

Henrique Santos Rodrigues

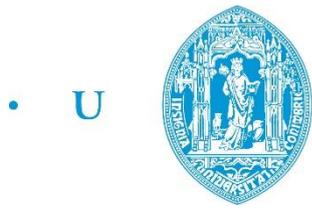
Avaliação do desempenho de motor síncrono de ímanes permanentes de classe IE5

Tese de Mestrado

junho/2017



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



• U • C •

FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Avaliação do desempenho de motor síncrono de ímanes permanentes de classe IE5

Henrique Santos Rodrigues

Membros do júri:

Presidente: Jaime Batista dos Santos, PhD

Orientador: Fernando José Teixeira Estevão Ferreira, PhD

Vogal: Sérgio Manuel Ângelo da Cruz, PhD

junho 2017

Coimbra

Agradecimentos

Começo por agradecer ao Prof. Doutor Fernando José Teixeira Estêvão Ferreira a orientação, a disponibilidade e sugestões dadas ao longo de todo este trabalho que permitiram a concretização do mesmo.

Agradeço ao Instituto de Sistemas e Robótica da Universidade de Coimbra pelos meios proporcionados que tornaram a realização desta dissertação possível.

À WEG pela disponibilidade e informações prestadas, especialmente ao Sr. Eng.º José Teixeira Pinto pela simpatia e ajuda prestada durante a parte experimental.

Quero agradecer também aos meus colegas Sérgio Júnior, Ricardo Branco e André Silva a disponibilidade, conselhos e importante ajuda.

À Sofia pelo apoio, companhia constante e ajuda à realização de todo este trabalho.

Agradeço especialmente aos meus pais pela oportunidade, pelo apoio e sem os quais isto jamais seria possível. Agradeço também aos meus avós, irmão e restante família que sempre me acompanharam ao longo deste percurso.

Por fim, a todos os meus amigos e colegas que tornaram estes anos inesquecíveis.

A todos, um grande obrigado.

Henrique Rodrigues

Resumo

Esta dissertação tem como objetivo a avaliação do desempenho e simulação de um motor síncrono de ímanes permanentes de classe IE5.

No primeiro capítulo é feito um enquadramento teórico e abordam-se os motivos que levaram à realização desta dissertação. Também se fala neste capítulo sobre as normas IEC 60034-2-3 e 60034-30-2 que definem os ensaios que devem ser feitos para testar motores elétricos alimentados por variadores eletrônicos de velocidade e as classes de rendimento em que estes se inserem.

No segundo capítulo são apresentados o modelo matemático e os princípios teóricos que regem o funcionamento de um PMSM. São também abordados aspetos construtivos e analisados os tipos de perdas que ocorrem nestas máquinas.

No terceiro capítulo são determinados, por meio de diversos ensaios experimentais, vários parâmetros necessários para a implementação do modelo computacional.

No quarto capítulo são realizados os ensaios em carga de um motor síncrono de ímanes permanentes de 7,5 kW e classe IE5 e as simulações do modelo computacional implementado, com o objetivo de determinar o seu rendimento para diversos pontos de funcionamento. É ainda feita uma comparação entre os resultados experimentais e simulados.

No quinto capítulo procede-se à avaliação e comparação entre os dados experimentais e simulados.

Por fim, no sexto capítulo são expostas as conclusões do trabalho realizado e apresentadas sugestões para trabalhos futuros.

Abstract

This thesis aims to evaluate the performance of an IE5 class permanent magnet synchronous motor succeeded by the implementation of a motor model in a Matlab/Simulink environment.

In the first chapter, a theoretical approach is done and the reasons that led to the completion of this thesis are discussed. This chapter also describes the IEC 60034-2-3 and 60034-30-2 standards and how they define which tests should be performed in order to determine the efficiency of a motor respective performance/efficiency class.

The second chapter presents the theoretical principles and the mathematical model that describe the PMSM operation. It also presents the main constructive aspects and some types of energetic losses occurring inside the motor.

In the third chapter, a motor modelling is done by means of multiple experimental tests in order to determine some parameters needed for the computational model.

In the fourth chapter, load tests of a 7,5-kW, IE5-class permanent magnet synchronous motor are performed with the objective of evaluating the efficiency of the motor for several operating points.

In the fifth chapter, a comparison between the experimental and simulation results, is carried out.

Lastly, in the sixth chapter, some conclusions are drawn and some future work suggestions are proposed.

Índice

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract	vii
Lista de Símbolos.....	xii
Lista de Acrónimos.....	xv
Lista de Tabelas	xvi
Lista de Figuras	xvii
1. Introdução.....	1
1.1 Enquadramento e Motivação	1
1.2 Normas IEC 60034-30-2 e 60034-2-3	3
2. Motor Síncrono de Ímanes Permanentes	5
2.1 Princípios básicos de funcionamento	5
2.2 Tipos de motor e construção.....	6
2.2.1 Rotor	7
2.2.2 Ímanes Permanentes	9
2.3 Modelo matemático e circuito equivalente	11
2.4 Tipos de perdas	14
2.4.1 Perdas no ferro	14
2.4.2 Perdas no cobre	17
2.4.3 Perdas mecânicas.....	18
2.4.4 Perdas adicionais	20
3. Modelização	21
3.1 Resistência do estator	21

3.2	Indutâncias síncronas.....	24
3.3	Coefficiente de atrito viscoso.....	27
3.4	Ventilação.....	29
3.5	Perdas no ferro.....	30
3.6	Determinação de Ψ_{PM}	32
4.	Ensaio e Simulações.....	33
4.1	Ensaio em carga.....	33
4.2	Simulações em ambiente Simulink.....	36
4.2.1	Modelo do PMSM.....	36
4.2.2	Controlo.....	38
4.2.3	Resultados e desagregação de perdas.....	39
5.	Análise de resultados.....	43
6.	Conclusões e trabalho futuro.....	48
	Referências Bibliográficas.....	50
	Anexo A – Datasheet do motor testado.....	54
	Anexo B – Script da interpolação das curvas das indutâncias L_d e L_q	55
	Anexo C – Visão geral do modelo computacional do PMSM.....	57

Lista de Símbolos

Símbolo	Descrição	Unidades
A_{Fe}	Área da secção do ferro	m^2
A_{total}	Área total da secção	m^2
B_{atrito}	Coefficiente de atrito viscoso	
C_{vent}	Constante característica do ventilador	
I_s	Corrente de linha eficaz	A
K_h	Constante do material ferromagnético	
$K_{Foucault}$	Constante de perdas por correntes de Foucault no material ferromagnético	
K_T	Constante térmica	
K_{emp}	Fator de empacotamento	
$L_{d,q}$	Indutância síncrona nos eixos d e q	H
P_{hist}	Potência de perdas por histerese	W
P_{Cu}	Potência de perdas no cobre	W
P_{Fe}	Potência de perdas no ferro	W
$P_{Foucault}$	Potência de perdas por correntes de Foucault	W
$P_{adicionais}$	Potência de perdas adicionais	W
P_{atrito}	Potência de perdas por atrito	W
P_{in}	Potência de entrada	W
P_{out}	Potência de saída	W
P_{total}	Potência de perdas total	W
P_{vent}	Potência de perdas por ventilação	W
R_{Fe}	Resistência das perdas no ferro	Ω
R_m	Resistência medida	Ω
R_s	Resistência do enrolamento estatórico	Ω
T_0	Temperatura de base	$^{\circ}C$
T_{em}	Binário eletromagnético	Nm

T_l	Binário de carga	Nm
T_r	Binário resistivo	Nm
V_s	Tensão composta eficaz	V
$i_{cd,cq}$	Corrente que atravessa a resistência R_{Fe}	A
$i_{d,q}$	Corrente de linha nos eixos d e q	A
$i_{md,mq}$	Corrente de magnetização	A
k_{ad}	Coefficiente de perdas adicionais	
n_s	Velocidade angular mecânica de rotação	rpm
$v_{d,q}$	Tensão de fase nos eixos d e q	V
$\Psi_{d,q}$	Fluxo encadeado nos eixos d e q	Wb
Ψ_f	Fluxo encadeado máximo criado pelos ímanes permanentes	Wb
Ω_m	Velocidade angular mecânica	rad/s
$\Omega_{m_inicial}$	Velocidade angular mecânica inicial	rad/s
θ_e	Ângulo elétrico	rad
θ_m	Ângulo mecânico	rad
μ_o	Permeabilidade do vácuo	H/m
μ_r	Permeabilidade relativa	H/m
ω_e	Velocidade angular elétrica	rad/s
ω_m	Velocidade angular mecânica	rad/s
h	Espessura do material ferromagnético	m
S	Secção	m ²
B	Indução magnética	T
H	Intensidade de campo magnético	A/m
J	Momento de inércia	Kgm ²
L	Indutância	H
M	Magnetização do material	T
R	Resistência	Ω
T	Temperatura	°C
f	Frequência	Hz
l	Comprimento	m
p	Número de pares de polos	
η	Rendimento	%

ρ

Resistividade

Ωm

Lista de Acrónimos

IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor – Transistor Bipolar de Porta Isolada
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor – Motor Síncrono de Ímanes Permanentes Interiores
LSPMSM	Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor – Motor Síncrono de Ímanes Permanentes de Arranque Direto da Rede
MEPS	Minimum Energy Performance Standards – Normas de Rendimento Mínimo
MI	Motor de Indução
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor – Motor Síncrono de Ímanes Permanentes
SPMSM	Surface Permanent Magnet Synchronous Motor – Motor Síncrono de Ímanes Permanentes de Superfície
SynRM	Synchronous Reluctance Motor – Motor Síncrono de Relutância

Lista de Tabelas

Tabela 1: Valores da resistência estatórica por fase de vários motores.	23
Tabela 2: Tabela de perdas por ventilação.	29
Tabela 3: Resultados obtidos no ensaio em vazio.	31
Tabela 4: Dados obtidos nos ensaios experimentais.	35
Tabela 5: Resultados das simulações para $R_{Fe} = 620 \Omega$	40

Lista de Figuras

Figura 1: Evolução do consumo mundial de eletricidade.	1
Figura 2: Comparação do tamanho entre um motor de indução e um motor síncrono de ímanes permanentes de potências iguais [5].....	2
Figura 3: Eficiência nominal em função da potência nominal do motor para cada classe de eficiência.	4
Figura 4: Pontos de funcionamentos testados definidos pela norma 60034-2-3 e pontos complementares.....	4
Figura 5: Motor síncrono simplificado de dois polos.	6
Figura 6: PMSMs de fluxo radial e de fluxo axial.	7
Figura 7: SPMSMs em (a) e (c) e IPMSMs em (b) e (d) e, em baixo, fotografia de uma chapa ferromagnética do rotor e um íman permanente do motor testado.	8
Figura 8: Características de desmagnetização de ímanes de alnico, cerâmica e terras raras.	10
Figura 9: Curva de desmagnetização e curva do produto de energia típicas de um íman permanente.	11
Figura 10: Esquemas equivalentes do eixo d (em cima) e do eixo q (em baixo) [10].	12
Figura 11: Características de perdas no ferro típicas.	15
Figura 12: Material ferromagnético laminado.	16
Figura 13: Duração média de vida do sistema de isolamento de um motor em função da temperatura de funcionamento no ponto mais quente da máquina.	18
Figura 14: Ventilador do motor testado.	19
Figura 15: Montagem experimental para determinar o tipo de ligação do estator do motor	22
Figura 16: Esquema de montagem do teste para medir as indutâncias síncronas.....	25
Figura 17: Motor com o rotor bloqueado.	25
Figura 18: Indutância síncrona em função da corrente no eixo d.	26
Figura 19: Indutância síncrona em função da corrente no eixo q.	27
Figura 20: Tempo de paragem em função da velocidade.....	28
Figura 21: Gráfico representativo dos pontos medidos e da interpolação.	30
Figura 22: Esquema da montagem para o ensaio em vazio.	31

Figura 23: Esquema da montagem para a determinação de Ψ_{PM}	32
Figura 24: Esquema da montagem experimental para os ensaios em carga.	33
Figura 25: Representação gráfica do rendimento em função da velocidade para os vários níveis de carga.	35
Figura 26: Modelo em ambiente Matlab/Simulink do PMSM.....	37
Figura 27: Esquema do controlo implementado no modelo computacional.....	39
Figura 28: Mapa do rendimento em função da velocidade e do binário.....	41
Figura 29: Desagregação das perdas para diferentes velocidades.....	42
Figura 30: Comparação dos dados obtidos à velocidade nominal.	43
Figura 31: Comparação entre correntes absorvidas experimentalmente e nas simulações em função do binário para várias velocidades.	44
Figura 32: Rendimento do motor WEG IE5 testado em função do binário desenvolvido para várias velocidades.	45
Figura 33: Rendimento do motor Hitachi IE5 em função do binário desenvolvido para várias velocidades.	46
Figura 34: Onda de binário desenvolvido, estimado pelo variador CFW11.....	47

1. Introdução

1.1 Enquadramento e Motivação

Com o aumento do consumo global de energia elétrica (Figura 1), torna-se cada vez mais importante usar a energia produzida de uma forma racional. Uma grande parte da energia elétrica produzida provém da queima de combustíveis fósseis (80%) que, no processo de combustão libertam dióxido de carbono (CO_2), um dos principais gases de efeito de estufa. Estas emissões podem ser minimizadas de duas maneiras. A primeira é no lado da produção, substituindo a geração à base de combustíveis fósseis por energias renováveis. A segunda é no lado dos consumidores, reduzindo o consumo ao utilizar a energia de uma maneira mais eficiente [1].

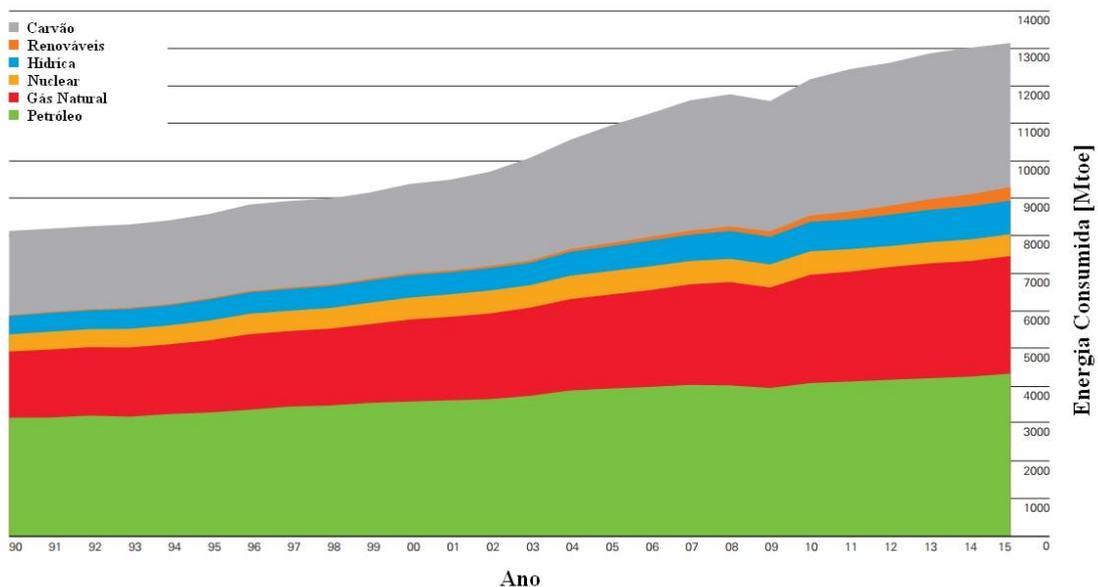


Figura 1: Evolução do consumo mundial de eletricidade.

De toda a energia elétrica produzida globalmente, 42% é consumida na indústria e 66% desta é consumida por motores elétricos, o que equivale a que cerca de 28% da energia produzida globalmente seja consumida por motores elétricos [2]. Estima-se que em países industrialmente desenvolvidos seja possível reduzir em 20% a energia consumida utilizando sistemas

eletromecânicos mais eficientes, o que significa que as máquinas elétricas mais eficientes têm um papel fundamental na redução do consumo de energia [3].

O motor de indução com rotor em gaiola de esquilo (MI) é um tipo de máquina elétrica importante devido à sua grande aplicabilidade tanto na indústria, onde é utilizado em mais de 85% das aplicações, como em muitas aplicações domésticas na sua versão monofásica [4]. Este tipo de motores é utilizado numa gama de potência entre os 70 W e os 500 kW, sendo que 75% funcionam a uma velocidade síncrona de 1500 rpm (dois pares de polos). As suas vantagens são a sua fácil construção, fácil manutenção, a dispensabilidade do uso de anéis coletores e escovas, o seu baixo preço e a elevada robustez. No entanto, existem outros tipos de motores com um rendimento e fator de potência mais altos do que os MI. São estes os motores síncronos de ímanes permanentes (PMSM) e os motores síncronos de relutância (SynRM). Os PMSM surgem cada vez mais como uma opção atrativa face aos MI. Estes motores são construídos com ímanes permanentes que para além de melhorar o desempenho em regime permanente, melhoram também a densidade de potência (relação entre a massa e potência fornecida; Figura 2) e o desempenho dinâmico. O desenvolvimento da eletrónica de potência permitiu um aumento da eficiência e a possibilidade de operação numa maior gama de velocidades [3].

