desalinham-se, sendo necessário modificar o código para que cada bloco permanecesse dentro da respetiva barreira de fluxo.

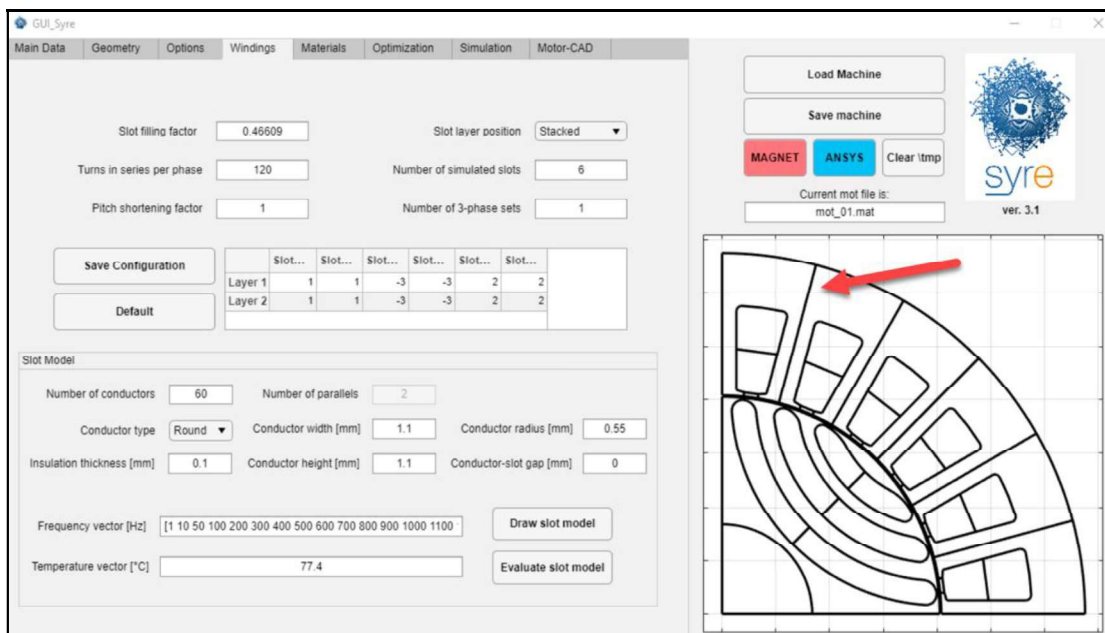
```

56- assign_block_prop_rotm
57- if strcmp(geo.RotType,'SyRM1SEL')
58-     if ii==5 && ii==6 && ii==7 && ii==13 && ii==14 && ii==15 && ii==21 && ii==22 && ii==23 && ii==29 && ii==30 && ii==31 % Waldemiro: Alinhar blocos
59-         if kk==5
60-             mi_addblocklabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1)-0.5,BLKLABELSrot.xy(ii,2)-0.5); % Waldemiro: Alinhar blocos de material nas barreiras de fluxos
61-             mi_selectlabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1)+0.5,BLKLABELSrot.xy(ii,2)-0.5); % Waldemiro: Alinhar blocos de material nas barreiras de fluxos
62-             mi_setblockprop([mat.LayerMag.MatName '_' num2str(kk)], 0, fem.res,'None', magdir,group, 0); %Waldemiro 200+kk
63-             mi_clearselected;
64-         elseif kk>5 && kk<=10
65-             mi_addblocklabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1)+0.5,BLKLABELSrot.xy(ii,2)-0.7); % Waldemiro: Alinhar blocos de material nas barreiras de fluxos
66-             mi_selectlabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1)+0.5,BLKLABELSrot.xy(ii,2)-0.7); % Waldemiro: Alinhar blocos de material nas barreiras de fluxos
67-             mi_setblockprop([mat.LayerMag.MatName '_' num2str(kk)], 0, fem.res,'None', magdir,group, 0); %Waldemiro 200+kk
68-             mi_clearselected;
69-         elseif kk>10 && kk<=15
70-             mi_addblocklabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1)+0.5,BLKLABELSrot.xy(ii,2)+0.5); % Waldemiro: Alinhar blocos de material nas barreiras de fluxos
71-             mi_selectlabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1)+0.5,BLKLABELSrot.xy(ii,2)+0.5); % Waldemiro: Alinhar blocos de material nas barreiras de fluxos
72-             mi_setblockprop([mat.LayerMag.MatName '_' num2str(kk)], 0, fem.res,'None', magdir,group, 0); %Waldemiro 200+kk
73-             mi_clearselected;
74-         elseif kk>15 && kk<=20
75-             mi_addblocklabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1)-0.5,BLKLABELSrot.xy(ii,2)+0.5); % Waldemiro: Alinhar blocos de material nas barreiras de fluxos
76-             mi_selectlabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1)-0.5,BLKLABELSrot.xy(ii,2)+0.5); % Waldemiro: Alinhar blocos de material nas barreiras de fluxos
77-             mi_setblockprop([mat.LayerMag.MatName '_' num2str(kk)], 0, fem.res,'None', magdir,group, 0); %Waldemiro 200+kk
78-             mi_clearselected;
79-         end
80-         kk=kk+1;
81-     end
82- else
83-     mi_addblocklabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1),BLKLABELSrot.xy(ii,2));
84-     mi_selectlabel(BLKLABELSrot.xy(ii,1),BLKLABELSrot.xy(ii,2));
85-     mi_setblockprop([mat.LayerMag.MatName '_' num2str(kk)], 0, fem.res,'None', magdir,group, 0); %Waldemiro 200+kk
86-     mi_clearselected;
87-     kk=kk+1;
88- end

