

# **Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração**

RODRIGO ANTÓNIO DE SANTOS SILVA BEATO  
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores)

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em  
Engenharia Eletrotécnica – Ramo de Energia

ORIENTADORES:  
Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís  
Doutora Rita Marcos Fontes Murta Pereira

**Julho de 2025**



# **Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração**

RODRIGO ANTÓNIO DE SANTOS SILVA BEATO  
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores)

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em  
Engenharia Eletrotécnica – Ramo de Energia

## ORIENTADORES

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

## JÚRI

Presidente

Doutor Hiren Canacsinh, ISEL - DEEEA

Vogais

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

**Julho de 2025**



## **Agradecimentos**

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL), por me ter admitido como aluno de mestrado, permitindo aprofundar os meus conhecimentos e adquirir novas valências e competências essenciais para a minha vida profissional.

Em segundo lugar gostaria de agradecer aos orientadores desta dissertação, Professor Doutor Ricardo Luís e Professora Doutora Rita Pereira, ambos do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL), por todo o apoio, disponibilidade e ensinamentos. Sem o seu apoio e motivação não teria sido possível levar a bom porto esta dissertação.

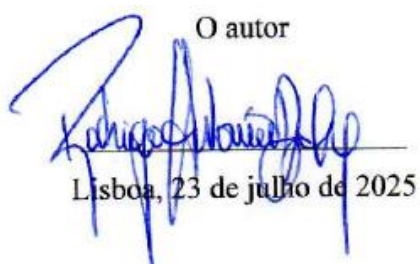
Por último, e não menos importante, um enorme agradecimento à minha esposa Vera Beato que sempre me incentivou, encorajou e apoiou em todo o processo de forma incondicional, e aos meus filhos Duarte Beato e Afonso Beato pelo apoio que deram e pelo tempo que não passei com eles em prole de concluir com sucesso esta minha etapa académica.

Obrigado!



## Declaração de integridade

Declaro que esta dissertação 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  
  
Lisboa, 23 de julho de 2025



# Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

## Resumo

O principal objetivo desta dissertação consiste na implementação, análise e estudo da Máquina Síncrona de Relutância (SynRM) e do Motor Síncrono de Relutância Assistido por Magnetos Permanentes (PMASR).

Em primeiro lugar, são realizados ensaios para avaliar o comportamento da máquina SynRM sem magnetos permanentes. Posteriormente, a análise do PMASR é feita em duas etapas: primeiro, com a adição de magnetos permanentes de Ferrite, e posteriormente com adição de magnetos de Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB). O objetivo é melhorar a densidade de potência da SynRM, adequando-a para sistemas de tração elétrica.

O trabalho desenvolvido inclui a análise dos modelos analíticos das SynRM e PMASR, com validação através de simulações numéricas utilizando o método de elementos finitos (FEM). Esta ferramenta permite observar e estudar detalhadamente o comportamento magnético da máquina recorrendo à análise das linhas de campo magnético, do fluxo magnético, e do valor das indutâncias segundo o eixo  $d$  ( $L_d$ ) e segundo o eixo  $q$  ( $L_q$ ).

Através dos resultados obtidos neste trabalho pretende-se oferecer uma compreensão abrangente sobre o impacto dos diferentes materiais magnéticos no desempenho da PMASR, contribuindo assim para o desenvolvimento de máquinas elétricas com mais densidade de potência e otimizadas para aplicações em sistemas de tração elétrica, em particular, para aplicações em veículos elétricos.

## Palavras-chave

Motor Síncrono de Relutância (SynRM), Motor Síncrono de Relutância Assistido por Magnetos Permanentes (PMASR), Análise de Elementos Finitos (FEM), Magnetos Permanentes de Ferrite e de Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB).



# Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor for Traction Systems

## Abstract

The main objective of this dissertation is to implement, analyse and study the Synchronous Reluctance Machine (SynRM) and the Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machine (PMASR).

First, tests are carried out to assess the behaviour of the SynRM machine without permanent magnets. Subsequently, the PMASR is analysed in two stages: first, with the addition of Ferrite permanent magnets, and then with the addition of Neodymium-Ferro-Boron (NdFeB) magnets. The purpose is to improve SynRM's power density, making it suitable for electric traction systems.

The work developed includes the analysis of the analytical models of the SynRM and PMASR, with validation through numerical simulations using the finite element method (FEM). This tool makes it possible to observe and study the magnetic behaviour of the machine in detail by analysing the magnetic field lines, the magnetic flux and the value of the inductances along the d-axis ( $L_d$ ) and the q-axis ( $L_q$ ).