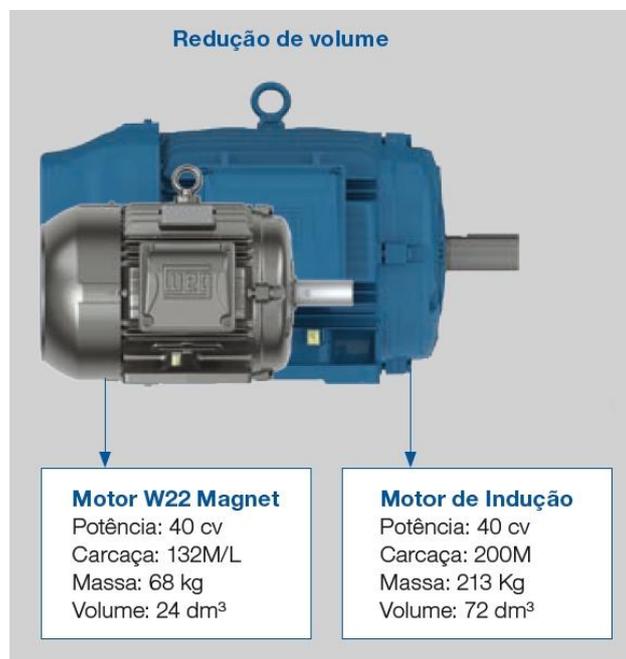


Figura 2: Comparação do tamanho entre um motor de indução e um motor síncrono de ímanes permanentes de potências iguais [5].

Consideremos um pequeno MI tetrapolar de 1,5 kW, 50 Hz com rendimento nominal de 75% à carga nominal. Substituindo este motor por um PMSM, o rendimento poderá subir para os 88%. Isto significa que o PMSM apenas consome 1704 W em vez dos 2000 W consumidos pelo MI [3]. A redução da potência consumida é de 296 W, o que se manifesta numa poupança de 2593 kWh se o motor funcionar continuamente durante um ano (8760 horas). Esta poupança também se manifesta numa redução das emissões de CO₂ e de NO_x.

Este trabalho teve como objetivo avaliar o desempenho em regime permanente de um motor síncrono de ímanes permanentes de classe IE5 bem como, criar um modelo de simulação em Matlab/Simulink que se aproxime do modelo testado.

1.2 Normas IEC 60034-30-2 e 60034-2-3

Os governos de vários países no mundo têm vindo a estabelecer requisitos mínimos para a eficiência energética, conhecidos como MEPS (Minimum Energy Performance Standards) para vários tipos de equipamento, incluindo motores elétricos [5].

Na Europa, a norma IEC 60034-30-2:2016 define um padrão para a definição das classes de rendimento dos motores elétricos. Estas normas aplicam-se a motores industriais que funcionem em regime constante ou quase constante, perto da carga nominal e cuja velocidade de funcionamento não varie muito nem demasiado rápido. Podemos considerar aplicações típicas como compressores, bombas, ventiladores, tapetes rolantes, entre outros, como típicas.

Na Figura 3, podemos observar as curvas da eficiência mínima à carga nominal em função da potência nominal do motor para as várias classes de eficiência definidas pela norma IEC 60034-30-2:2016. Estas curvas são válidas para motores com velocidades de funcionamento entre 1201 até 1800 rpm.

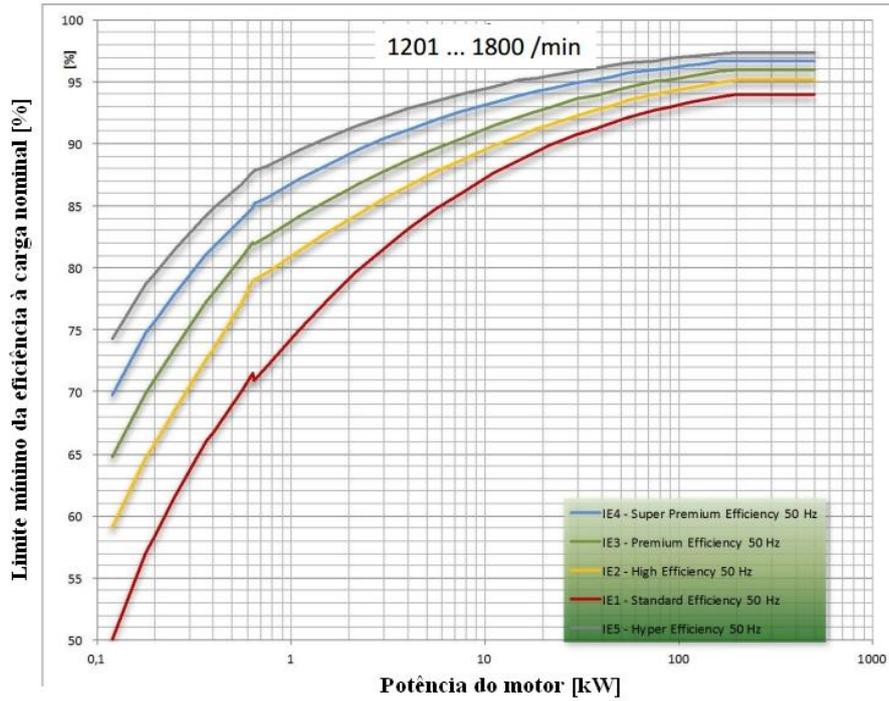


Figura 3: Eficiência nominal em função da potência nominal do motor para cada classe de eficiência.

A norma IEC 60034-2-3 define quais os pontos de funcionamento em que o rendimento de um motor elétrico deve ser testado. Estes pontos estão representados por pontos preenchidos na Figura 4. No entanto, por forma a obter-se um perfil de rendimento mais completo optou-se por se testar o motor em alguns pontos complementares, representados pelos pontos não preenchidos.

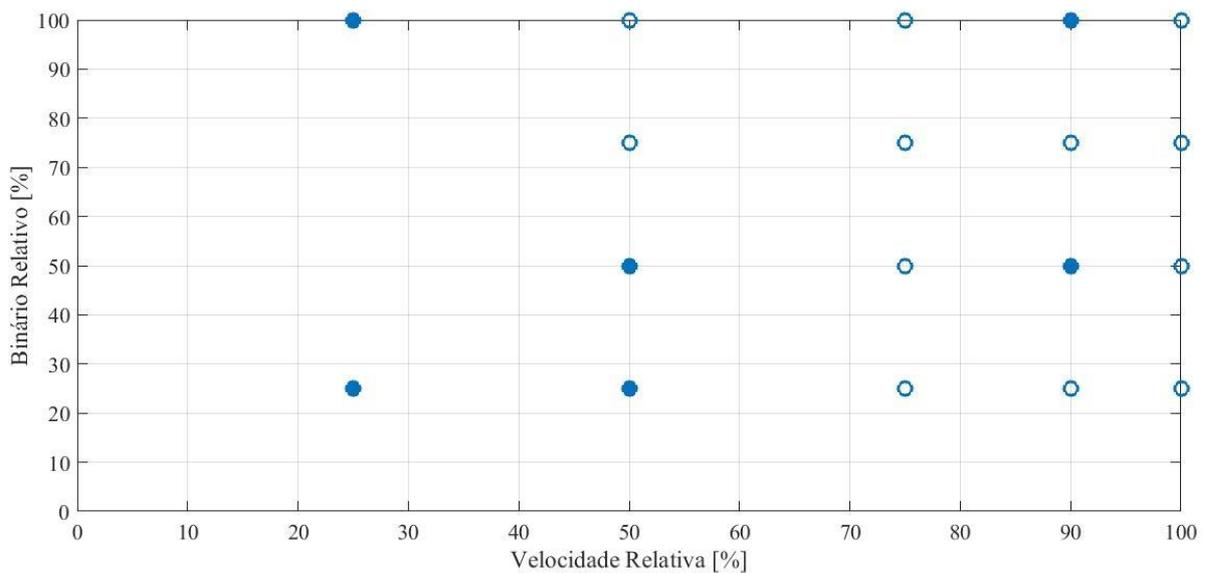


Figura 4: Pontos de funcionamentos testados definidos pela norma 60034-2-3 e pontos complementares.

2. Motor Síncrono de Ímanes Permanentes

Ao longo deste capítulo irão ser abordados os princípios de funcionamento, aspetos construtivos, tipos de perdas e os modelos e equações matemáticas que descrevem o funcionamento de um PMSM. É importante ter um profundo conhecimento destes aspetos para se criar um modelo em ambiente Simulink que se aproxime do motor real e também, para se conhecer a origem das perdas da máquina.

2.1 Princípios básicos de funcionamento

O motor síncrono de ímanes permanentes é um motor de corrente alternada que pertence à família dos motores síncronos. Isto significa que a velocidade angular do rotor está em sincronismo com a velocidade angular de rotação do campo magnético criado pelo estator, n_s . O rotor roda a uma velocidade angular mecânica, n , igual a n_s , dado pela fórmula

$$n_s = \frac{60 \times f}{p}, \quad (2.1)$$

onde f é a frequência das tensões de alimentação do estator do motor e p é o número de pares de polos do motor.

A Figura 5 representa um motor síncrono de dois polos que podemos considerar como sendo um PMSM. Os ímanes permanentes criam um campo magnético constante representado por B_R . B_S é um campo magnético girante, a rodar à velocidade angular elétrica de sincronismo ω_s , criado pelas bobinas do estator que se encontram espaçadas de 120° elétricos e que são alimentadas por um sistema de tensões trifásicas. Temos assim dois campos magnéticos que vão tentar alinhar-se tal como aconteceria se tivéssemos dois ímanes. Neste caso, B_R tenta sempre acompanhar B_S . Quanto maior o ângulo formado entre os dois campos, δ , também chamado de ângulo de carga do motor, até um máximo de 90° elétricos, maior será o binário desenvolvido [6]. Tratando-se de um

motor com um par de polos, $p = 1$, a velocidade angular de rotação mecânica do rotor é igual à velocidade angular de rotação elétrica do campo girante. Esta relação é-nos dada pela equação

$$\theta_e = p\theta_m, \quad (2.2)$$

onde θ_e representa um ângulo elétrico e θ_m representa um ângulo mecânico. Derivando ambos os membros da equação (2.2) em função do tempo obtemos:

$$\omega_e = p\omega_r \quad (2.3)$$

onde ω_e representa uma velocidade angular elétrica e ω_r uma velocidade angular mecânica.

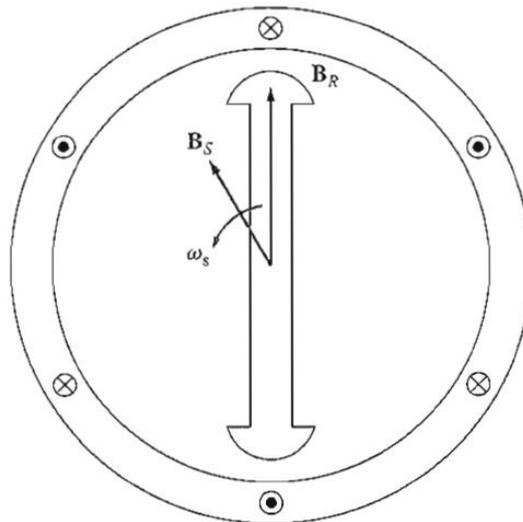


Figura 5: Motor síncrono simplificado de dois polos.

2.2 Tipos de motor e construção

Os PMSM podem ser divididos em duas categorias (Figura 6) em função da direção do fluxo sendo estas:

- Fluxo radial, quando o fluxo é contíguo ao raio da máquina.
- Fluxo axial, quando o fluxo é paralelo ao eixo da máquina.

Os PMSM com fluxo radial são mais comuns. No entanto, máquinas com fluxo axial têm vindo a ganhar proeminência em alguns tipos de aplicações devido à sua maior densidade de potência e capacidade de aceleração [7].

Ao longo do presente trabalho apenas será abordado a máquina com fluxo radial, uma vez que se trata do motor em estudo.

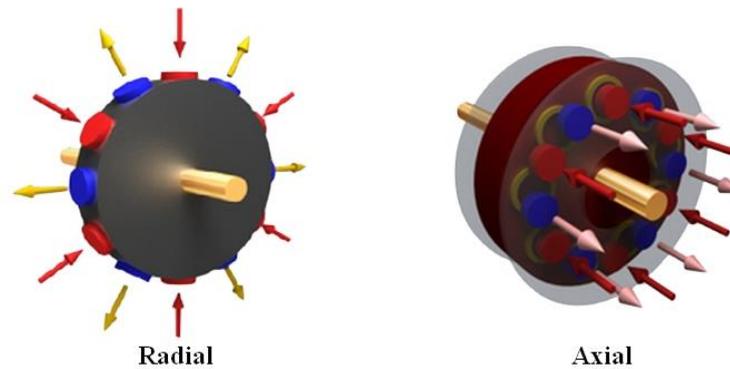
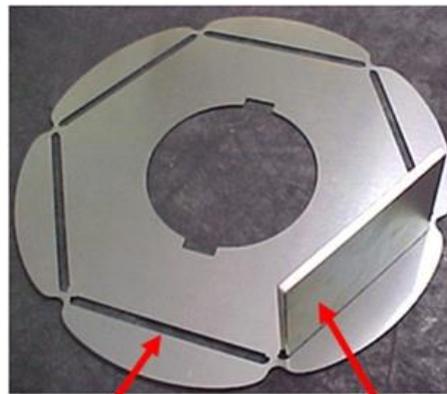
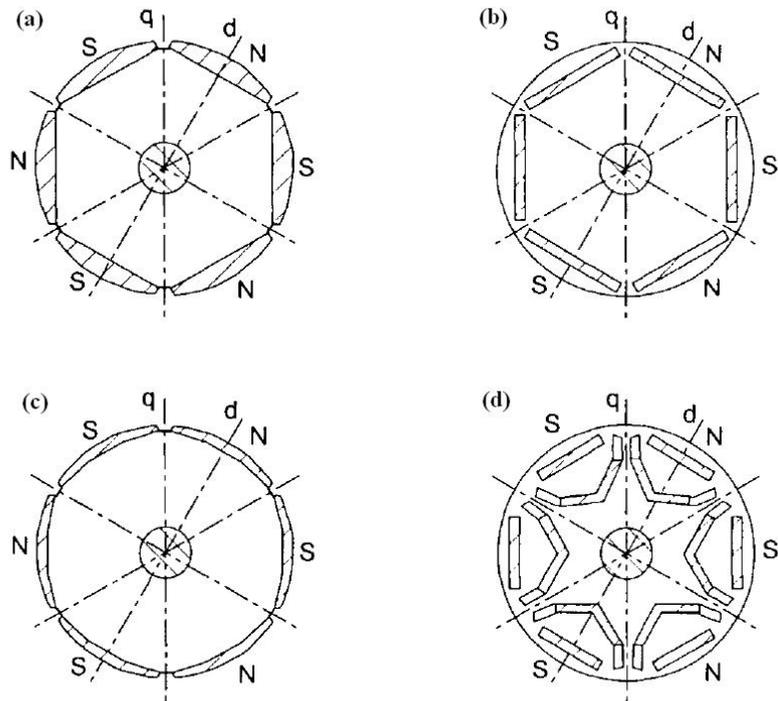


Figura 6: PMSMs de fluxo radial e de fluxo axial.

2.2.1 Rotor

O estator de um PMSM de fluxo radial é semelhante ao estator de um motor de indução, no entanto, a configuração do rotor tem um papel fundamental na relação da potência/volume da densidade de potência [3]. Na Figura 7 estão representados vários tipos de configurações de rotores de PMSMs. Podemos dividir estes em:-

- IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor), quando os ímãs permanentes são inseridos no interior do rotor.
- SPMSM (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor), quando os ímãs são colocados à superfície do rotor do motor



Ranhura

Íman

Figura 7: SPMSMs em (a) e (c) e IPMSMs em (b) e (d) e, em baixo, fotografia de uma chapa ferromagnética do rotor e um íman permanente do motor testado.

Os SPMSMs são utilizados em aplicações onde é mais importante termos uma grande densidade de potência. Contudo, devido à posição dos ímanes utiliza-se em aplicações que requerem velocidades mais baixas. Os IPMSMs são mais robustos do ponto de vista construtivo, daí serem utilizados em aplicações em que sejam necessárias velocidades mais altas.

Por vezes é inserido no rotor uma gaiola de esquilo que permite o arranque direto da rede, sendo que neste caso falamos de um LSPMSM (Line-Start PMSM). No entanto, quando o motor é alimentado por um conversor de frequência este componente é desnecessário.

Neste trabalho foi avaliado um IPMSM. A Figura 8 representa uma secção do rotor do motor em estudo onde se pode observar a saliência dos polos e a disposição dos ímanes permanentes. Estas características fazem com que a relutância magnética seja diferente ao longo da periferia do rotor e que o motor consiga produzir binário de relutância para além do binário de excitação criado pelos ímanes permanentes. Este assunto é discutido mais à frente no capítulo 2.3 na modelização e modelo matemático e circuito equivalente de um PMSM.



Figura 8: Secção do rotor do motor testado.

2.2.2 Ímanes Permanentes

Um íman permanente consegue criar um campo magnético no entreferro sem utilizar qualquer enrolamento de excitação e sem dissipar energia. É necessária energia para alterar a energia do campo magnético, mas não para o manter [3]. A implementação de ímanes permanentes em máquinas elétricas elimina a necessidade de qualquer enrolamento de excitação, bem como as perdas associadas a este. É assim expectável que o rendimento de um PMSM seja superior ao rendimento de um motor elétrico sem ímanes permanentes (por exemplo, motor de indução, motor síncrono com excitação, motor síncrono de relutância, motor DC, etc.) [8].

Como qualquer outro material ferromagnético, um íman permanente pode ser descrito pela sua curva de histerese $B = f(H)$. É somente analisado o segundo quadrante da sua curva de

histerese porque depois de magnetizado, o ímã apenas é sujeito a campos magnéticos que tendem a desmagnetiza-lo. Chama-se a essa região da curva de histerese de curva de desmagnetização [7].