```

B.3 – Alterações na estrutura do estator

Por questões de *design* e estética efetuou-se a remoção das linhas que separam as cavas, as mesmas são introduzidas por defeito pelo *software*. Esta remoção foi realizada de modo a assemelhar o modelo ao motor presente em laboratório.



Alterações efetuadas:

```

draw_lines_arcs.m GUI_Plot_Machine.m STATmatr.m SynRM_loadTest.m MMM_MaxTw.m +
12 % See the License for the specific language governing permissions and
13 % limitations under the License.
14
15 function draw_lines_arcs(Mat,grupo,res,geo)
16 % Importa Mat(Mat,grupo)
17 [nrig,ncol] = size(Mat);
18 % stop=130;
19
20 % Adicionado por Waldemiro
21
22 Qs = geo.Qs;
23 n3ph=geo.win.n3phase;
24 p=geo.p;
25 q=geo.q;
26 Q = 6*n3ph*p*q;
27 slot_layer_pos = geo.win.slot_layer_pos; % Novo
28 [nL2,nc2] = size(Mat); % Novo
29 Mat_3=Mat(1:nL2-Qs+1,:); % Novo
30 NLinha_0=find(Mat_3(:,9)==0); % Novo
31 [nL,nc] = size(NLinha_0); % Novo
32

```

```

draw_lines_arcs.m GUI_Plot_Machine.m STATmatr.m SynRM_loadTest.m MMM_MaxTw.m +
118
119 elseif (strcmp(slot_layer_pos,'side_by_side')) || (strcmp(slot_layer_pos,'over_under')) && ~strcmp(geo.RotType,'SyRMISEL')
120
121     mi_drawline(Mat(ii,3),Mat(ii,4),Mat(ii,1),Mat(ii,2));
122     mi_selectsegment(mean([Mat(ii,1) Mat(ii,3)]),mean([Mat(ii,2) Mat(ii,4)]));
123
124     mi_setsegmentprop('None', res, 0, 0, grupo);
125     mi_clearselected
126     mi_selectnode(Mat(ii,1),Mat(ii,2));
127     mi_selectnode(Mat(ii,3),Mat(ii,4));
128     mi_setnodeprop('None',grupo);
129     mi_clearselected
130
131
132
133
134 elseif (strcmp(slot_layer_pos,'side_by_side')) || (strcmp(slot_layer_pos,'over_under')) && strcmp(geo.RotType,'SyRMISEL') % Novo
135
136     if ii<NLinha_0(end) % Novo
137
138         mi_drawline(Mat(ii,3),Mat(ii,4),Mat(ii,1),Mat(ii,2));
139         mi_selectsegment(mean([Mat(ii,1) Mat(ii,3)]),mean([Mat(ii,2) Mat(ii,4)]));
140
141         mi_setsegmentprop('None', res, 0, 0, grupo);
142         mi_clearselected
143         mi_selectnode(Mat(ii,1),Mat(ii,2));
144         mi_selectnode(Mat(ii,3),Mat(ii,4));
145         mi_setnodeprop('None',grupo);
146         mi_clearselected
147
148     end