Based on the results obtained, this work intends to provide a comprehensive understanding of the impact of different magnetic materials on the performance of the PMASR, therefore contributing to the development of more power density and optimised electric machines for applications in electric traction systems, in particular for applications in electric vehicles.

## Keywords

Synchronous Reluctance Motor (SynRM), Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor (PMASR), Finite Element Modelling (FEM), Ferrite and Neodymium-Ferro-Boron Permanent Magnets (NdFeB).



## **Lista de Siglas/Abreviaturas**

SynRM – Motor Síncrono de Relutância (Synchronous Reluctance Motor)

PMASR – Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes (Permanent Magnet Synchronous Reluctance Motor)

NdFeB – Magnetos Permanentes de Neodímio-Ferro-Boro

VE – Veículos Elétricos

PMSM – Motor Síncrono de Magnetos Permanentes (Permanent Magnet Synchronous Motor)

RM – Motor de Relutância (Reluctance Motor)

FOC – Controlo por Orientação de Campo (Field Oriented Control)

DTC – Controlo Direto de Binário (Direct Torque Control)

PTC – Controlo Preditivo de Binário (Predictive Torque Control)

AC – Corrente Alternada (Alternate Current)

IM – Motor de Indução (Induction Motor)

IPM – Magnetos Permanentes Interiores (Interior Permanent Magnet)

SPM – Magnetos Permanentes Superficiais (Surface Permanent Magnet)

FEM – Método dos Elementos Finitos

MTPA – Máximo Torque por Ampere (Maximum Torque Per Ampere)

PM – Magnetos Permanentes (Permanent Magnet)

DC – Corrente Contínua (Direct Current)



## Lista de Símbolos/Variáveis

$B$	Coeficiente de atrito viscoso [Nm.s]
$C$	Remanência magnética [T]
$D$	Densidade de Potência [W/cm <sup>3</sup> ]
$H_c$	Coercividade intrínseca [A/m]
$i_a$	Corrente da fase A [A]
$i_b$	Corrente da fase B [A]
$i_c$	Corrente da fase C [A]
$i_d$	Corrente segundo o eixo direto [A]
$i_q$	Corrente segundo o eixo em quadratura [A]
$I$	Vetor da corrente [A]
$I_d$	Vetor da corrente segundo o eixo direto [A]
$I_q$	Vetor da corrente segundo o eixo em quadratura [A]
$J$	Momento de inercia [kg.m <sup>2</sup> ]
$L_d$	Indutância segundo o eixo direto [H]
$L_q$	Indutância segundo o eixo em quadratura [H]
$p$	Número de pares de polos
$P$	Potência [W]
$R_s$	Resistência dos enrolamentos do estator [ $\Omega$ ]
$t$	Tempo [s]
$T_e$	Binário eletromagnético [Nm]
$T_L$	Binário de carga aplicado ao motor [Nm]
$T_{ref}$	Binário de referência [Nm]
$u_d$	Tensão segundo o eixo direto [V]
$u_q$	Tensão segundo o eixo em quadratura [V]
$V$	Vetor da tensão [V]
$V_m$	Volume do motor [cm <sup>3</sup> ]
$X_d$	Reatância segundo o eixo direto [ $\Omega$ ]
$X_q$	Reatância segundo o eixo em quadratura [ $\Omega$ ]
$\alpha_i$	Angulo da corrente [graus]
$\delta$	Angulo de carga [rad]
$\Lambda$	Vetor de fluxo [Wb]

$\Lambda_{PM}$	Fluxo magnético devido aos magnetos permanentes [Wb]
$\xi$	Índice de saliência
$\varphi$	Fator potência
$\psi$	Fluxo magnético total [Wb]
$\psi_a$	Fluxo magnético da Fase A [Wb]
$\psi_b$	Fluxo magnético da Fase B [Wb]
$\psi_c$	Fluxo magnético da Fase C [Wb]
$\psi_d$	Fluxo magnético segundo o eixo direto [Wb]
$\psi_q$	Fluxo magnético segundo o eixo em quadratura [Wb]
$\psi_{PMq}$	Fluxo magnético devido aos magnetos permanentes [Wb]
$\omega_r$	Velocidade angular do rotor [rad/s]
$\omega_s$	Velocidade de sincronismo [rad/s]
$\Omega_m$	Velocidade angular mecânica [rad/s]
$\Omega_{ref}$	Velocidade angular de referência [rad/s]