As características desejáveis para os ímãs permanentes são:

- Uma grande densidade de fluxo residual para que o ímã seja “forte” e que forneça o fluxo necessário.
- Uma grande coercividade para que o ímã não possa ser desmagnetizado facilmente;

Têm sido utilizados ímãs permanentes desde a primeira metade do séc. XX. Até aparecerem os ímãs de samário-cobalto e de neodímio (terras-raras), apenas estavam disponíveis no mercado ímãs de ferrite e AlNiCo [8]. Na Figura 10 podem-se observar as curvas de desmagnetização de vários tipos de ímãs permanentes disponíveis comercialmente [9]. Pela figura, observam-se grandes diferenças para os diferentes tipos de ímãs.

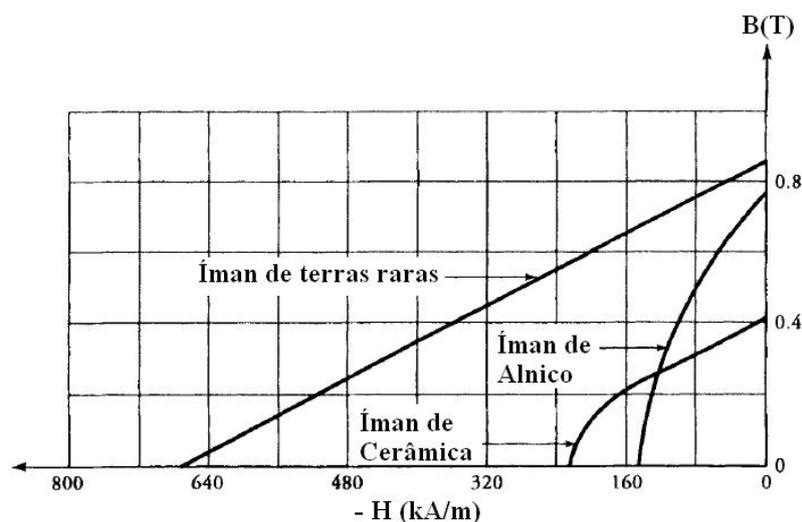


Figura 8: Características de desmagnetização de ímãs de alnico, cerâmica e terras raras.

No projeto de circuitos magnéticos com ímãs permanentes, é desejável que os ímãs operem no ponto em que estes fornecem o máximo de energia. A densidade de energia é a área da curva histerética (B-H) [9]. Esta área é normalmente conhecida por produto de energia e está representada na Figura 9 juntamente com a curva de histerese.

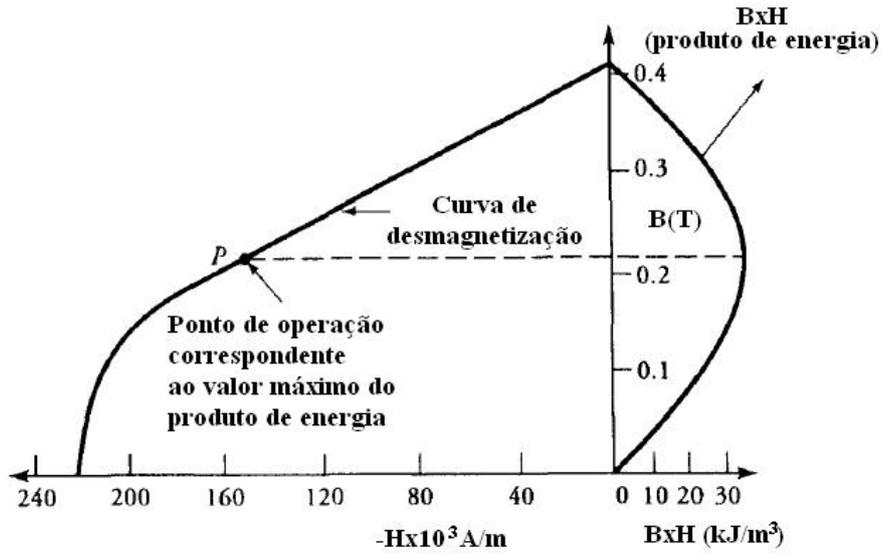


Figura 9: Curva de desmagnetização e curva do produto de energia típicas de um ímã permanente.

2.3 Modelo matemático e circuito equivalente

Para se implementar um modelo matemático de um PMSM é necessário descrever este através de equações matemáticas que representem o seu comportamento e a suas características. Este modelo pode ser em coordenadas abc ou $dq0$, mas é mais usual implementar-se em coordenadas $dq0$. As equações em coordenadas abc são não-lineares, o que significa que são relativamente mais complexas devido à variação no tempo das variáveis. Se a máquina for descrita em coordenadas $dq0$ em referencial rotórico, as equações são mais simples e permitem uma velocidade de simulação maior, e como as variáveis são constantes em regime permanente é mais simples fazer cálculos adicionais e implementar um sistema de controlo. A maneira mais simples de se descrever a máquina é transformando as coordenadas abc em referencial estático para coordenadas $dq0$ em referencial rotórico. As transformações são obtidas de acordo com:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

e, no caso contrário, com:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

onde θ representa a posição angular do referencial dq e as variáveis definidas como x podem ser tensões, correntes ou fluxos encadeados.

É possível fazer-se uma análise mais pormenorizada do motor usando o método dos elementos finitos, no entanto a implementação do modelo usando esta técnica é muito mais complexa e necessita de muitos mais recursos computacionais o que leva a tempos de simulação muito maiores [10].

Na Figura 10 está representado o circuito equivalente em coordenadas $dq0$ do PMSM. Para uma maior aproximação do motor real, insere-se em paralelo com o ramo de magnetização a resistência R_{Fe} , que representa as perdas no ferro (perdas por correntes de Foucault e histerese) [11] [12] [13] [14] [15].

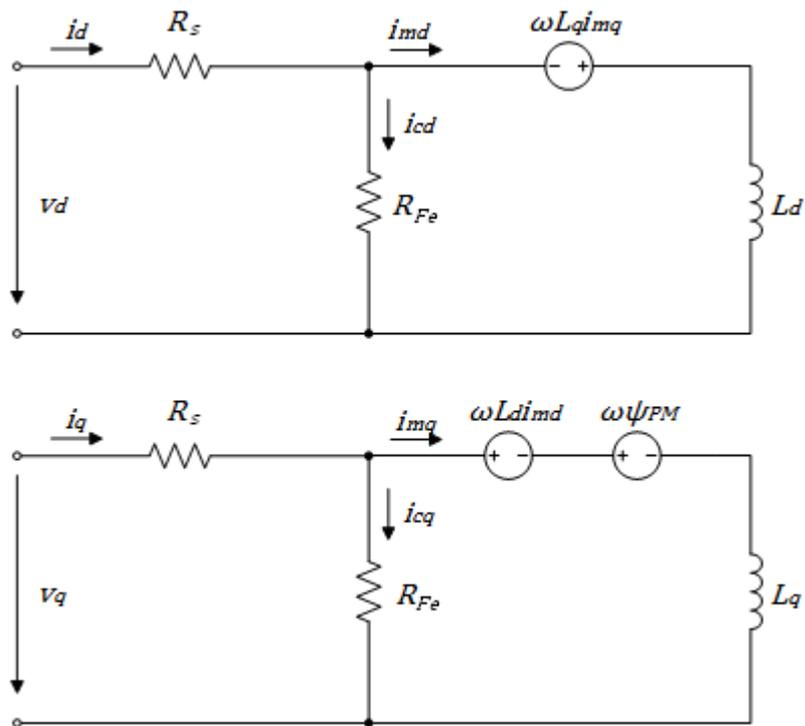


Figura 10: Esquemas equivalentes do eixo d (em cima) e do eixo q (em baixo) [10].

As equações de tensão do modelo dinâmico do motor em coordenadas $dq0$ são dadas por:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q \quad (2.7)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d \quad (2.8)$$

onde;

$v_{d,q}$ = tensões de fase aplicadas aos terminais do motor das fases d e q respetivamente

R_s = resistência dos enrolamentos do estator;

$\Psi_{d,q}$ = fluxo encadeado das fases d e q respetivamente;

ω = velocidade angular elétrica do rotor.

Os fluxos encadeados no eixo d e q são dados por:

$$\Psi_d = L_d i_d \quad (2.9)$$

$$\Psi_q = L_q i_q + \Psi_{PM} \quad (2.10)$$

Substituindo Ψ_d e Ψ_q pelas equações 2.9 e 2.10 nas equações 2.7 e 2.8 e derivando obtemos:

$$\frac{di_{md}}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_d - R_s i_d + \omega L_q i_{mq}) \quad (2.11)$$

$$\frac{di_{mq}}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q - R_s i_q - \omega L_q i_{mq} - \omega \Psi_{PM}) \quad (2.12)$$

sendo que [10],

$$i_d = \frac{1}{L_d} (L_d \frac{di_{md}}{dt} - \omega L_q i_{mq} + R_{Fe} i_{md}) \quad (2.13)$$

$$i_q = \frac{1}{L_q} (L_q \frac{di_{mq}}{dt} + \omega L_d i_{md} + \omega \Psi_{PM} + R_{Fe} i_{mq}) \quad (2.14)$$

e,

$$i_d = i_{md} + i_{cd} \quad (2.15)$$

$$i_q = i_{mq} + i_{cq} \quad (2.16)$$

O binário eletromagnético desenvolvido pelo motor é dado por:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p [\Psi_{PM} i_{mq} + (L_d - L_q) i_{md} i_{mq}] \quad (2.17)$$

A variável Ψ_{PM} representa o fluxo encadeado criado pelos ímanes permanentes. A resistência R_{Fe} , que representa as perdas no ferro, é considerada constante neste para efeitos de simplificação, no entanto, como desenvolvido mais à frente, esta depende da saturação do material ferromagnético e da frequência pelo que seria mais completo representá-la como sendo $R_{Fe}[B, f]$. Como as indutâncias síncronas L_d e L_q são diferentes ($L_d < L_q$), o binário desenvolvido é composto por dois termos. O primeiro corresponde ao binário de excitação que é produzido pela corrente i_{mq} e os ímanes permanentes. O segundo é chamado de binário de relutância e é produzido pela diferença entre as relutâncias (ou indutâncias) segundo os eixos direto e de quadratura [16]. Para que seja produzido binário de relutância, i_{md} tem de ser negativo pois $(L_d - L_q)$ também é negativo.

2.4 Tipos de perdas

2.4.1 Perdas no ferro

Quando um material ferromagnético é percorrido por um campo magnético variável no tempo, há energia que é dissipada por perdas por histerese e perdas por correntes de Foucault. Devido à dificuldade em se isolar estas perdas experimentalmente, são normalmente medidas conjuntamente e chamadas de perdas no ferro. A Figura 11 mostra as perdas num determinado material ferromagnético percorrido por um campo magnético $B = f(H)$, variável no tempo sinusoidalmente e de diversas amplitudes em função da frequência [17].

As perdas por histerese estão associadas às características $B - H$ de um material ferromagnético [7]. Existem perdas cada vez que se completa um ciclo histerético, logo estas estão diretamente relacionadas com a frequência de funcionamento, mas também com a área do ciclo e são descritas pela equação:

$$P_{hist} = K_{hist} f B^n \quad (2.18)$$

onde K_{hist} é a constante do material que depende do tipo de material e das suas dimensões, f é a frequência do campo aplicado, B é a densidade do fluxo aplicado no interior do material e n é a constante de Steinmetz que depende do material e que normalmente varia entre 1.5 e 2.5.

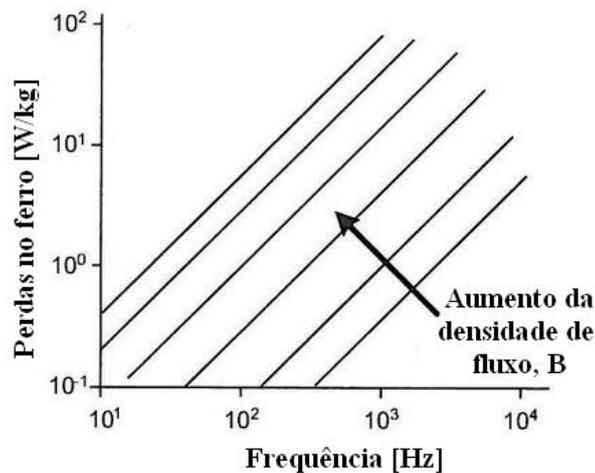


Figura 11: Características de perdas no ferro típicas.

As perdas por corrente de Foucault são causadas por correntes elétricas induzidas no interior do material ferromagnético submetido a um campo magnético variável no tempo [17]. Estas correntes de Foucault dissipam energia devido à resistividade do material (IR^2) e podem ser descritas pela equação:

$$P_{Foucault} = K_{Foucault} h^2 f^2 B^2 \quad (2.19)$$

onde $K_{Foucault}$ é a constante dependente do material e h é a espessura das chapas. Neste caso as perdas são proporcionais ao quadrado da frequência de funcionamento, amplitude da densidade de fluxo e espessura do material no plano perpendicular à direção de circulação do fluxo. Podemos

admitir que as perdas de histerese são dominantes em frequências mais baixas e que as perdas por correntes de Foucault são dominantes a frequências mais altas.

A maneira mais simples de diminuir as perdas por corrente de Foucault é aumentando a resistividade do material ferromagnético. Este material contém normalmente uma componente de silício para dificultar a circulação das correntes induzidas. Para reduzir ainda mais as perdas, tanto o núcleo como o rotor são laminados perpendicularmente à circulação do fluxo. Cada lâmina de material ferromagnético é separada por uma camada de óxido isolante que impede drasticamente a circulação das correntes de Foucault (Figura 12). Pela equação anterior conclui-se que as perdas são proporcionais à largura das chapas, logo são utilizadas chapas mais finas possível. O facto de os núcleos serem laminados, faz com que a quantidade de material ferromagnético por onde circula o fluxo seja menor. É então usado o fator de empacotamento, definido por:

$$K_{emp} = \frac{A_{Fe}}{A_{Total}} \quad (2.20)$$

onde A_{Fe} é a área de material ferromagnético da secção e A_{Total} é a área total da secção. O fator de empacotamento varia tipicamente entre 0.8 e 0.99 [17].

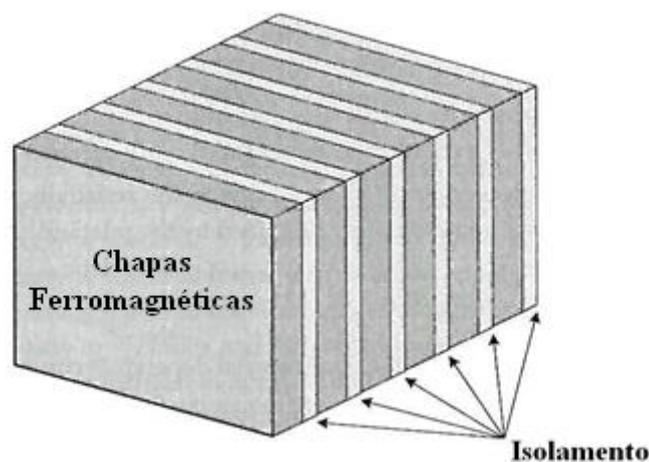


Figura 12: Material ferromagnético laminado.

2.4.2 Perdas no cobre

Existem perdas nos enrolamentos de um motor a partir do momento em que estes são percorridos por uma corrente. Estas perdas devem-se à resistência do material que forma os enrolamentos [7] e, para um motor trifásico, são dadas pela equação:

$$P_{Cu} = 3R_s I_s^2 \quad (2.21)$$

onde R é a resistência do enrolamento e I é a corrente eficaz que circula no mesmo enrolamento.

A resistência elétrica é uma propriedade de todos os materiais. Esta representa o quanto um material se opõe à passagem de corrente. Para um material condutor a resistência é dada por:

$$R = \frac{\rho l}{S} \quad (2.22)$$

onde, R é a resistência em Ω , ρ é a resistividade em $\Omega.m$, l é o comprimento do condutor na direção da corrente e S a área da secção do condutor em m^2 . A resistividade do cobre, material mais utilizado na construção de enrolamentos de motores, é de $1.72 \times 10^{-8} \Omega.m$ à temperatura de $20^\circ C$ [17]. A resistência dos enrolamentos está bastante dependente da temperatura. Depende também da frequência da corrente, no entanto, em motores de pequena e média potência, o efeito da frequência (efeito pelicular) é normalmente desprezado [16]. A resistência R_t , em função da temperatura T , é dada por:

$$R_t = R_0(K_T + T)/(K_T + T_0) \quad (2.23)$$

onde R_0 é a resistência de base medida à temperatura de base T_0 . K_T é a constante do material que no caso do cobre é de 234.5. Na literatura, é normalmente usada a resistência medida a $25^\circ C$ [16].

2.4.3 Perdas mecânicas

As perdas mecânicas incluem as perdas por ventilação e as perdas por fricção.

Um dos componentes mais sensíveis num motor elétrico é o isolamento dos enrolamentos. Devido à energia dissipada no interior do motor sob forma de perdas, a temperatura deste aumenta, o que pode danificar o isolamento dos enrolamentos e levar a que a máquina seja retirada de serviço. A reparação pode ser bastante cara. Supõe-se tendo como base conhecimento prático, que a duração de vida de um motor diminui para metade, para uma temperatura 10°C acima da temperatura normal de funcionamento [6]. Na Figura 13, pode observar-se a diminuição da duração média de vida dos enrolamentos do motor em função da temperatura de funcionamento, para várias classes de isolamento definidos pela *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA) nos Estados Unidos da América.