```

Alterações de modo que coloque apenas um material na chapa do estator.

```

draw_lines_arcs.m GUI_Plot_Machine.m STATmatr.m SynRM_loadTest.m MMM_MaxTw.m +
19 xylabel(NLinha_3(iii_1,1),4)=NaN;
20 xylabel(NLinha_3(iii_1,1),5)=NaN;
21
22 end
23 end
24 %----- FIM
25 %----- ADICIONADO POR WALDEMIRO (Colocar apenas 1 material na chapa do estator)
26
27 %If strcmp(geo.RotType,'SyRMISEL') % Novo
28 if ((strcmp(slot_layer_pos,'side_by_side')) || (strcmp(slot_layer_pos,'over_under')) || (strcmp(slot_layer_pos,'Single Layer')) && strcmp(geo.RotType,'SyRMISEL'))
29
30     NLinha_4=find(xylabel(:,3)==4);
31     [nL4,nc4]=size(NLinha_4);
32
33     for iii_1=1:nL4-1
34         xylabel(NLinha_4(iii_1,1),1)=NaN;
35         xylabel(NLinha_4(iii_1,1),2)=NaN;
36         xylabel(NLinha_4(iii_1,1),4)=NaN;
37         xylabel(NLinha_4(iii_1,1),5)=NaN;
38     end
39 end
40 %----- FIM
41

```

```

GUI_Plot_Machine.m
1 % Copyright 2019
2 %
3 % Licensed under the Apache License, Version 2.0 (the "License");
4 % you may not use this file except in compliance with the License.
5 % You may obtain a copy of the License at
6 %
7 % http://www.apache.org/licenses/LICENSE-2.0
8 %
9 % Unless required by applicable law or agreed to in writing, dx
10 % distributed under the License is distributed on an "AS IS" BASIS,
11 % WITHOUT WARRANTIES OR CONDITIONS OF ANY KIND, either express or implied.
12 % See the License for the specific language governing permissions and
13 % limitations under the License.
14
15 function GUI_Plot_Machine(h,Mat,geo,debug)
16
17 %%%%% Waldemiro Modificou de nargin = 2 para nargin =3
18 if nargin==3 % Novo
19     debug=0;
20 end

```

```

draw_lines_arcs.m GUI_Plot_Machine.m STATmatr.m SynRM_loadTest.m MMM_MaxTw.m
40 end
41
42 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Adicionado por Waldemiro para retirar a linha
43 Qs = geo.Qs;
44 n3ph=geo.win.n3phase;
45 p=geo.p;
46 q=geo.q;
47 Q = 6*n3ph*p*q;
48 slot_layer_pos = geo.win.slot_layer_pos; % Novo
49 [nL2,nC2] = size(Mat); % Novo
50 Mat_3=Mat(1:nL2-Qs+1,:); % Novo
51 NLinha_0=find(Mat_3(:,9)==0); % Novo
52 [nL,nC] = size(NLinha_0); % Novo
53

```

```

draw_lines_arcs.m GUI_Plot_Machine.m STATmatr.m SynRM_loadTest.m MMM_MaxTw.m
91 plot(h,[x1,x2],[y1,y2],'Linewidth',2,'Color',colorCode(Mat(ii,8)));
92 % grid minor, axis equal
93
94
95 elseif (strcmp(slot_layer_pos,'side_by_side') || (strcmp(slot_layer_pos,'over_under'))) && ~strcmp(geo.RotType,'SyRMISEL') % Novo
96
97 % draw lines
98
99
100 x1 = Mat(ii,3); y1 = Mat(ii,4);
101 x2 = Mat(ii,1); y2 = Mat(ii,2);
102 % grid on
103 plot(h,[x1,x2],[y1,y2],'Linewidth',2,'Color',colorCode(Mat(ii,8)));
104
105
106
107 elseif (strcmp(slot_layer_pos,'side_by_side') || (strcmp(slot_layer_pos,'over_under'))) && strcmp(geo.RotType,'SyRMISEL') % Novo
108
109 % draw lines
110
111 if ii<NLinha_0(end) % Novo
112 x1 = Mat(ii,3); y1 = Mat(ii,4);
113 x2 = Mat(ii,1); y2 = Mat(ii,2);
114 % grid on
115 plot(h,[x1,x2],[y1,y2],'Linewidth',2,'Color',colorCode(Mat(ii,8)));
116
117 end
118
119 end