# Índice

Agradecimentos .....	i
Declaração de integridade.....	iii
Resumo .....	v
Abstract.....	vii
Lista de Siglas/Abreviaturas .....	ix
Lista de Símbolos/Variáveis .....	xi
Índice de Figuras.....	xvii
Índice de Tabelas .....	xxi
Capítulo 1 – Introdução .....	1
1.1- Enquadramento e Motivação.....	1
1.2- Objetivos .....	1
1.3- Estrutura .....	2
Capítulo 2 – Estado da Arte.....	3
2.1- Resenha histórica.....	3
2.2- Características construtivas .....	6
2.2.1- Características construtivas do SynRM.....	6
2.2.2- Características construtivas do PMASR.....	9
2.3- Princípio de funcionamento .....	11
2.4- Modelo matemático.....	12
2.4.1- Modelo matemático do SynRM .....	12
2.4.2- Modelo matemático do PMASR .....	15
2.5- Modelização da máquina pelo Método dos Elementos Finitos.....	17
Capítulo 3 – Modelização .....	18
3.1- Fator potência do SynRM vs. PMASR .....	18
3.1.1- Fator potência do SynRM.....	18
3.1.2- Fator potência do PMASR .....	20
3.2- Modelo matemático desenvolvido do PMASR.....	21
3.3- Controlo do PMASR.....	22
3.3.1- Controlo por orientação de campo .....	23
3.3.2- Controlo de Máximo Binário por Ampere .....	24
3.4- Geometria do SynRM .....	26
3.4.1- Modelo completo.....	26
3.4.2- Modelo de simetria.....	28

3.4.3- Comparação e validação de modelos .....	28
3.5- Cálculo das indutâncias $L_d$ e $L_q$ .....	30
3.5.1- Cálculo de $L_d$ .....	31
3.5.2- Cálculo de $L_q$ .....	32
3.5.3- Resultados .....	32
Capítulo 4 – Análise e comparação de resultados .....	36
4.1- Magnetos permanentes de Ferrite .....	36
4.1.1- Geometria e distribuição no rotor.....	37
4.1.2- Linhas e intensidade de fluxo magnético .....	37
4.2- Magnetos permanentes de NdFeB .....	38
4.2.1- Geometria e distribuição no rotor.....	39
4.2.2- Linhas e intensidade de fluxo magnético .....	39
4.3- Comparação e análise de resultados SynRM, Ferrite e NdFeB no FEMM.....	40
4.3.1- Fluxos .....	40
4.3.2- Indutâncias.....	41
4.3.3- Binário eletromagnético e curvas MTPA.....	42
4.4- Curvas de Binário vs. Ângulo.....	44
4.5- Simulações dos modelos em ambiente MATLAB Simulink .....	45
4.6- Comparação e análise de resultados das simulações dos quatro modelos .....	47
4.6.1- Velocidade angular de referência $\Omega_{ref}$ e velocidade angular mecânica $\Omega_m$ .....	47
4.6.2- Correntes da máquina $i_{l23}$ , e correntes de referência $i_{l23Ref}$ .....	49
4.6.3- Binários $T_{Ref}$ , $T_e$ e $T_L$ .....	50
Capítulo 5 - Conclusões e sugestões de trabalho futuro .....	52
5.1- Conclusões finais .....	52
5.2- Sugestões de trabalho futuro .....	53
5.2.1- Estudo de novos materiais magnéticos.....	53
5.2.2- Ensaio experimentais e validação .....	53
Bibliografia .....	54
Anexo A – Modelos em MATLAB/Simulink .....	59
A1. Modelo de simulação numérica global .....	59
A2. Subsistema Máquina PMASR .....	59
A3. Subsistema Potência .....	59
A4. Subsistema MTPA.....	60
A5. Subsistema DQ->123.....	60

A4. Subsistema 123->DQ.....	60
Anexo B – Códigos MATLAB.....	61
B1. Gráficos de contorno de $T_e$ e trajetórias MTPA.....	61
B2. Gráficos Binário vs. Ângulo - Várias correntes.....	63
B3. Gráficos Fluxos e Indutâncias.....	64
B4. Gráfico Binário vs. Ângulo. SynRM, PMASR Ferrite + NdFeB .....	69
B5. Simulações Matlab Simulink: Velocidades, Correntes e Binários .....	70
Anexo C - Datasheets .....	72
C1. Ferrite Magnets/Ceramic Magnets Datasheet.....	72
C2. Bonded Neodymium Iron Boron (NdFeB) Magnets Specifications.....	73