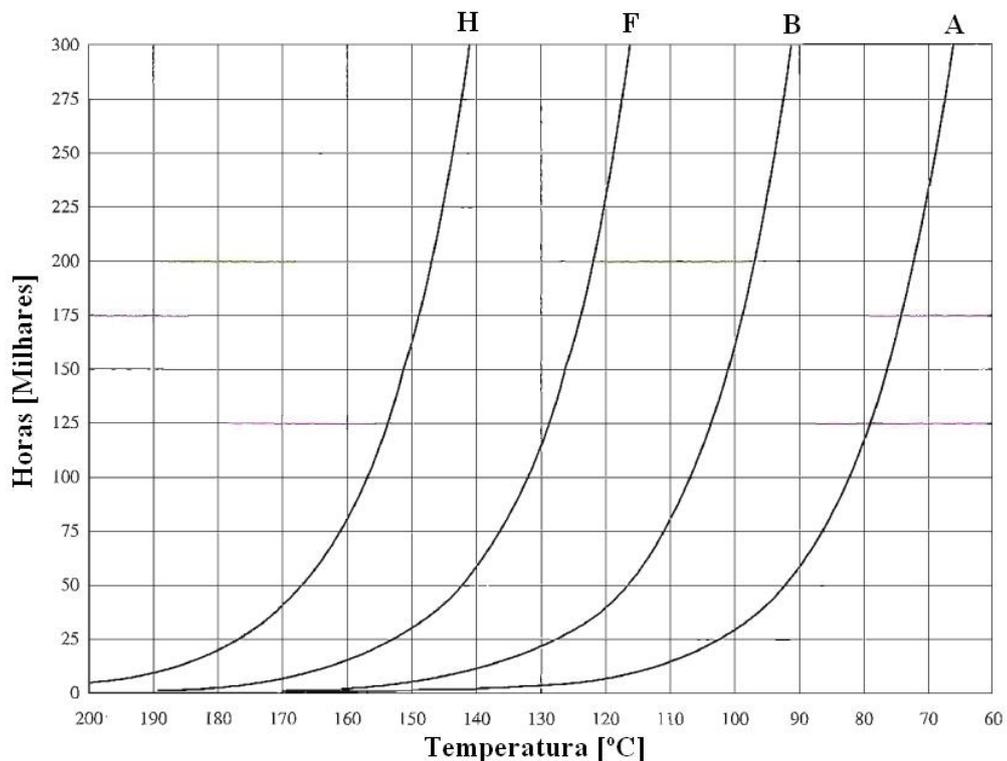


Figura 13: Duração média de vida do sistema de isolamento de um motor em função da temperatura de funcionamento no ponto mais quente da máquina.

A temperatura máxima em funcionamento contínuo que a máquina pode atingir no seu ponto mais quente para a classe B é de 130°C, para F é de 155°C e para H é de 180°C.

Para manter uma temperatura de funcionamento do motor aceitável é normalmente utilizado um sistema de ventilação que força ar a circular pelas alhetas do motor, o que facilita a dissipação do calor. O motor testado nesta dissertação é autoventilado, pois tem um ventilador (Figura 14) acoplado ao veio, no lado oposto ao ataque, atuado pelo próprio motor. O ventilador reduz o rendimento, pois a potência utilizada para o atuar não produz trabalho útil.



Figura 14: Ventilador do motor testado.

A potência de perdas por ventilação é proporcional ao cubo da velocidade angular mecânica do veio:

$$P_{vent} = C_{vent} \Omega_m^3 \quad (2.24)$$

onde C_{vent} é uma constante associada ao ventilador.

No que diz respeito às perdas por atrito, surgem perdas nos rolamentos do motor e perdas aerodinâmicas [18]. As perdas nos rolamentos devem-se ao atrito viscoso entre as partes mecânicas. Podem ser reduzidas usando rolamentos eficientes, adequados ao motor e à respetiva carga, e devidamente lubrificados.

2.4.4 Perdas adicionais

São consideradas perdas adicionais todas as perdas que não estão incluídas nas secções anteriores. Estas devem-se a harmónicos de maior frequência na superfície adjacentes ao entreferro (perdas de superfície), perdas de pulsação causadas por um ripple do fluxo no entreferro devido à geometria das calhas do estator e aos polos salientes do rotor e até mesmo de perdas por histerese no interior dos ímanes permanentes [8]. Independentemente da precisão com que as perdas são medidas, existem sempre perdas que não são consideradas, por isso estas são calculadas como sendo uma percentagem da potência de saída do motor [3] de acordo com:

$$\Delta P_{\text{adicionais}} = K_{ad} P_{out} \quad (2.25)$$

O coeficiente $K_{ad} = 0.03 \dots 0.05$ para motores de pequena potência (até 10 kW), $K_{ad} = 0.005 \dots 0.01$ para motores de potência média (até 100 000 kW) e $K_{ad} = 0.003 \dots 0.005$ para motores de grande potência. Embora a equação 2.25 considere as perdas adicionais como função de P_{out} , existem perdas adicionais que surgem mesmo em vazio, ou seja, com $P_{out} = 0$, pelo que seria adequado adicionar uma constante a estas perdas ou calculá-las em função de P_{in} .

3. Modelização

Para que o modelo em ambiente Simulink seja o mais fiel possível, é necessário determinar experimentalmente vários parâmetros que caracterizam o funcionamento do motor testado. É importante que estes parâmetros sejam próximos dos valores reais para que o rendimento do modelo seja próximo do rendimento real, mas também para se implementar um sistema de controlo adequado.

3.1 Resistência do estator

Devido à falta de informação sobre o motor, foi necessário verificar experimentalmente qual o tipo de ligação dos enrolamentos do estator, estrela (Y) ou triângulo (D). O acesso a apenas três terminais do motor não permite chegar a nenhuma conclusão. Para se determinar o tipo de ligação, realizou-se a montagem de acordo com a Figura 15.

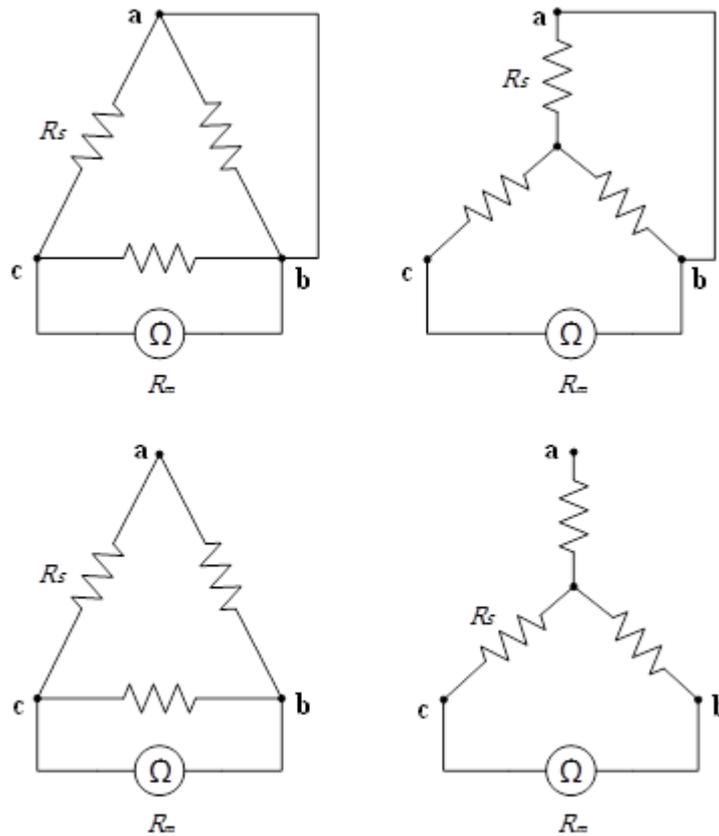


Figura 15: Montagem experimental para determinar o tipo de ligação do estator do motor

Para o efeito, mediu-se a resistência R_m entre os terminais c e b do motor, sem curto-circuito, e entre os terminais a e b com curto-circuito, conforme se representa na Figura 15. No caso de uma ligação em triângulo, com curto-circuito, obtém-se:

$$R_m = R_s // R_s \quad (3.1)$$

logo,

$$R_m = \frac{R_s}{2} \quad (3.2)$$

Para uma ligação em triângulo sem curto-circuito obtém-se:

$$R_m = 2R_s // R_s \quad (3.3)$$

logo,

$$R_m = \frac{2}{3} R_s. \quad (3.4)$$

Para uma ligação em estrela com curto-circuito obtém-se:

$$R_m = R_s + (R_s // R_s) \quad (3.5)$$

logo,

$$R_m = \frac{3}{2}R_s \quad (3.6)$$

Finalmente, para uma ligação em estrela sem curto-circuito obtém-se:

$$R_m = R_s + R_s = 2R_s \quad (3.7)$$

Conclui-se então que, se o motor estiver ligado em triângulo o valor da resistência medida vai aumentar de $(1/2)R_s$ para $(3/2)R_s$, e que se estiver ligado em estrela, o valor da resistência medida sobe de $(3/2)R_s$ para $2R_s$. Os resultados obtidos foram:

Sem curto-circuito: $R_m = 0,38 \Omega$ (valor médio entre as três fases)

Com curto-circuito: $R_m = 0,5 \Omega$

O motor está, portanto, ligado em estrela, pois, substituindo R_m nas equações 3.5 e 3.7 pelo valor medido, obtemos em ambas o mesmo valor de R_s ($\approx 0,25$).

A uma temperatura de 25°C , foi medido uma resistência $R_s = 0,25 \Omega$, valor este que foi então usado posteriormente nas simulações em ambiente Simulink.

Foram medidas as resistências estatóricas de outros motores de vários tipos e classes de rendimento para se poder fazer uma comparação. Os valores obtidos estão representados na Tabela 1. Verifica-se que o motor testado apresenta uma resistência estatórica muito inferior aos restantes motores.

Tabela 1: Valores da resistência estatórica por fase de vários motores.

	Tipo de Motor	Classe de Rendimento	Potência [kW]	R_s [Ω]
Motor 1	Motor de Indução	IE2	7,5	1,97
Motor 2	LSPMSM	IE4	7,5	1,37
Motor 3	Motor de Indução	IE4	7,5	1,1
Motor 4	LSPMSM	IE4	5,5	1,78
Motor Testado	IPMSM	IE5	7,5	0,25

3.2 Indutâncias síncronas

A indutância é um parâmetro fundamental numa máquina elétrica devido ao seu grande impacto no desempenho. Para um cálculo rigoroso do binário desenvolvido pelo motor é importante que as indutâncias síncronas sejam devidamente medidas, mas também é importante para implementarmos um sistema de controlo adequado [19]. Os valores das indutâncias síncronas L_d e L_q dos motores síncronos com ímanes permanentes colocados no interior do rotor variam em função da corrente em cada eixo. Esta variação é causada pela saturação magnética do núcleo ferromagnético, como em qualquer outro motor que seja composto por material ferromagnético, mas no caso do motor em estudo é preciso ter-se em consideração o efeito de magnetização cruzada que se deve à interação entre os fluxos criados em ambos os eixos d e q .

Encontram-se na literatura vários métodos para a medição dos valores das indutâncias síncronas, como o teste em *standstill* e *decay test* [20] [21] [22] [23] [24]. Estes testes permitem descrever as indutâncias síncronas em função da corrente estatórica em eixos d e q , $L_{ds}(i_{ds}, i_{qs})$, $L_{qs}(i_{ds}, i_{qs})$. No entanto, alguns deles necessitam de equipamento auxiliar de medida não disponível na altura da realização desta dissertação ou de acesso ao neutro da ligação em estrela do motor (que estava ligado em estrela como se concluiu no capítulo anterior), que não estava disponível. Assim sendo, optou-se por um teste demonstrado em [16], [25], [26] e [27]. O revés deste método é o facto de obtermos os valores das indutâncias síncronas apenas em função de uma componente da corrente estatórica, $L_{ds}(i_{ds})$ e $L_{qs}(i_{qs})$, desprezando-se assim o efeito da magnetização cruzada. Procedeu-se assim à montagem do teste de acordo com a Figura 16.

O teste passou por, primeiramente, bloquear o rotor do motor na posição em que a corrente é máxima, ou seja, em que a indutância é mínima, que é equivalente à posição em que o eixo d está alinhado com $\theta_e = 0^\circ$. Para isso foi aplicada uma tensão baixa para que a corrente também fosse baixa. Depois, rodando incrementalmente o eixo do motor, o rotor foi bloqueado (Figura 17) no ângulo em que a corrente medida era mínima. Estando o rotor bloqueado, foram aplicados vários níveis de tensão aos terminais do motor e foi-se medindo a corrente até esta atingir o valor nominal.

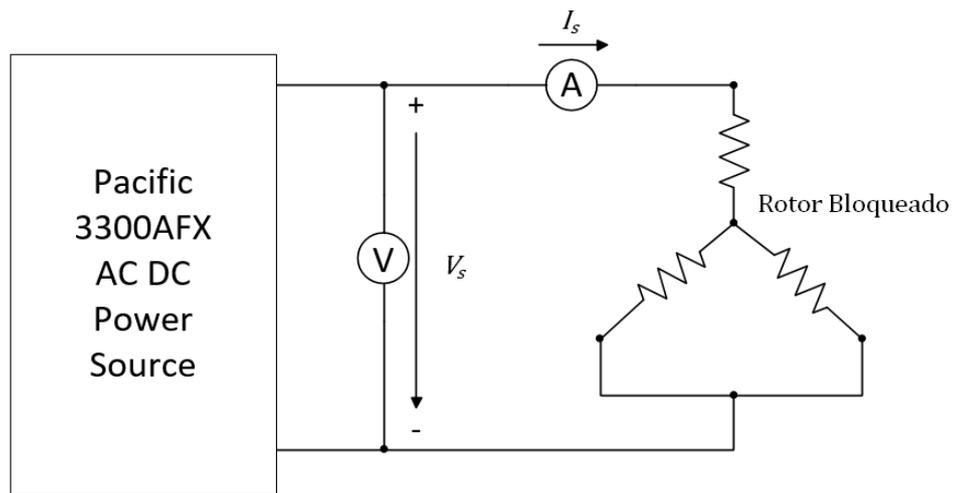


Figura 16: Esquema de montagem do teste para medir as indutâncias síncronas.



Figura 17: Motor com o rotor bloqueado.

Este teste teve de ser realizado rapidamente de maneira a não sobreaquecer os enrolamentos do motor que, estando com o rotor parado, carece de ventilação. Através da equação [27]:

$$L = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_s}{I_s}\right)^2 - R_s^2} \quad (3.8)$$

Foi então obtida a curva da Figura 18.

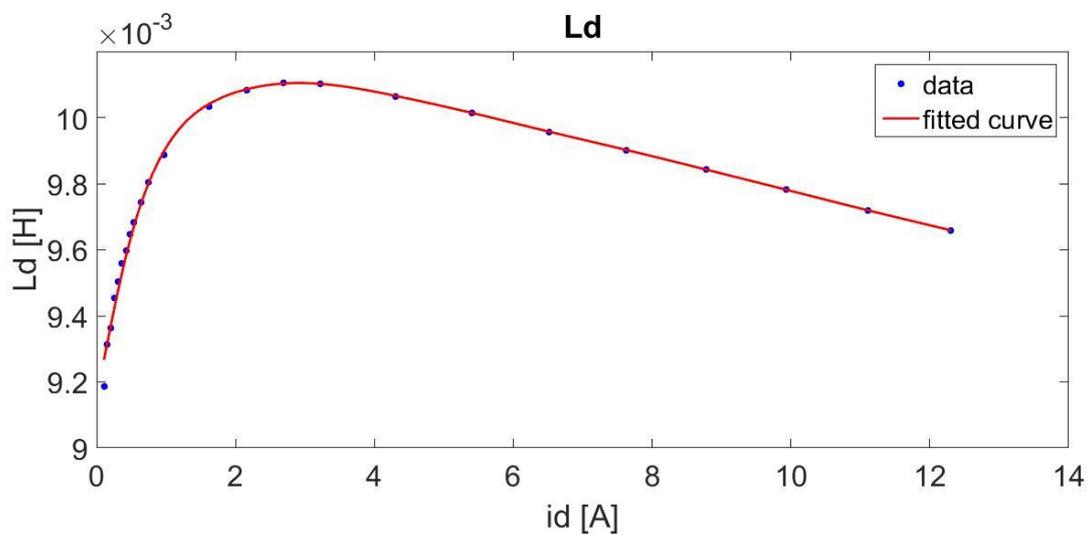


Figura 18: Indutância síncrona em função da corrente no eixo d .

Para a indutância síncrona segundo o eixo q cumpriu-se o mesmo procedimento, mas com o rotor bloqueado no ângulo em que a corrente é mínima, ou seja, quando a indutância é mínima, o que corresponde a $\theta_e = 90^\circ$. Assim obteve-se a curva da Figura 19.

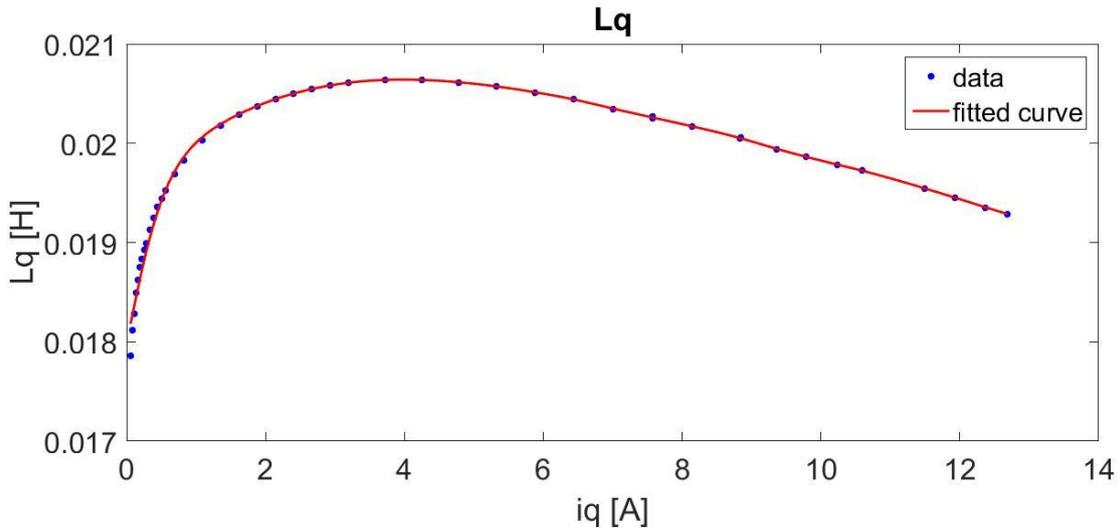


Figura 19: Indutância síncrona em função da corrente no eixo q .