```


Anexo C

Parte experimental

C.1 – Paquímetro utilizado



C.2 – Medição do peso do rotor



C.3 – Catálogo do sensor de binário

burster 8645 | 2

Technical Data

8645	-	5002.5	5005	5007.5	5017.5	5075	5175	5250	5500
Measuring range 0 ...		±2.5 N·m	±5 N·m	±7.5 N·m	±17.5 N·m	±75 N·m	±175 N·m	±250 N·m	±500 N·m
Measurement accuracy									
Relative linearity error		<±1 % F.S.							
Relative reversibility error		<±1 % F.S.							
Relative repeatability error		<± 0.1 % F.S.							
Temperature effect on zero signal		<±0.1 % F.S./K							
Temperature effect on characteristic value		<±0.1 % F.S./K							
Electrical values									
Excitation voltage		6 ... 15 V DC							
Excitation current (40 mA for a period of 10 ms at the start)		10 mA							
Analog output signal (dependent on sensor)		≈0.5 V ... 4.5 V DC							
Signal output at 0 Nm (depending on sensor)		≈2.5 V DC							
Output resistance		50 Ω							
Cut-off frequency (-3 dB)		1 kHz							
Environmental conditions									
Operating temperature range		-40 °C ... +85 °C							
Resistance to magnetic field		max. 300 kA/m at distance 70 mm (4000 Oe) (Do not apply torque sensor within dynamic magnetic fields, e.g. near high running motors.)							
Mechanical values									
Resolution		0.1 % F.S.							
Rotary speed		max. 5000 min ⁻¹							
Max. operating torque		150 % of nominal torque							
Breaking moment		300 % of nominal torque							
Protection class (acc. EN 60529)		IP50							
Shaft material housing		NiCrNi 14							
Mechanical connection									
		both shaft end with keyway acc.			measuring range 250 Nm	1 keyway acc. DIN 6885-1A			
					measuring range 500 Nm	2 keyways acc. DIN 6885-1A			
Mounting									
Mounting instructions		For mounting the sensor it should be respected that the shafts are arranged exactly in line to the connecting shafts. There should not exist any axial and radial load. To avoid that please use flexible shaft couplings, torsionally stiff. The four flats on the housing should be only used to secure the sensor against rotation. Refer to clamps and accessories. Avoid any axial or radial load between housing and shaft during the installation.							
Sonstiges	-	5002.5	5005	5007.5	5017.5	5075	5175	5250	5500
Axial force	[N]*	1000				2600	4000		7000
Lateral force	[N]*	20	30	100	300	500		800	
Bending moment	[Nm]*	2.5	3.7	12.5	41.7	89.5		176	

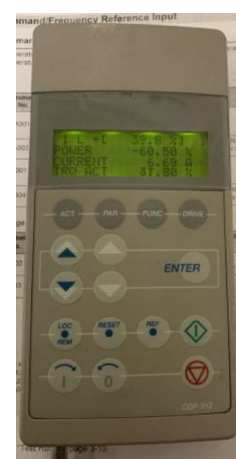
* Every irregular exposure (axial force, lateral force, bending moment, overstepping of max. operating force) is acceptable if only one of them occurs.
 Axial load = load applied directly to the shaft. Only 50 % of the load is permissible if the load is applied to the retaining ring/bearing.
 See the supplied test certificate for the exact sensor-specific values.