Para integrar estes resultados no modelo Simulink, foram feitas interpolações das curvas sendo depois introduzidas em *lookup tables* que vão fornecer ao modelo o valor da indutância síncrona, em função da corrente de entrada.

3.3 Coeficiente de atrito viscoso

É necessário determinar-se o coeficiente de atrito viscoso para se obter uma boa caracterização das perdas relacionadas. Para isto, foi retirado o ventilador do motor, para se eliminarem as perdas de ventilação, e seguido o método usado em [19]. Se for imposta uma velocidade de rotação de referência ao motor e desligarmos a alimentação deste, o motor começa a perder velocidade até parar. Isto deve-se ao atrito viscoso que impõe um binário em sentido inverso ao sentido de rotação do rotor, o que é facilmente demonstrado pela equação do movimento:

$$T_{em} - T_l = J \frac{d\Omega_m}{dt} + B_{atrito} \Omega_m \quad (3.9)$$

onde, T_{em} é o binário eletromagnético desenvolvido pelo motor, T_l é o binário de carga, J é o momento de inércia, B_{atrito} é o coeficiente de atrito viscoso que se pretende determinar e Ω_m é a

velocidade angular mecânica do rotor. Se na equação anterior igualarmos o binário eletromagnético a zero, estando este motor em vazio, ficamos com um binário negativo igual a $-B_{atrito}\Omega_m$, o que indica tratar-se de um binário de desaceleração. Este binário é originado pelo atrito viscoso.

Com fim a determinar-se B_{atrito} , o motor foi primeiro deixado a rodar à velocidade de sincronismo durante algum tempo para que a temperatura dos rolamentos do motor estabilizasse. De seguida foi retirado o ventilador do motor, para que o atrito da ventilação não influenciasse o tempo de paragem do rotor, e voltou-se a impor a velocidade de rotação do motor. Após ser atingida a velocidade de sincronismo, desligou-se a alimentação do motor e foi registado o tempo de paragem. Este procedimento foi depois repetido para várias velocidades e obteve-se a curva da Figura 20.

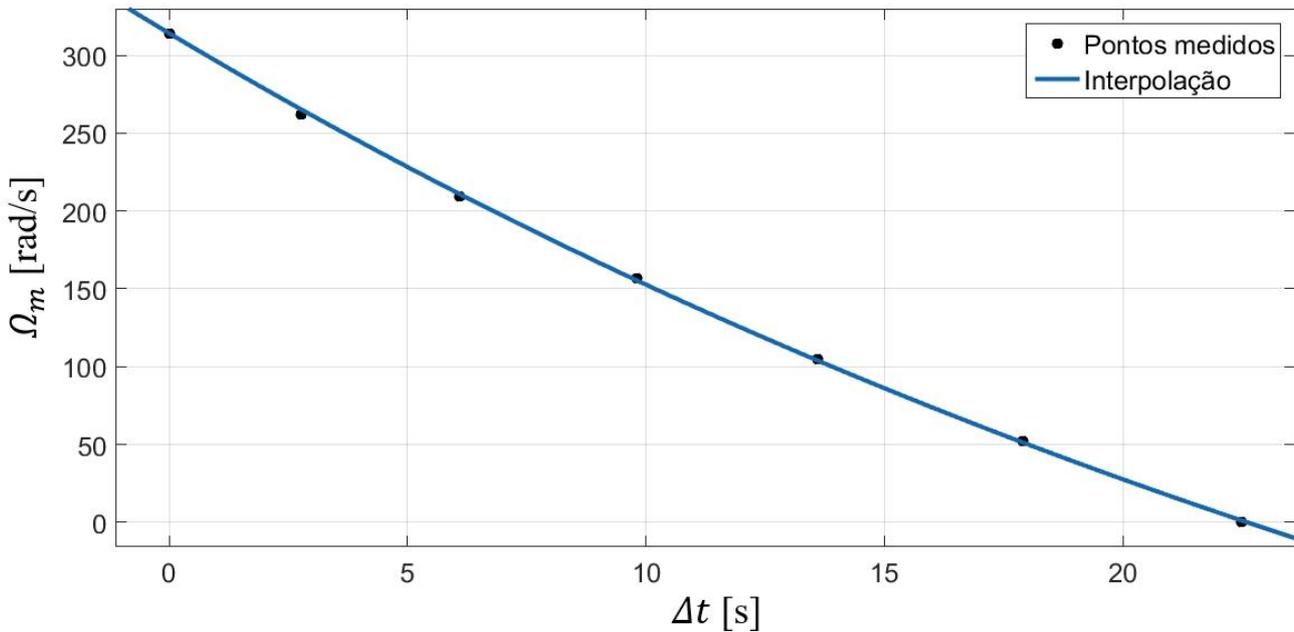


Figura 20: Tempo de paragem em função da velocidade

Estando o motor em vazio e sem produzir binário ($T_{em} = 0$) podemos substituir o binário de carga T_l , por T_r , que é o binário resistivo. Ficamos então com a equação:

$$-T_r = J \frac{d\Omega_m}{dt} + B_{atrito}\Omega_m \quad (3.10)$$

A solução para a equação diferencial 3.10 em ordem à velocidade angular mecânica é:

$$\Omega_m(t) = \left(\Omega_{m_inicial} \frac{T_r}{B_{atrito}} \right) e^{-\frac{B_{atrito} t}{J}} - \frac{T_r}{B_{atrito}} \quad (3.11)$$

Podemos substituir o momento de inércia J pelo valor fornecido no datasheet do fabricante, isto é $J = 0,02701 \text{ kg. m}^2$. Considerou-se o valor do fabricante pois o valor do momento de inércia é mais importante para o desenvolvimento do controlo do motor, o que não é o objetivo mais importante da presente dissertação. De seguida, fazendo uma interpolação da curva usando a ferramenta *cftool* do Matlab, foram obtidos os seguintes resultados:

- $T_r = 0,2769 \text{ Nm}$;
- $B_{atrito} = 0.0006926 \text{ N. m. s/rad}$;

3.4 Ventilação

Relativamente às perdas por ventilação, é necessário caracterizar o ventilador do motor. A potência de perdas por ventilação é dada por:

$$P_{vent} = C_{vent} \Omega_m^3 \quad (3.12)$$

onde C_{vent} é a constante característica que é necessário determinar. No sentido de determinar esta constante foi realizado um ensaio onde se mediu a potência absorvida pelo motor, P_{abs} em funcionamento a várias velocidades, com e sem ventilador. Estes dados estão registados na Tabela 2.

Tabela 2: Tabela de perdas por ventilação.

n [rpm]	P_{abs} [W] (com ventilador)	P_{abs} [W] (sem ventilador)	P_{vent} [W]
500	18,4	17,1	1,3
1000	41,5	38,8	2,7
1500	68	61,7	6,3
2000	104	87,3	16,7
2500	140	118	22
3000	194	156,3	37,7

Na Figura 21, estão representados graficamente os pontos medidos e a interpolação feita através da ferramenta *cftool* do Matlab:

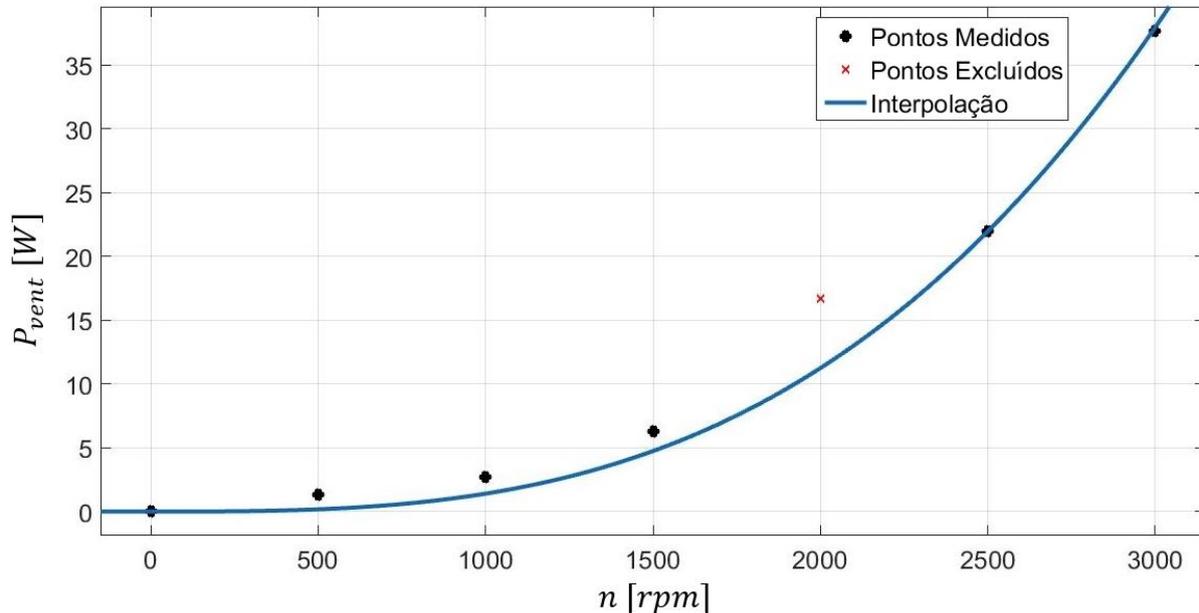


Figura 21: Gráfico representativo dos pontos medidos e da interpolação.

O ponto medido a 2000 rpm foi excluído na interpolação, pois na ausência deste, a curva obtida assemelha-se mais à curva expectável. Através da interpolação, foi obtido o valor de $C_{vent} = 1,406 \times 10^{-9}$. As perdas por efeito de Joule não foram consideradas porque a carga que o motor fornece é muito baixa e por isso a corrente que percorre os enrolamentos também é baixa, o que leva a perdas no cobre quase desprezáveis.

3.5 Perdas no ferro

Para determinar o valor da resistência de perdas no ferro foi realizado um ensaio em vazio. Este ensaio consistiu em ligar o motor, sem carga e medir a potência ativa consumida para varias velocidades. Foi então realizada a montagem de acordo com a Figura 22

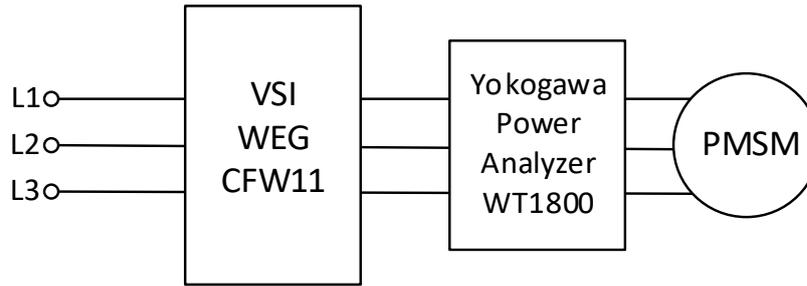


Figura 22: Esquema da montagem para o ensaio em vazio.

No ensaio em vazio, as perdas por efeito de Joule são desprezáveis pois a corrente absorvida é muito baixa. A potência lida pelo analisador de potência apenas engloba as perdas por atrito, perdas por ventilação, perdas adicionais e perdas no ferro. Através dos ensaios anteriores, é possível calcular as perdas por atrito e ventilação para cada velocidade. Temos então:

$$P_{Fe} + P_{adicionais} = P_{in} - P_{atrito} - P_{vent} \quad (3.13)$$

A Tabela 3 mostra os resultados obtidos no ensaio bem como as perdas do ferro e perdas adicionais calculadas.

Tabela 3: Resultados obtidos no ensaio em vazio.

Ω_m [rpm]	P_{in} [W]	P_{vent} [W]	P_{atrito} [W]	$P_{Fe} + P_{adicionais}$ [W]
500	37,2	0,76	1,9	34,54
1000	73,4	1,4	7,6	64,4
1500	120,7	4,74	17,09	98,87
2000	176,3	11,25	30,38	134,67
2300	222,3	17,1	40,17	165,03
2500	259	21,97	47,47	189,56
2700	283,1	27,67	55,36	200,07
3000	332,7	37,95	68,35	226,4

3.6 Determinação de Ψ_{PM}

É fundamental fazer-se uma medição correta do fluxo encadeado criado pelos ímanes permanentes, Ψ_{PM} , pois esta variável entra na equação de binário como descrito na equação 2.17, e tem uma grande influência no binário desenvolvido pelo motor. Para isto, foi realizado um ensaio em que o motor testado estava acoplado a uma máquina auxiliar que impôs uma velocidade angular de rotação fixa, como demonstrado na Figura 23.

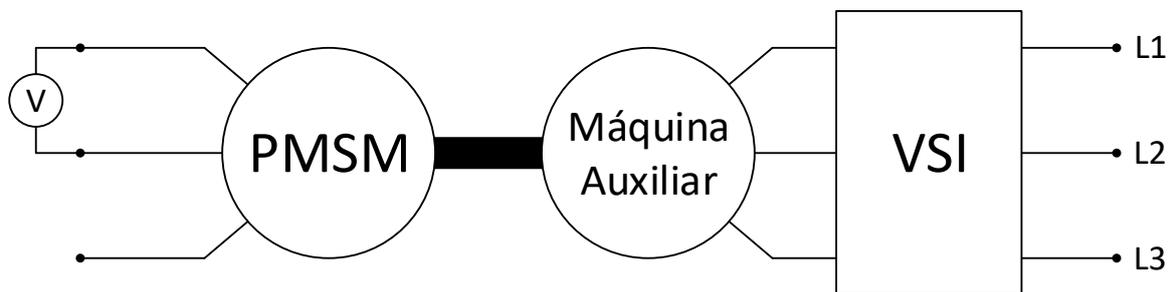


Figura 23: Esquema da montagem para a determinação de Ψ_{PM} .

Foi então medida a tensão criada aos terminais do motor para cada velocidade. O fluxo encadeado é calculado segundo [16]:

$$\Psi_{PM} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_s}{\omega_e} \quad (3.14)$$

onde V_s é a tensão composta medida aos terminais do motor e ω_e é a velocidade angular elétrica do rotor, ou seja, $p\omega_m$. Foi então determinado que $\Psi_{PM} = 0,3068$ Wb.

4. Ensaaios e Simulações

Neste capítulo serão abordados os ensaios em carga feitos com o motor, de forma a obter o valor do rendimento em vários pontos de carga e velocidade. Estes valores servirão para depois serem comparados com os valores de rendimento, para os mesmos pontos de funcionamento das simulações. As simulações incluem os parâmetros determinados no capítulo anterior.

4.1 Ensaaios em carga

Para realizar os ensaios procedeu-se à montagem da Figura 24.

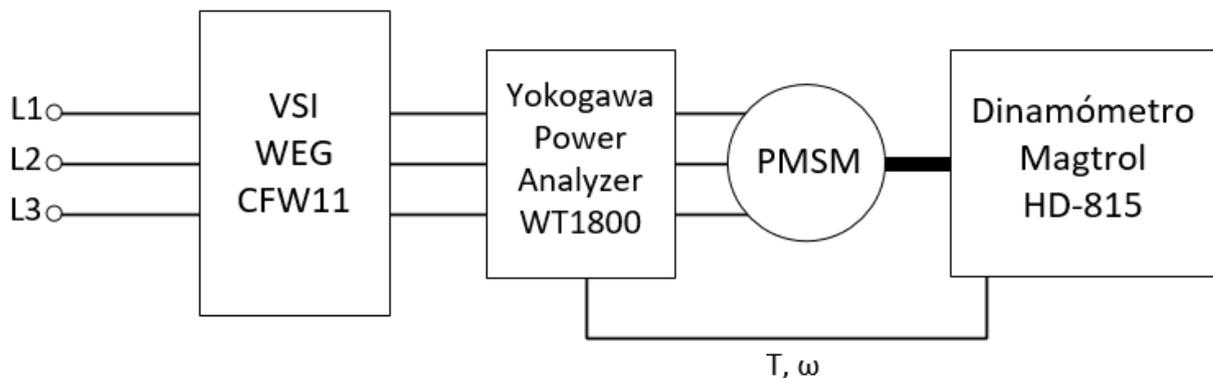


Figura 24: Esquema da montagem experimental para os ensaios em carga.

O inversor que alimenta o motor está ligado à rede elétrica e as suas saídas passam pelo analisador de potência Yokogawa WT1800 que regista as correntes e tensões de alimentação do motor, bem como a velocidade angular mecânica do rotor e o binário desenvolvido pelo motor. É utilizado um travão histerético Magtrol HD-815 como carga que é possível ajustar em função dos diferentes pontos de funcionamento. Este travão é arrefecido por uma bomba de ar exterior ao sistema, uma vez que a energia fornecida pelo motor é dissipada no seu interior. A temperatura do

motor era monitorizada através de um sensor de temperatura PT100 fixo à carcaça, ligado a um computador em ambiente *Labview* através de uma placa de aquisição de dados.

Antes de se realizarem os ensaios, foi necessário parametrizar o inversor. Alguns dados do motor expressos na chapa de características foram introduzidos através da consola do inversor e foi depois feito o auto-ajuste que determina outros parâmetros necessários para o sistema de controlo. Quanto ao tipo de controlo foi usado o controlo *PM sensorless* aconselhado pelo fabricante para IPMSMs que não necessita de um encoder pois a velocidade angular mecânica do rotor é estimada pelo controlador.

Para cada ponto de funcionamento testado, colocou-se o motor a rodar à velocidade pretendida através da consola do inversor. De seguida aumentou-se a carga até ao valor pretendido por meio da fonte de corrente. Foi necessário ir ajustando o valor deste, pois, devido ao aumento da temperatura do dinamómetro, não se mantém constante. Depois do motor atingir o equilíbrio térmico tiraram-se os valores da potência de entrada do motor, bem como do binário desenvolvido e da velocidade angular mecânica. O rendimento foi depois calculado através de:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{T \left(\frac{\Omega_m \times 2\pi}{60} \right)}{P_{in}} \times 100\% \quad (4.1)$$

sendo que T é o binário fornecido à carga, Ω_m é a velocidade angular mecânica do rotor e P_{in} e P_{out} são a potência de entrada e de saída do motor respetivamente. Foram obtidos os dados apresentados na Tabela 4 e Figura 25.

Tabela 4: Dados obtidos nos ensaios experimentais.

T^* [%]	Ω_m^* [%]	T [Nm]	Ω_m [rpm]	P_m [W]	P_{in} [W]	η [%]
100	100	23,85	3000	7492,70	8216,3	91,19
100	90	23,88	2700	6751,91	7417,2	91,03
100	75	23,93	2250	5638,37	6220	90,65
100	50	23,84	1500	3744,78	4012,7	93,32
100	25	23,96	750	1881,81	2084,1	90,29
75	100	17,93	3000	5632,88	6127,5	91,93
75	90	17,94	2700	5072,42	5470,5	92,72
75	75	17,84	2250	4203,45	4457,6	94,30
75	50	18,28	1500	2871,42	3031,7	94,71
50	100	11,86	3000	3725,93	3961,9	94,04
50	90	12,03	2700	3401,40	3610,3	94,21
50	75	12,1	2250	2851,00	2997,8	95,10
50	50	12,05	1500	1892,81	1977,3	95,73
25	100	5,92	3000	1859,82	2144,3	86,73
25	90	6,05	2700	1710,60	1961,1	87,23
25	75	6,06	2250	1427,85	1594,1	89,57
25	50	5,99	1500	940,91	1031,7	91,20

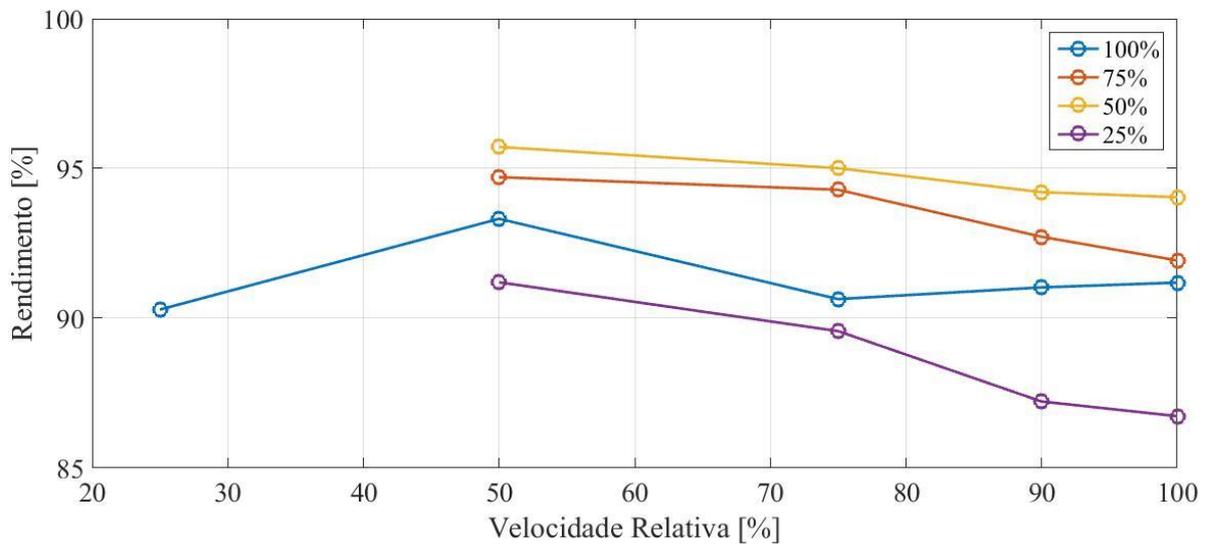


Figura 25: Representação gráfica do rendimento em função da velocidade para os vários níveis de carga.

4.2 Simulações em ambiente Simulink

Como referido anteriormente, um dos objetivos desta dissertação é conceber um modelo em ambiente *Matlab/Simulink*, que se aproxime ao máximo do motor testado, em termos de desempenho em regime permanente, de maneira a ser possível identificar e quantificar as perdas.

4.2.1 Modelo do PMSM

O modelo obedece às equações que regem o funcionamento do PMSM abordadas no capítulo 2. É composto por vários blocos, tal como demonstrado na Figura 26, que calculam diversas grandezas tendo em conta os parâmetros determinados anteriormente. São estes:

- Blocos de transformação *abc* para *dq0* e vice-versa;
- Bloco para o cálculo do binário desenvolvido;
- Bloco para o cálculo da velocidade segundo a equação de movimento;
- Bloco para o cálculo da resistência dos enrolamentos do estator em função da temperatura de funcionamento do motor;
- Bloco para o cálculo das indutâncias síncronas em função das correntes em eixos *d* e *q*;
- Bloco para o cálculo das correntes;
- Bloco para o cálculo das perdas e rendimentos.

Para além do bloco do motor, o modelo é constituído pela alimentação do motor e pela eletrónica de potência que aplica vetores de tensão ao motor de acordo com os impulsos recebidos pelo sistema de controlo.

A alimentação é constituída por três fontes de tensão de 230 V_{rms}, 50 Hz, desfasadas de 120° de modo a replicar a rede energética nacional.

O inversor é constituído por uma ponte trifásica controlada constituída por 6 IGBTs, 2 por fase, acoplada a uma ponte retificadora de díodos, através de um barramento DC constituído por um condensador de grande capacidade. Esta ponte retificadora está por sua vez ligada à alimentação.

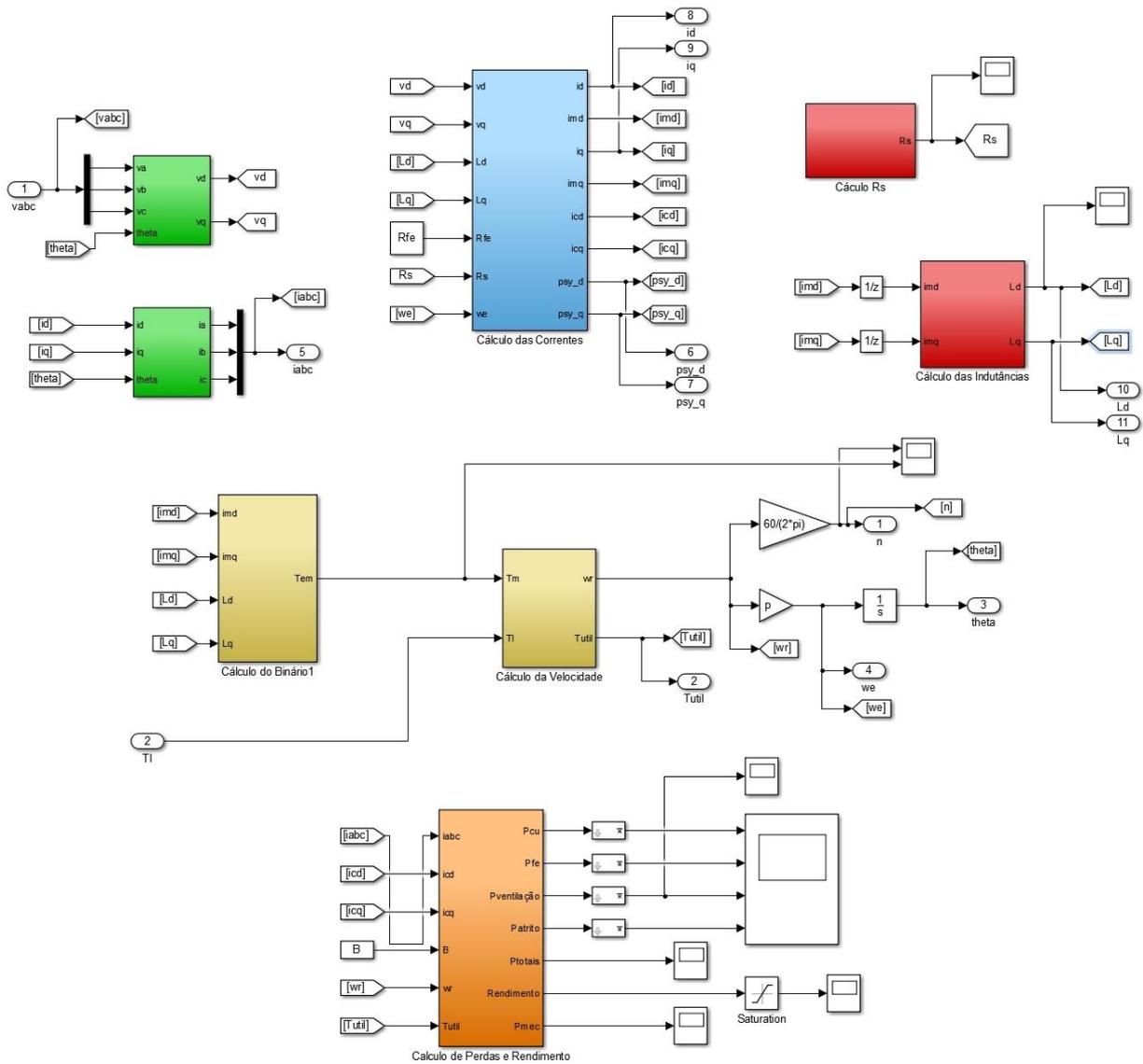


Figura 26: Modelo em ambiente Matlab/Simulink do PMSM.

4.2.2 Controle

Embora esta dissertação aborde sobretudo os aspectos técnicos do motor, é também preciso ter em conta o papel desempenhado pelo sistema de controlo no que diz respeito ao rendimento do motor. O controlo do modelo adota uma estratégia de Maximum Torque per Ampere (MTPA) que, face ao limite de corrente suportado pelo motor, maximiza o binário desenvolvido. Em função das indutâncias síncronas do motor, o bloco do controlo responsável pelo MTPA calcula a melhor relação entre as correntes i_d e i_q para tirar a máxima vantagem das componentes de excitação e de relutância do binário. Maximizando o binário desenvolvido por unidade de corrente, consegue-se uma redução das perdas por efeito de Joule nos enrolamentos do estator, resultando num maior rendimento total do sistema [28] [29]. Na Figura 27 está esquematizado o controlo implementado no modelo computacional. A relação entre as correntes i_d e i_q é calculada segundo [28]:

$$i_d = \frac{\Psi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Psi_a^2}{4(L_q - L_d)} + i_q^2} \quad (4.2)$$

sendo que,

$$\Psi_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_f \quad (4.3)$$

Foi implementado o controlo esquematizado na seguinte figura:

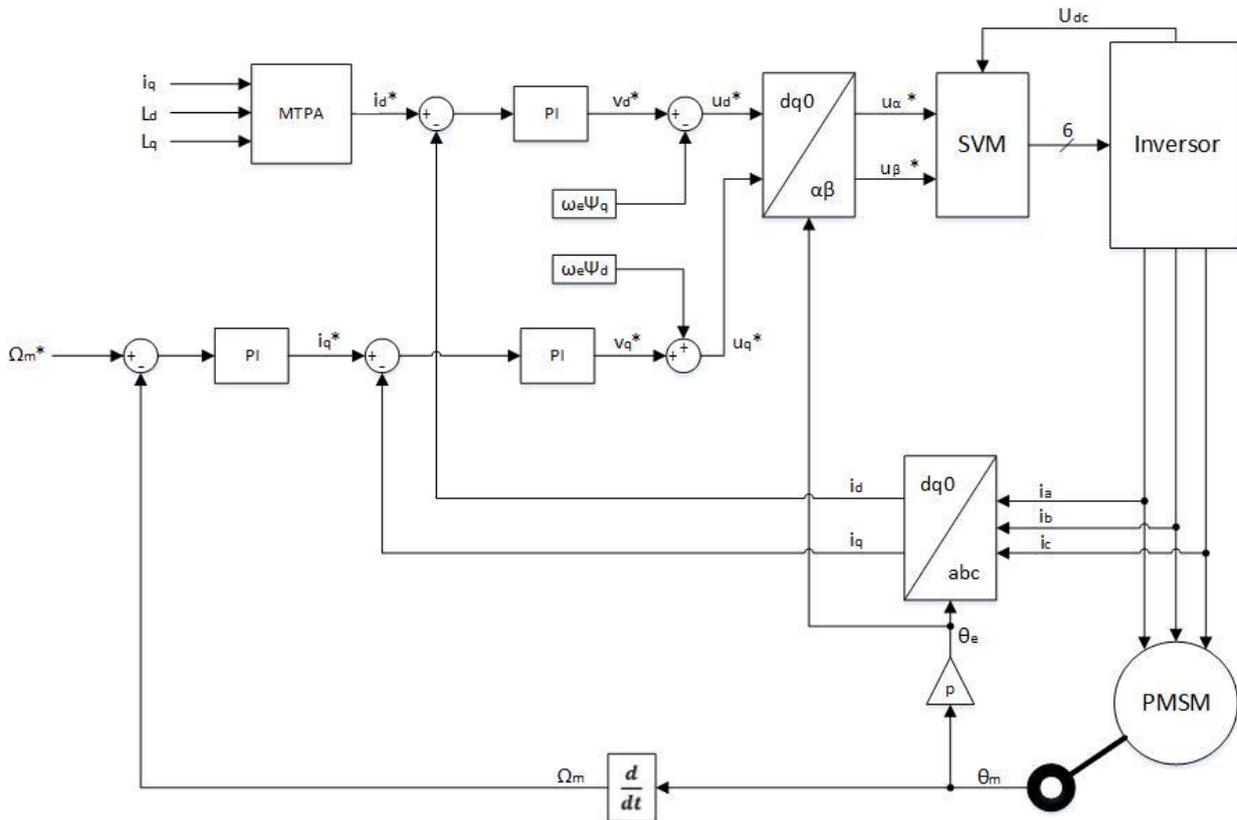


Figura 27: Esquema do controlo implementado no modelo computacional.

4.2.3 Resultados e desagregação de perdas

Para acabar de implementar o modelo do PMSM é necessário desagregar as perdas no ferro e as perdas adicionais. Este processo foi feito por tentativa-e-erro alterando o valor da resistência no ferro do modelo por forma a aproximar ao máximo o rendimento do modelo ao rendimento do motor testado. Sabe-se do capítulo 2 que as perdas adicionais estão compreendidas entre 3-5% da potência de saída do motor, no entanto, desprezando-se as perdas adicionais, verificou-se que o rendimento do modelo se aproxima bastante aos valores do rendimento fornecido pelo fabricante. Na Tabela 5 estão representados os valores obtidos nas simulações com uma resistência de perdas no ferro, $R_{Fe} = 620 \Omega$.

Na figura 28 está representado um mapa do rendimento do motor nas simulações em função do binário e da velocidade. Pode verificar-se que o rendimento aumenta à medida que aumenta a carga e/ou a velocidade culminando num rendimento máximo em regime de carga e velocidade nominais.

Na Figura 29 pode observar-se a desagregação das perdas nas simulações em função da variação do binário desenvolvido pelo motor para diferentes velocidades. Observa-se que as perdas por ventilação e por atrito são constantes, variando apenas com a variação da velocidade de rotação do rotor. As perdas no ferro aumentam ligeiramente à medida que aumenta a carga, no entanto variam bastante menos que as perdas no cobre que são quase nulas em regimes de carga baixos, e consideráveis em regimes de carga mais altos.

Tabela 5: Resultados das simulações para $R_{Fe} = 620 \Omega$.

Ω_m [%]	T_m [%]	P_m [W]	P_{Cu} [W]	P_{atrito} [W]	P_{vent} [W]	P_{totais} [W]	η [%]
100	25	220	9,45	68,35	37,96	338,5	84,7
100	50	235,3	31,41	68,35	37,96	373,7	90,8
100	75	267,1	69,46	68,35	37,96	442,8	92,7
100	100	299,1	102,4	68,35	37,96	507,7	94,1
90	25	200,7	9,36	55,36	27,67	290,3	84,47
90	50	212,1	30,1	55,36	27,67	327,2	91,21
90	75	227,7	63,27	55,36	27,67	372,9	93,15
90	100	243,6	104,1	55,36	27,67	430,4	94
75	25	167,4	8,59	38,46	16,1	231,8	85,65
75	50	176,7	30,17	38,46	16,1	260,2	91,45
75	75	189,5	62,36	38,46	16,1	309,4	93,2
75	100	205,6	102,6	38,46	16,1	360,4	94
50	25	111,6	8,26	17,09	4,74	142,7	86,5
50	50	119	29,09	17,09	4,74	170,2	91,6
50	75	129	60,62	17,09	4,74	211,7	93
50	100	137,2	100,3	17,09	4,74	259,9	93,55
25	25	58,6	7,7	4,27	0,59	71,76	86,3
25	100	72,87	98,3	4,27	0,59	176,3	91,3

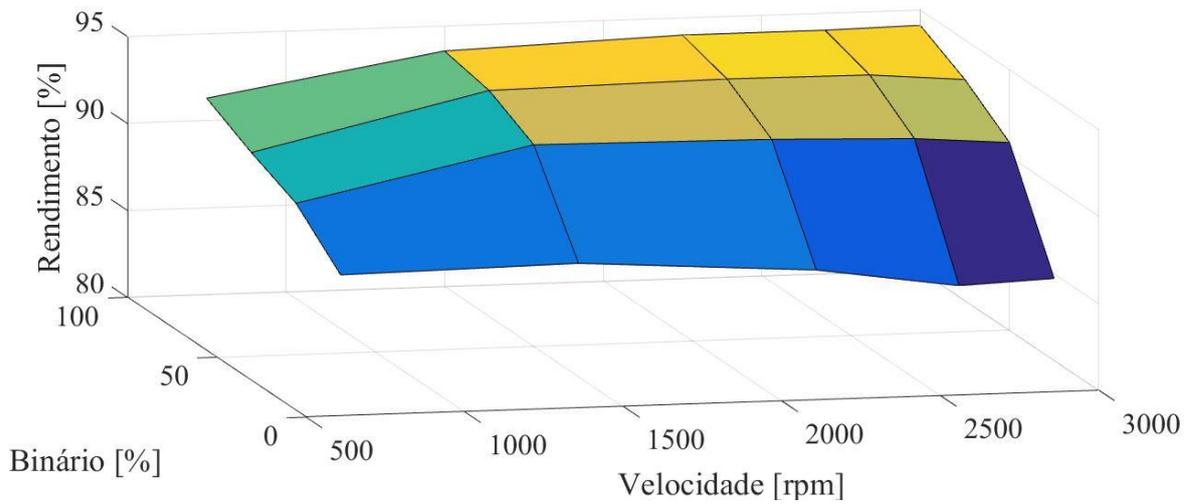


Figura 28: Mapa do rendimento em função da velocidade e do binário.