C.4 – Informações dos equipamentos de ensaio

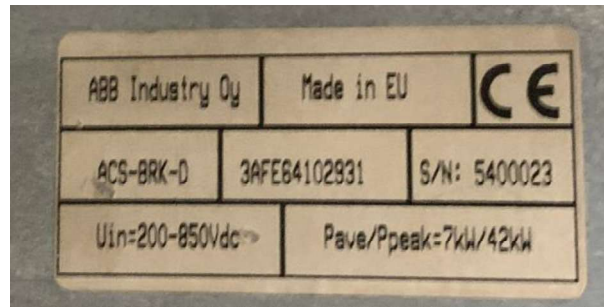
Conversor Hitachi WJ200-110HFE



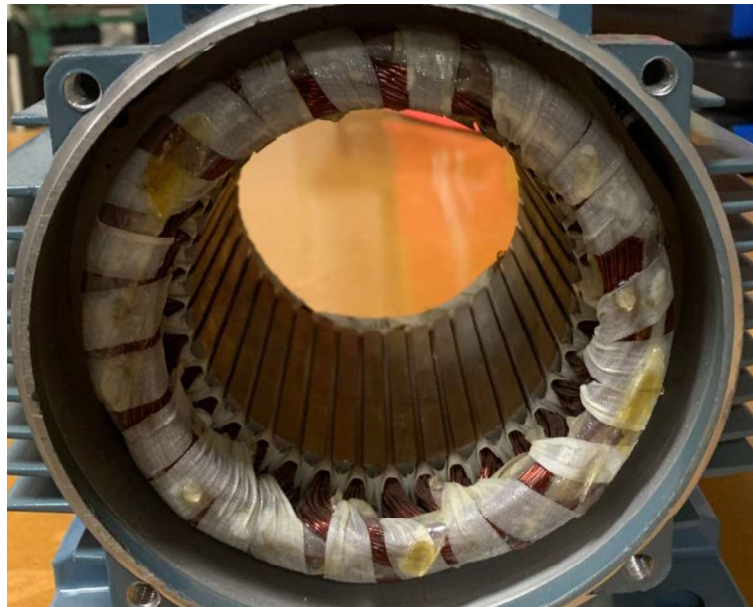
Conversor ABB ACS600



Resistência de carga



Estator do SynRM



C.5 – Código em Matlab para geração do mapa de eficiência experimental

```

1-   clc; clear;
2-
3-   Vref0 = 2.5; %V, tensão do sensor de binário <> 0 Nm
4-   % Saída analógica: [0.5; 4.5]V para +/- 17.5Nm
5-   Kv_Nm = 17.5/2; % a multiplicar pela diferença de tensões (Carga - vazio) da saída analógica
6-
7-   Delta_V= 0.2:0.2:2.2;
8-   Delta_V1 = 0.2:0.02:2.2;
9-   Analog_OUT = 2.5 + Delta_V;           % Valor de tensão do sensor
10-
11-   binarios_teste = (Analog_OUT - 2.5)*Kv_Nm ;    % Valor do binário medido
12-
13-
14-   Nm = Delta_V*Kv_Nm;
15-   Nm1 = Delta_V1*Kv_Nm;
16-
17-   freq = 10:10:100;
18-   freq1 = 10:1:100;
19-   rpm = freq*60/2;
20-   rpm1 = freq1*60/2;
21-
22-   [speed, torque] = meshgrid(rpm, Nm);
23-   [speed1, torque1] = meshgrid(rpm1, Nm1);
24-
25-   Pin = 2*pi*freq/2 .* Nm';
26-
27-   Pin1 = 2*pi*freq1/2 .* Nm1';
28-
29-   %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
30-   %% ENSAIO:
31-   % 6°F, 07/mar/2025, 18h00-20h15
32-
33-   P_10 = [0.36; 0.87; 2.17; 3.66; 5.00; 6.30; 7.35; 8.68; 9.50; 10.40; 11.50];
34-
35-   P_20 = [0.74; 3.13; 5.58; 8.13; 10.82; 13.26; 15.78; 18.15; 20.60; 22.97; 25.31];
36-
37-   P_30 = [1.71; 5.18; 8.78; 12.50; 16.11; 19.40; 22.70; 26.12; 29.50; 32.90; 36.20];
38-
39-   P_40 = [2.49; 7.37; 11.79; 16.34; 20.92; 25.38; 29.78; 34.14; 38.54; 42.77; 47.27];
40-
41-   P_50 = [3.13; 8.93; 14.81; 20.53; 26.35; 31.77; 37.50; 42.87; 48.31; 53.70; 58.96];
42-
43-   P_60 = [4.95; 11.75; 18.65; 25.50; 32.00; 38.50; 45.21; 51.60; 58.22; 64.50; NaN];
44-
45-   P_70 = [7.20; 15.30; 23.40; 31.18; 39.11; 46.80; 54.10; 62.10; NaN; NaN; NaN];
46-
47-   P_80 = [9.00; 18.27; 27.24; 36.37; 45.15; 53.95; 62.55; NaN; NaN; NaN; NaN];
48-
49-   P_90 = [10.25; 20.97; 31.00; 41.28; 51.10; 60.73; NaN; NaN; NaN; NaN; NaN];
50-
51-   P_100 = [11.48; 23.06; 34.50; 45.85; NaN; NaN; NaN; NaN; NaN; NaN; NaN];
52-
53-
54-
55-   Pn= 3000; %W
56-   n = 1500; %rpm
57-   Tn= Pn/(2*pi*n/60);
58-
59-   T_volt = Tn*2/17.5 + 2.5;
60-
61-   Pn_med = 58.7; % ABB=> 58.7% <> 3000 W
62-   rendimento_n = 85.5/100;
63-   Kw = (3000 * rendimento_n)/58.7; % conversão % -> W
64-   %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
65-   %% Rendimento (mapa)
66-
67-   Pout= Kw*[P_10 P_20 P_30 P_40 P_50 P_60 P_70 P_80 P_90 P_100];
68-
69-
70-
71-   %rendimento = (Pout ./ Pin)*100
72-   rendimento = (Pout ./ Pin);

```

```

73
74
75 %interp_Rend = griddata(speed, torque, rendimento, speed1, torque1, 'cubic')
76 interp_Rend = interp2(speed, torque, rendimento, speed1, torque1);
77
78 %linhas = [30, 40, 50, 60, 70, 75, 77.5, 80, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92]
79 %linhas = [30, 40, 50, 60, 70, 75, 77.5, 80, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92]/100
80 %linhas = [30, 40, 50, 60, 70, 75, 80, 82, 84, 86, 88, 90, 91, 92]
81
82 figure(1)
83 %colormap jet
84 colorbar
85 %contourf(speed, torque, Pu, linhas)
86 %contourf(speed, torque, rendimento)
87 [c,h]=contourf(speed1, torque1, interp_Rend,[64:1:87]/100);
88 title('Experimental Efficiency Map [p.u.'],'FontWeight','Normal');
89 clabel(c,h)
90 colorbar
91 %contourf(speed1, torque1, interp_Rend, linhas, 'ShowText','on')
92
93 grid on
94 axis([250 3000 1 20])
95 %xticks([0 500 1000 1500 2000 2500 3000]);
96 %yticks([0 5 10 15 20]);
97 %xlim([0 3000]);
98 %ylim([0 20]);
99 %legend ('rendimento (%)')
00 %legend ('rendimento (p.u.)')
01 xlabel('n [rpm'],'FontWeight','Normal')
02 ylabel('T [Nm'],'FontWeight','Normal')
03