O aumento da temperatura não foi tido em conta nas simulações. No entanto, o aumento de temperatura com o aumento da carga influencia as perdas. Foi considerada uma resistência de perdas por efeito de Joule $R_s = 0,25 \Omega$ para uma temperatura igual a 25°C . Aumentando a temperatura para 130°C , que é a temperatura máxima de funcionamento para um motor de Classe térmica B no seu ponto mais quente (testa das bobinas), pela equação 2.23, obtemos $R_s = 0,351 \Omega$.

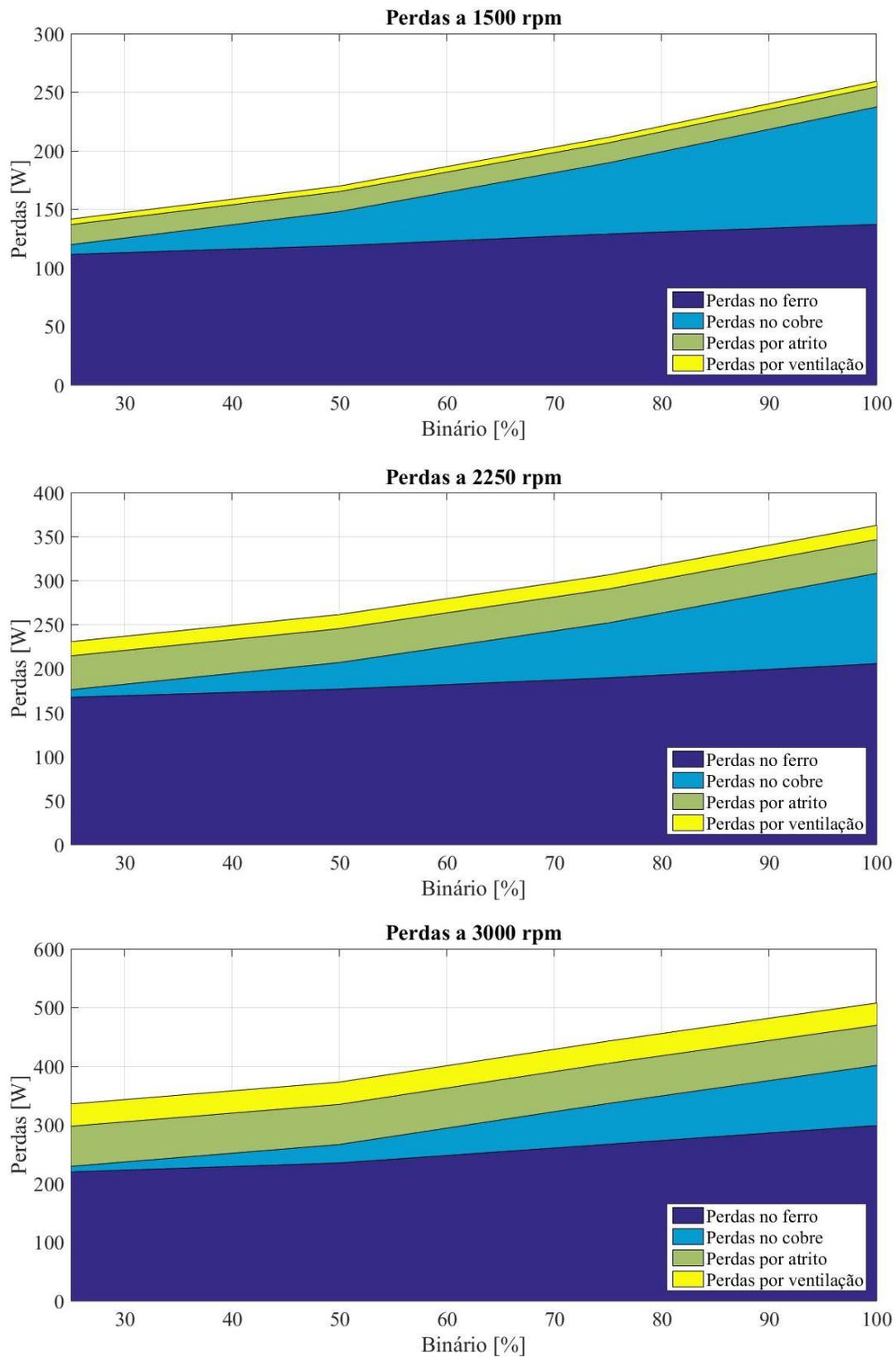


Figura 29: Desagregação das perdas para diferentes velocidades.

5. Análise de resultados

Na Figura 30 faz-se uma comparação entre os resultados obtidos experimentalmente (à velocidade nominal, 3000 rpm), os resultados obtidos nas simulações (desprezando as perdas adicionais) e os dados obtidos fornecidos pelo fabricante do motor testado.

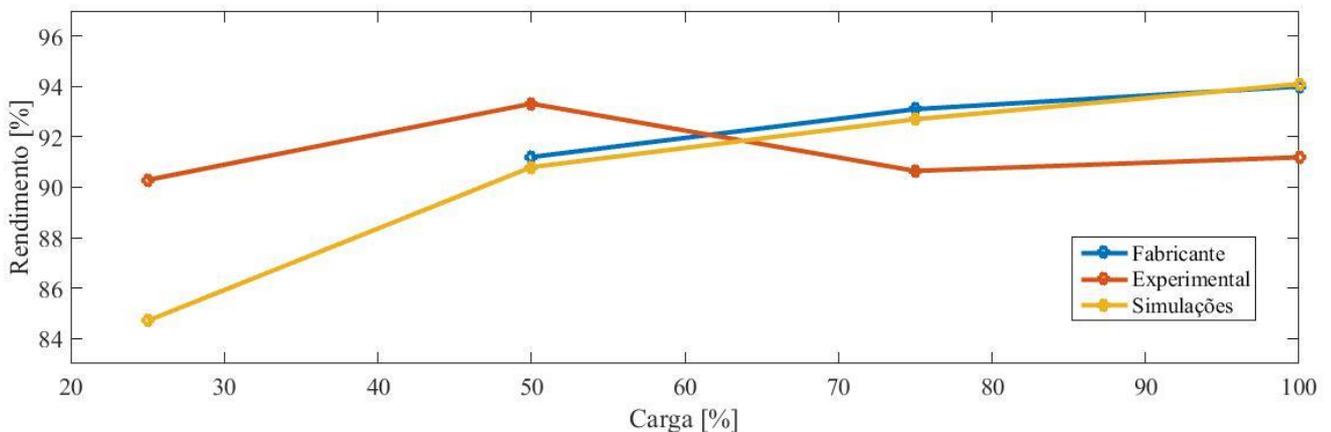


Figura 30: Comparação dos dados obtidos à velocidade nominal.

Pela Figura 31, comparando a corrente absorvida pelo motor obtida experimentalmente e nas simulações, regista-se alguma diferença à medida que aumenta o regime de carga. Esta diferença pode ser consequência do rendimento mais baixo registado experimentalmente.

Pode-se concluir que os resultados obtidos nas simulações seguem de perto os dados fornecidos pelo fabricante. No entanto, experimentalmente o rendimento diminui com o aumento da carga, ao contrário do que seria expectável. Isto verifica-se não só para a velocidade nominal, mas também para as outras velocidades testadas como se pode observar na figura 32.

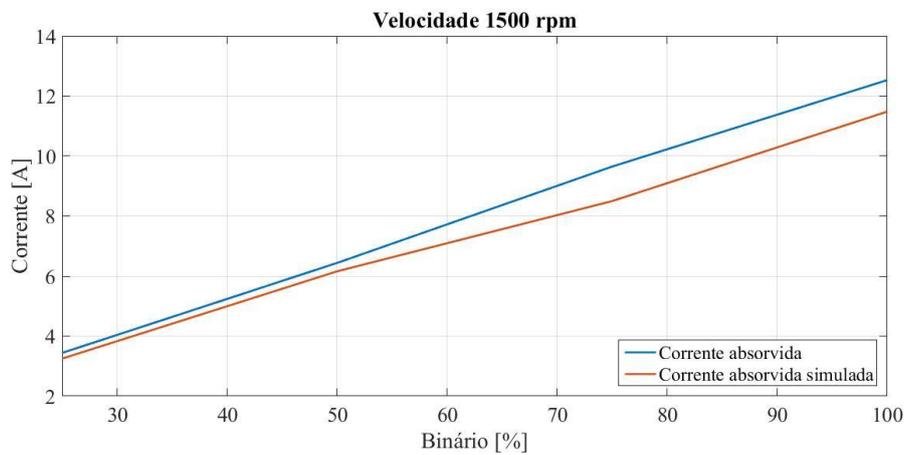
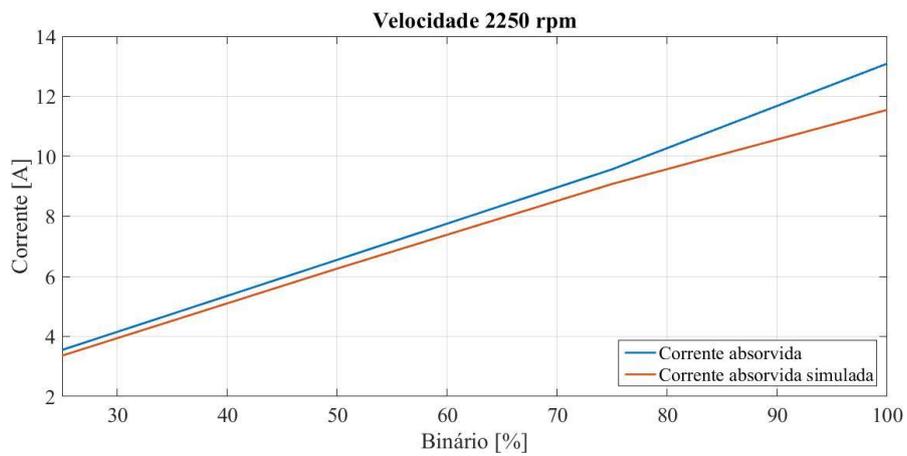
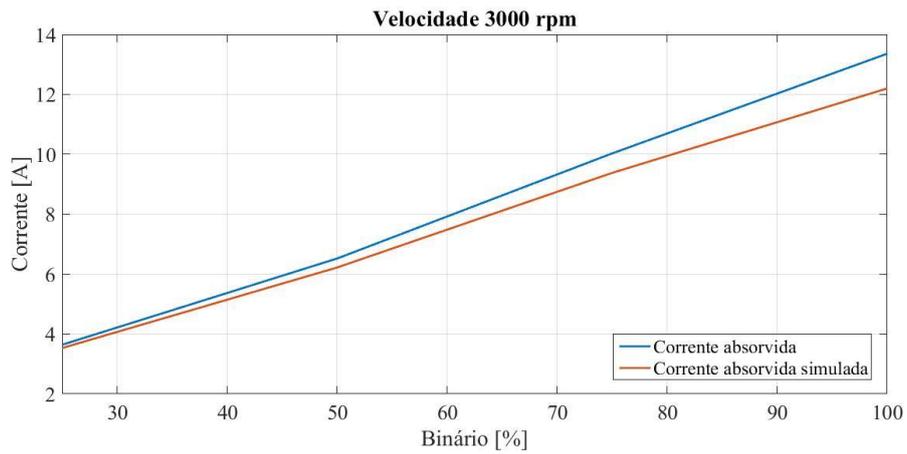


Figura 31: Comparação entre correntes absorvidas experimentalmente e nas simulações em função do binário para várias velocidades.

A partir dos dados obtidos experimentalmente, é possível concluir-se que nos ensaios em carga houve uma fonte de perdas adicionais que reduziu o rendimento total do motor. Segundo as simulações, o rendimento deveria manter-se aproximadamente constante para a mesma carga, independentemente da velocidade angular de rotação do rotor. Isto indica que as perdas adicionais aumentam com a velocidade. Estas também aumentam para níveis de carga mais elevados, nomeadamente a partir de 50% da carga nominal, como se pode observar pelos dados experimentais. Nas figuras 32 e 33, estão representados os dados obtidos para o motor testado nesta dissertação e os dados obtidos nos ensaios a um motor do fabricante Hitachi de ímanes permanentes, também ele de classe IE5, de 11 kW e de fluxo axial. É visível na comparação dos rendimentos de ambos os motores que poderão existir perdas adicionais no motor WEG que diminuem o rendimento.

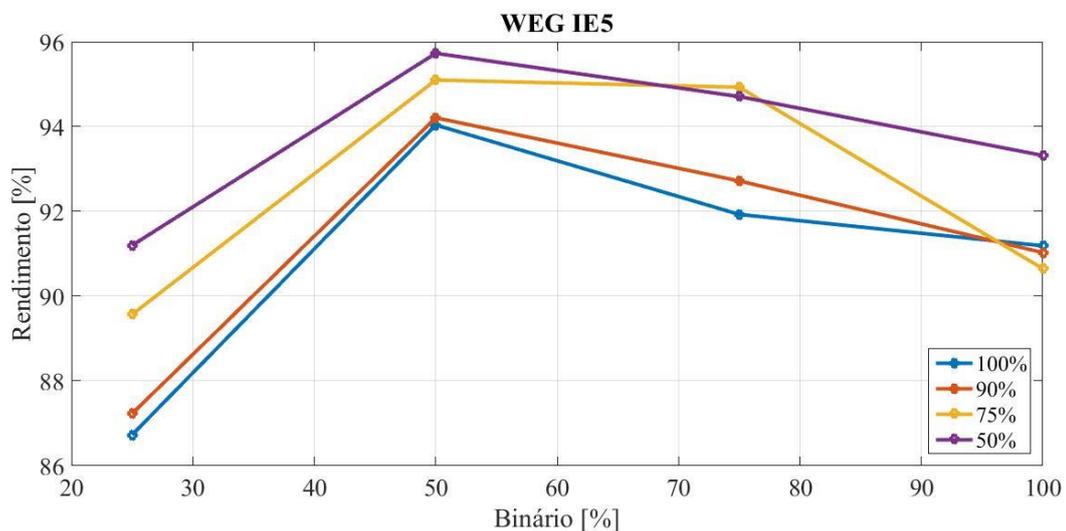


Figura 32: Rendimento do motor WEG IE5 testado em função do binário desenvolvido para várias velocidades.

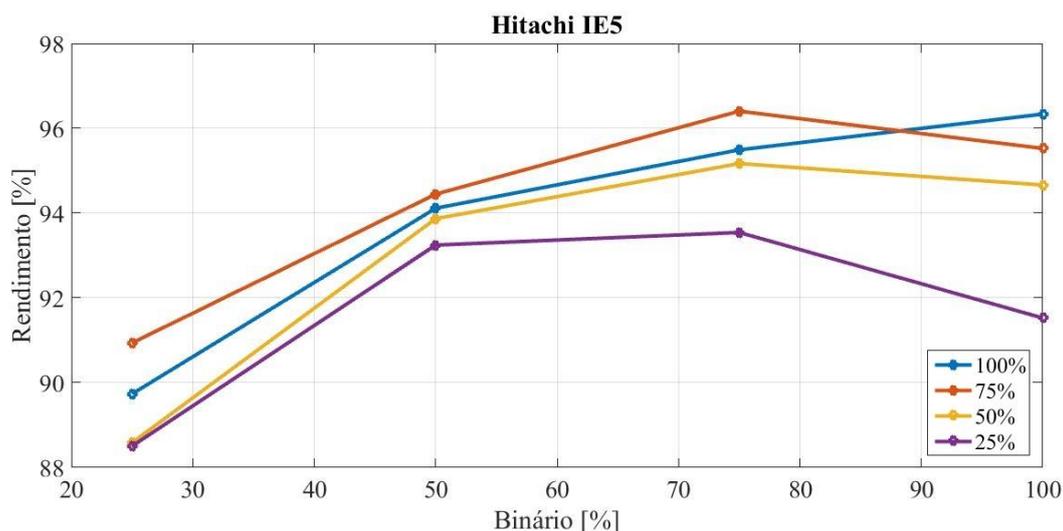


Figura 33: Rendimento do motor Hitachi IE5 em função do binário desenvolvido para várias velocidades.