```

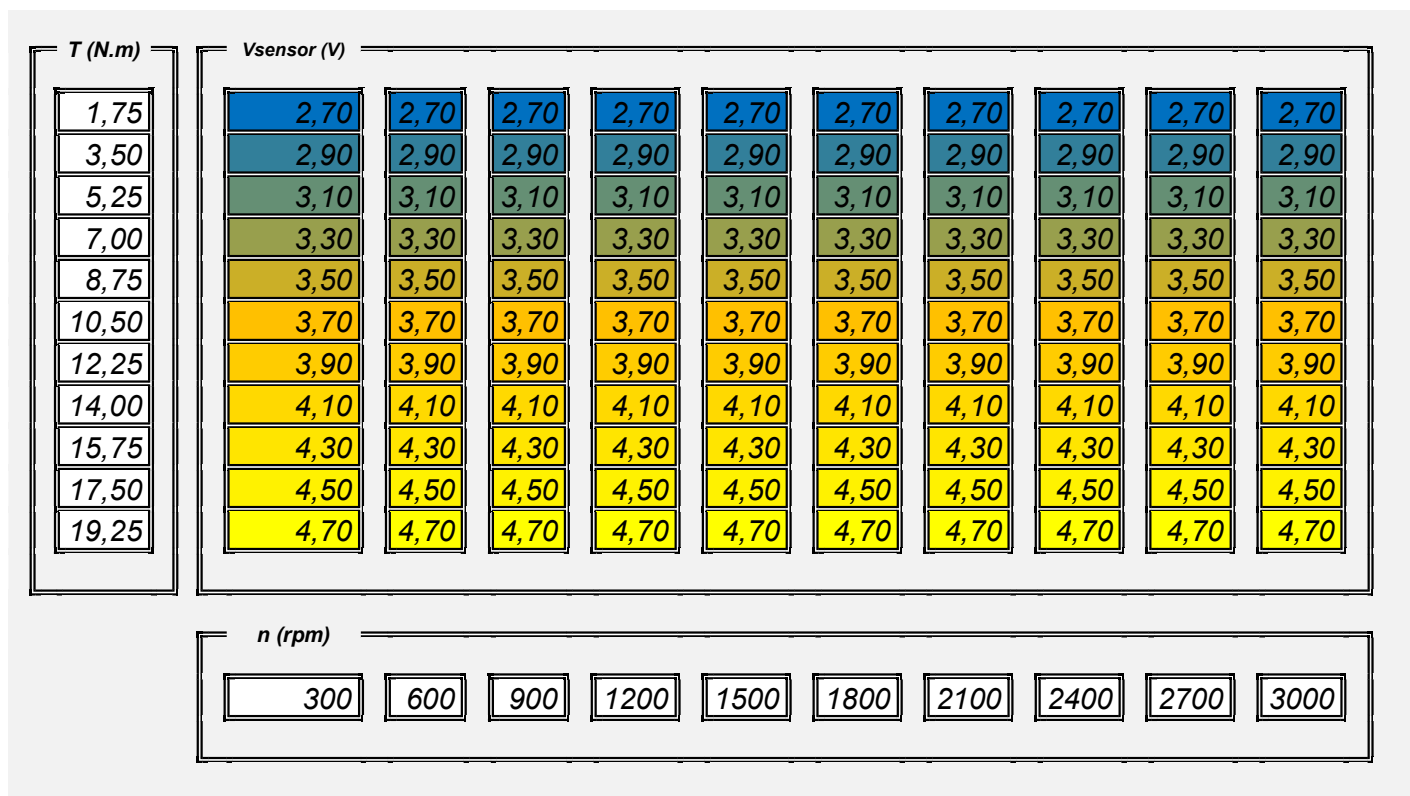
```

104 %% Potência útil
105
106 figure(2)
107
108 %interp_Rend = griddata(speed, torque, rendimento, speed1, torque1, 'cubic')
109 interp_Pout = interp2(speed, torque, Pout, speed1, torque1);
110
111
112 linhasPout = [0 500 1000 1500 2000 2500 3000];
113 %linhas = [30, 40, 50, 60, 70, 75, 80, 82, 84, 86, 88, 90, 91, 92]
114
115 %colormap jet
116 colorbar
117 %contourf(speed, torque, Pu, linhas)
118 %contourf(speed, torque, rendimento)
119 [c,h]=contourf(speed1, torque1, interp_Pout, linhasPout);
120 clabel(c,h)
121 colorbar
122 %set(0,'DefaultAxesTitleFontWeight','normal');
123 title('Experimental Output Power [W'],'FontWeight','Normal');
124 %contourf(speed1, torque1, interp_Pout, linhasPout, 'ShowText','on')
125 grid on
126 axis([250 3000 1 20])
127 %legend ('Potência útil (W)')
128 xlabel('n [rpm'],'FontWeight','Normal')
129 ylabel('T [Nm'],'FontWeight','Normal')

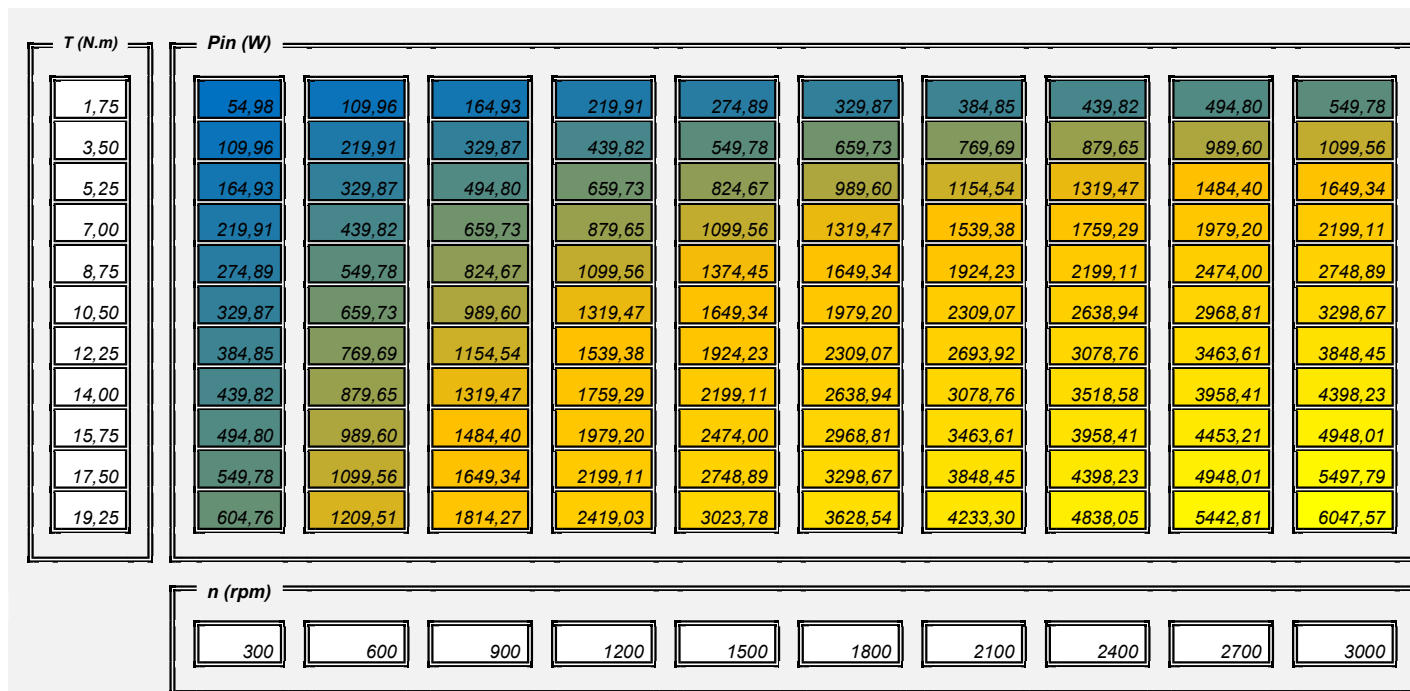
```

C.6 – Outros resultados experimentais

- Tensão do sensor de binário



- Potência de entrada do SynRM



- Potência de saída do SynRM

T (N.m)	Pout (W)									
1,75	15,73	32,34	74,72	108,80	136,77	216,30	314,62	314,62	393,27	501,64
3,50	38,02	136,77	226,35	322,05	390,21	513,44	668,56	668,56	798,34	1007,65
5,25	94,82	243,83	383,66	515,18	647,15	814,94	1022,50	1022,50	1190,30	1507,54
7,00	159,93	355,25	546,21	714,01	897,09	1114,27	1362,47	1362,47	1589,25	2003,50
8,75	218,48	472,80	703,95	914,14	1151,41	1398,30	1708,98	1708,98	1972,91	NaN
10,50	275,29	579,42	847,72	1109,02	1388,25	1682,33	2045,01	2045,01	2357,44	NaN
12,25	321,17	689,53	991,92	1301,29	1638,63	1975,53	2363,99	2363,99	2733,23	NaN
14,00	379,29	793,10	1141,36	1491,81	1873,28	2254,75	2713,57	2713,57	NaN	NaN
15,75	415,12	900,15	1289,05	1684,07	2110,99	2544,03	NaN	NaN	NaN	NaN
17,50	454,45	1003,71	1437,62	1868,91	2346,52	2818,44	NaN	NaN	NaN	NaN
19,25	502,51	1105,97	1581,82	2065,55	2576,36	NaN	NaN	NaN	NaN	NaN

n (rpm)									
300	600	900	1200	1500	1800	2100	2400	2700	3000

Anexo D

Trabalhos publicados

- KUBUCAMA, Waldemiro; LUÍS, Ricardo; PEREIRA, Rita - Efficiency Map of Synchronous Reluctance Motor through Two-Dimensional Finite Element Analysis. 9th International Young Engineers Forum on Electrical and Computer Engineering (YEF-ECE). (2025). DOI:10.1109/YEF-ECE66503.2025.11117500.