Durante os ensaios verificou-se que havia um aumento da temperatura no acoplamento entre o motor e o dinamómetro. Isto significa que o motor e o travão poderiam não estar devidamente alinhados, o que levou ao aumento das perdas devido à energia dissipada por atrito no acoplamento. Uma outra fonte de perdas poderá ser o *ripple* presente na onda de binário desenvolvido. Foi possível observar-se este *ripple* durante os ensaios através da plataforma informática fornecida pela WEG, que permite monitorizar várias grandezas do motor em tempo real. Na Figura 34 é possível observar-se um exemplo de uma onda de binário estimada pelo variador CFW11, obtida durante os testes preliminares feitos à montagem usada na realização dos ensaios em carga. Estas duas observações poderão estar na origem de um rendimento inferior ao que seria espectável para um motor inserido na classe de rendimento IE5. No entanto, poderão existir mais causas originadoras de perdas, sobretudo para velocidades e cargas mais elevadas.

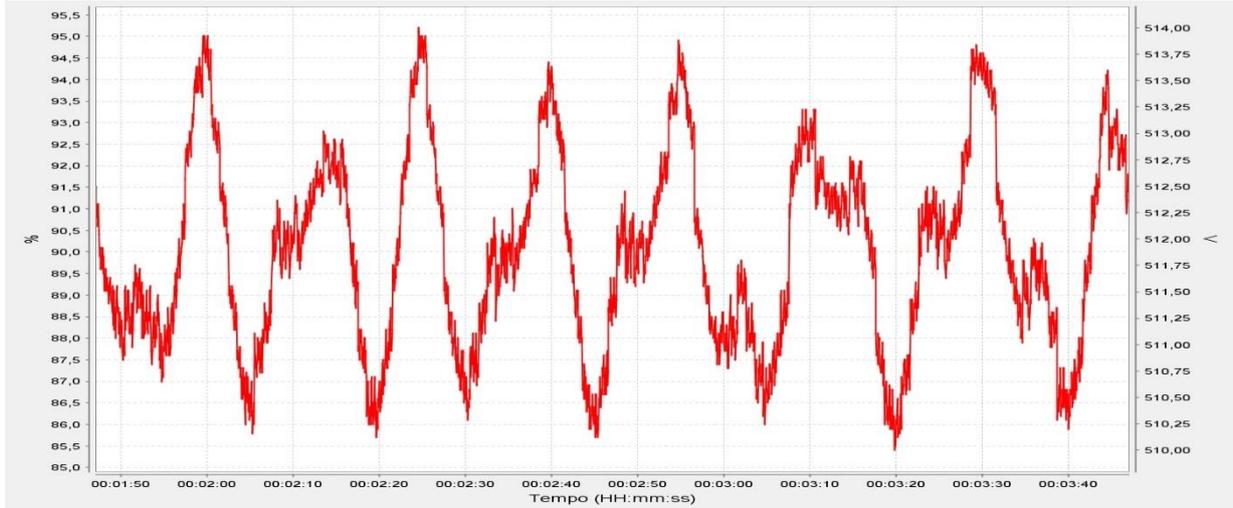


Figura 34: Onda de binário desenvolvido, estimado pelo variador CFW11.

6. Conclusões e trabalho futuro

O trabalho realizado nesta dissertação incidiu principalmente no ensaio de um motor de classe IE5 e na subsequente criação de um modelo em ambiente *Matlab/Simulink* que simule o funcionamento do motor testado, sobretudo no que diz respeito ao rendimento em regime permanente.

Os IPMSMs apresentam várias características que atraem as atenções para este tipo de máquina, nomeadamente o seu alto rendimento devido à sua configuração que permite simultaneamente a criação de binário de excitação e binário de relutância [15]. Este ponto leva a que o motor apresente de início um rendimento elevado.

Para criar este modelo foi necessário realizar vários ensaios de forma a serem determinados respetivos parâmetros. Foi primeiro realizado um ensaio por forma a determinar o tipo de ligação do motor e a resistência dos enrolamentos estatóricos. Pela comparação com a resistência estatórica de outros motores, conclui-se que a resistência do motor testado é bastante mais baixa. Isto é um aspeto fundamental para o alto rendimento que o motor apresenta, pois, as perdas por efeito de Joule são bastante reduzidas. De seguida, foi realizado um ensaio para se determinarem as indutâncias síncronas em função da corrente. Devido à inacessibilidade ao neutro da ligação do motor, não foi tido em conta o efeito de saturação cruzada presente no material ferromagnético. No entanto, foi possível, mesmo assim, incorporar no modelo computacional o efeito da saturação causada pela corrente no valor de L_d e L_q . Futuramente, sugere-se que este ensaio seja realizado por forma a incluir o fenómeno de saturação cruzada no modelo computacional e assim se obter uma caracterização mais rigorosa. Foram também realizados ensaios para determinar o coeficiente de atrito e para caracterizar o ventilador do motor. Conseguiu-se assim incorporar estas perdas mecânicas no modelo implementado. Para determinar as perdas no ferro e as perdas adicionais foi realizado um ensaio em vazio, onde foi possível quantificá-las, e posteriormente desagregá-las de maneira a obter-se o valor da resistência R_{Fe} . Pode concluir-se que o ensaio em vazio não é o mais adequado para determinar as perdas adicionais visto estas dependerem da potência de entrada do motor. Por último, foi realizado um ensaio em que o motor testado foi acoplado a uma máquina auxiliar que impôs uma velocidade angular de rotação fixa ao motor, foi depois medida a tensão aos terminais do motor e calculado o valor do fluxo encadeado criado pelos ímanes permanentes.

Com todos os parâmetros da máquina definidos, foi então possível implementar o modelo computacional.

A implementação do modelo computacional regeu-se pelas equações de funcionamento, definidas no capítulo 2. Devido à complexidade do controlo do motor implementado pelo fabricante, optou-se por implementar um controlo mais básico adotando a estratégia de MTPA que, no entanto, mostrou resultados satisfatórios. O modelo concebido é constituído por vários blocos, cada um responsável pelo cálculo de uma determinada grandeza ou parâmetro do motor, em função das condições criadas. O modelo inclui todos os tipos de perdas propostas nesta dissertação e consegue representar razoavelmente bem o funcionamento de um motor real.

Relativamente aos ensaios experimentais em carga, o rendimento para pontos de carga mais elevados, ficou aquém do esperado. O alinhamento não muito preciso e possíveis problemas com a carga poderão ter sido influenciadores. Foi, no entanto, possível demonstrar para velocidades e níveis de carga intermédios que o motor cumpre com os requisitos impostos pela classe de rendimento IE5 imposta pela norma 60034-30-2:2016. Outra possível causa de erro poderá ser a desconsideração da temperatura de funcionamento do motor. Futuramente, sugere-se integrar no modelo computacional um modelo de temperatura que tenha em conta a temperatura de funcionamento do motor em função da carga e a respetiva variação da resistência dos enrolamentos estatóricos. Também se sugere incluir, através de *lookup tables* ou de forma analítica, a variação da resistência de perdas no ferro do motor em função da saturação e da frequência, $R_{Fe}(B, f)$.

Referências Bibliográficas

- [1] 2017. [Online]. Available: <http://www.iea.org/>.
- [2] “ABB Website,” ABB, [Online]. Available: <http://new.abb.com/energy-efficiency>.
- [3] J. F. G. a. M. Wing, “Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications, Second Edition,” New York, Basel, Marcel Dekker, Inc, 2002.
- [4] D. P. K. a. I. J. Nagrath, em *Electric Machines, Fourth Edition*, New Delhi, Tata McGraw Hill Education Private Limited, 2010.
- [5] WEG, “[www.weg.net](http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-regulamentacoes-globais-de-eficiencia-para-motores-eletricos-de-baixa-tensao-50065222-catalogo-portugues-br.pdf),” [Online]. Available: <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-regulamentacoes-globais-de-eficiencia-para-motores-eletricos-de-baixa-tensao-50065222-catalogo-portugues-br.pdf>. [Acedido em 2017].
- [6] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals - 5th Ed*, McGraw-Hill, 2011.
- [7] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, CRC Press, 2010.
- [8] D. E. J. L. R. S. S. R. a. J. P. Ilya Petrov, “Hysteresis Losses in Different Types of Permanent Magnets Used in PMSMs,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Março 2017.
- [9] H. W. F. S. a. C. Rudowicz, “Physics behind the magnetic hysteresis loop. A survey of misconceptions in magnetism literature,” *Journal of Magnetism and Magnetic Material*, 2003.
- [10] J. O. Estima, “Development and Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor,” Universidade de Coimbra, Coimbra, 2012.

- [11] J.-J. L. S.-O. K. a. J.-P. H. Jae-Woo Jung, "Equivalent Circuit Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Magnetic Saturation," *World Electric Vehicle Journal*, vol. Vol. 3, 2009.
- [12] C. L. G. F. V. L. a. N. C. K. A. Balamurali, "Online Multi-Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Motors in EV Application Considering Iron Losses".
- [13] A. D. a. M. D. Jan Richter, "Iron Loss and Parameter Measurement of".
- [14] M. Kondo, "Parameter Measurements for Permanent Magnet Synchronous Machines," *Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2007.
- [15] G. B. K. a. T. W. N. Thomas M. Jahns, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vols. 1 de 21A-22, 1986.
- [16] D. Y. Ohm, "Dynamic Model of PM Synchronous Motors".
- [17] D. C. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, 2nd Edition, Lebanon, Ohio: Magna Physics Publishing, 2006.
- [18] K. Dabala, "Analysis of mechanical losses in three-phase squirrel-cage induction motors".
- [19] D. Z. Y. X. B. Z. Jibin Zou, "An Inductance Testing Method for Multi-unit PMSM without any Auxiliary Equipment," *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2014.
- [20] R. Branco, "Modelação e simulação de motores síncronos de relutância," Universidade de Coimbra, Coimbra, 2015.
- [21] T. A. Shu Yamamoto, "Determination of Direct and Quadrature Axis Inductances of Synchronous Reluctance Motors with Allowance for Cross-Saturation," *Electrical Engineering in Japan*, 2004.
- [22] J. M. P. A. Kiltbau, "Parameter-Measurement and Control of the Synchronous Reluctance Motor," University of Siegen, Siegen, Germany, 2001.

- [23] D. Z. Y. X. B. Z. Jibin Zou, “An Inductance Testing Method for Multi-unit PMSM without any Auxiliary Equipment,” em *17th International Conference on Electrical Machines and Systems*, Hangzhou, China, 2014.
- [24] K. M. Rahman, “Identification of Machine Parameters of a Synchronous Motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005.
- [25] R. E. B. Milutin G. Jovanovic, “Off-line testing of reluctance machines,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1999.
- [26] V. Bobek, “PMSM Electrical Parameters,” NXP Freescale.
- [27] C. E. G. Martins, *Motores Síncronos de Relutância com Barreiras de Fluxo e Partida Assíncrona*, Florianópolis, Brasil: Dissertação de Mestrado, Universidade de Santa Catarina, 2003.
- [28] M. S. a. Y. T. Shigeo Morimoto, “Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, July/August 1994.
- [29] A. Ahmed, “Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control for Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System,” University of Akron, Akron, Ohio, EUA, 2013.

Anexo A – Datasheet do motor testado

		No.: <hr/> Date: 27-FEB-2017																																																				
DATA SHEET Three-phase induction motor - Squirrel cage rotor																																																						
Customer : Product line : W22 Magnet IE5 Ultra Premium																																																						
<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr><td style="width: 30%;">Frame</td><td>: 132S</td></tr> <tr><td>Output</td><td>: 7.5 kW</td></tr> <tr><td>Frequency</td><td>: 150 Hz</td></tr> <tr><td>Poles</td><td>: 6</td></tr> <tr><td>Full load speed</td><td>: 3000 rpm</td></tr> <tr><td>Slip</td><td>: 0.00 %</td></tr> <tr><td>Voltage</td><td>: 400/690 V</td></tr> <tr><td>Rated current</td><td>: 12.7/17.36 A</td></tr> <tr><td>Locked rotor current</td><td>: ---</td></tr> <tr><td>Locked rotor current (I_L/I_n)</td><td>: ---</td></tr> <tr><td>No-load current</td><td>: ---</td></tr> <tr><td>Full load torque</td><td>: 23.9 Nm</td></tr> <tr><td>Locked rotor torque</td><td>: ---</td></tr> <tr><td>Breakdown torque</td><td>: 0 %</td></tr> <tr><td>Design</td><td>: ---</td></tr> <tr><td>Insulation class</td><td>: F</td></tr> <tr><td>Temperature rise</td><td>: 80 K</td></tr> <tr><td>Locked rotor time</td><td>: ---</td></tr> <tr><td>Service factor</td><td>: 1.00</td></tr> <tr><td>Duty cycle</td><td>: S1</td></tr> <tr><td>Ambient temperature</td><td>: -20°C - +40°C</td></tr> <tr><td>Altitude</td><td>: 1000 m</td></tr> <tr><td>Degree of Protection</td><td>: IP55</td></tr> <tr><td>Approximate weight</td><td>: 52 kg</td></tr> <tr><td>Moment of inertia</td><td>: 0.02701 kgm²</td></tr> <tr><td>Noise level</td><td>: ---</td></tr> </table>			Frame	: 132S	Output	: 7.5 kW	Frequency	: 150 Hz	Poles	: 6	Full load speed	: 3000 rpm	Slip	: 0.00 %	Voltage	: 400/690 V	Rated current	: 12.7/17.36 A	Locked rotor current	: ---	Locked rotor current (I _L /I _n)	: ---	No-load current	: ---	Full load torque	: 23.9 Nm	Locked rotor torque	: ---	Breakdown torque	: 0 %	Design	: ---	Insulation class	: F	Temperature rise	: 80 K	Locked rotor time	: ---	Service factor	: 1.00	Duty cycle	: S1	Ambient temperature	: -20°C - +40°C	Altitude	: 1000 m	Degree of Protection	: IP55	Approximate weight	: 52 kg	Moment of inertia	: 0.02701 kgm ²	Noise level	: ---
Frame	: 132S																																																					
Output	: 7.5 kW																																																					
Frequency	: 150 Hz																																																					
Poles	: 6																																																					
Full load speed	: 3000 rpm																																																					
Slip	: 0.00 %																																																					
Voltage	: 400/690 V																																																					
Rated current	: 12.7/17.36 A																																																					
Locked rotor current	: ---																																																					
Locked rotor current (I _L /I _n)	: ---																																																					
No-load current	: ---																																																					
Full load torque	: 23.9 Nm																																																					
Locked rotor torque	: ---																																																					
Breakdown torque	: 0 %																																																					
Design	: ---																																																					
Insulation class	: F																																																					
Temperature rise	: 80 K																																																					
Locked rotor time	: ---																																																					
Service factor	: 1.00																																																					
Duty cycle	: S1																																																					
Ambient temperature	: -20°C - +40°C																																																					
Altitude	: 1000 m																																																					
Degree of Protection	: IP55																																																					
Approximate weight	: 52 kg																																																					
Moment of inertia	: 0.02701 kgm ²																																																					
Noise level	: ---																																																					
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width: 20%;"></th> <th style="width: 15%;">D.E.</th> <th style="width: 15%;">N.D.E.</th> <th style="width: 15%;">Load</th> <th style="width: 15%;">Power factor</th> <th style="width: 15%;">Efficiency (%)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Bearings</td> <td>6308 C3</td> <td>6207 C3</td> <td>100%</td> <td>0.96</td> <td>94.0</td> </tr> <tr> <td>Regreasing interval</td> <td>20000 h</td> <td>20000 h</td> <td>75%</td> <td>0.94</td> <td>93.1</td> </tr> <tr> <td>Grease amount</td> <td>11 g</td> <td>7 g</td> <td>50%</td> <td>0.91</td> <td>91.2</td> </tr> </tbody> </table>				D.E.	N.D.E.	Load	Power factor	Efficiency (%)	Bearings	6308 C3	6207 C3	100%	0.96	94.0	Regreasing interval	20000 h	20000 h	75%	0.94	93.1	Grease amount	11 g	7 g	50%	0.91	91.2																												
	D.E.	N.D.E.	Load	Power factor	Efficiency (%)																																																	
Bearings	6308 C3	6207 C3	100%	0.96	94.0																																																	
Regreasing interval	20000 h	20000 h	75%	0.94	93.1																																																	
Grease amount	11 g	7 g	50%	0.91	91.2																																																	
Notes:																																																						
Efficiencies according to the indirect method of IEC 60034-2-1:2007 with stray load losses determined from measurement.																																																						
Performed by		Checked																																																				

Anexo B – Script da interpolação das curvas das indutâncias L_d e L_q

```
%Leitura do ficheiro excel com os dados dos ensaios
data = xlsread('LdLq', 'Ensaios');

valores_lq = data(2:end,4);
valores_iq = data(2:end,2);

valores_ld = data(2:25,11);
valores_id = data(2:25,9);

maxiq=max(valores_iq);
maxid=max(valores_id);

smoothparam=input('Introduzir parâmetro de interpolação: ');

%curvaLd = fit(valores_iq, valores_lq, 'cubicinterp');
%curvaLq = fit(valores_id, valores_ld, 'cubicinterp');  interpolação cubica

curvaLq = fit(valores_iq, valores_lq, 'smoothingspline', 'SmoothingParam',
smoothparam);
curvaLd = fit(valores_id, valores_ld, 'smoothingspline', 'SmoothingParam',
smoothparam);

iq=linspace(0,maxid,50);
id=linspace(0,maxiq,50);

Lqn = zeros(1,50); % preallocate
Ldn = zeros(1,50);

for a=1:1:50

    Lqn(a)=curvaLq(iq(a));

end

for a=1:1:50

    Ldn(a)=curvaLd(id(a));

end

Lqinicial=Lqn(1);
Ldinicial=Ldn(1);

iq=iq';
id=id';
Lqn=Lqn';
Ldn=Ldn';
```

```
figure
plot(curvaLd, valores_id, valores_ld)
title('Ld')
xlabel('id [A]')
ylabel('Ld [H]')
```

```
figure
plot(curvaLq, valores_iq, valores_lq);
title('Lq')
xlabel('iq [A]')
ylabel('Lq [H]')
```

Anexo C – Visão geral do modelo computacional do PMSM