## Índice de Figuras

Figura 2.1- Projeto de rotor desenvolvido por Kostko [1].....	3
Figura 2.2 - Conceito do projeto do rotor de um motor síncrono de relutância com múltiplas secções para guiar o caminho do fluxo estático [1].....	4
Figura 2.3 - Representação do Conceito proposto por Raunch e Johnson em 1955 [5]. .....	4
Figura 2.4 - Estatores da IM (à esquerda) e da SynRM (à direita) [17]. .....	6
Figura 2.5 - Tipos de estrutura rotórica do SynRM: (A) Rotor de polos salientes; (B) Rotor de barreiras de fluxo com gaiola; (C) Rotor de barreiras de fluxo radiais; (D) Rotor laminado axialmente [11]. .....	7
Figura 2.6 - Rotor laminado axialmente (à esquerda); Rotor laminado transversalmente (à direita) [15,19].....	8
Figura 2.7- a) IPM distribuídos; b) IPM com estator de enrolamentos concentrados; c) SPM distribuídos; d) SPM com estator de enrolamentos concentrados; e) SynRM; f) SynRM de rotor laminado axialmente; g) PMASR de magnetos permanentes (ex.: ferrite); h) PMASR de magnetos permanentes (ex.: neodímio) [15].....	10
Figura 2.8- Comparação das perdas entre o IM e do SynRM [37].....	12
Figura 2.9- Representação de esquemática em $abc$ e $dq$ das equações elétricas do SynRM [26].....	13
Figura 2.10- Linhas de fluxo magnético no rotor do SynRM, segundo o eixo $d$ (a) e segundo o eixo $q$ (b) [28].....	13
Figura 2.11- Esquema equivalente do SynRM num referencial síncrono rotórico [6, 26, 27]. .....	14
Figura 2.12- Diagrama fasorial do SynRM num referencial rotórico, em sistema de eixos $dq$ [28, 33] .....	15
Figura 2.13- Diagrama fasorial das tensões do SynRM (a verde), e do PMASR (a azul) [15]. .....	17
Figura 3.14- Diagrama vetorial do SynRM [4]. .....	19
Figura 3.15- Exemplo de binário eletromagnético $Te$ em função das correntes $I_d$ e $I_q$ , com a trajetória MTPA [4].....	19
Figura 3.16- Fator potência em função do índice de saliência $\xi$ [4]. .....	20
Figura 3.17- Parte do fluxo do PM flui para as pontes de ferro do rotor. [4].....	20

Figura 3.18- Diagrama vetorial do PMASR [4].	21
Figura 3.19- Diagrama de blocos das equações do modelo matemático da PMASR.	22
Figura 3.20- Exemplo de diagrama de blocos FOC para controlo de um SynRM [41].	24
Figura 3.21- Gráfico 3D de $T_e$ em função de $i_d$ e $i_q$ .	25
Figura 3.22- Gráfico de contorno de $T_e$ em função de $i_d$ e $i_q$ , com a trajetória MTPA.	26
Figura 3.23- Modelo completo do SynRM criado no FEMM.	27
Figura 3.24 - Características dos materiais a) $M270-50A$ , e b) $20 AWG$ .	27
Figura 3.25 - Curva BH do material $M270-50A$ .	28
Figura 3.26- Modelo de simetria do SynRM criado no FEMM.	28
Figura 3.27- Densidade de fluxo magnético do modelo completo.	29
Figura 3.28- Densidade de fluxo magnético do modelo de simetria.	29
Figura 3.29- Curvas de binário em função do ângulo do modelo completo.	30
Figura 3.30- Curvas de binário em função do ângulo do modelo de simetria.	30
Figura 3.31- Linhas de fluxo magnético no rotor do SynRM segundo o eixo $d$ .	31
Figura 3.32- Linhas de fluxo magnético no rotor do SynRM segundo o eixo $q$ .	32
Figura 3.33- Fluxo magnético $\psi_d$ em função das correntes $i_d$ .	33
Figura 3.34- Fluxo magnético $\psi_q$ em função das correntes $i_q$ .	34
Figura 3.35- Indutância $L_d$ em função das correntes $i_d$ .	35
Figura 3.36- Indutância $L_q$ em função das correntes $i_q$ .	35
Figura 3.37- Características do material <i>Ceramic 8</i> .	36
Figura 3.38 - Curva BH do material <i>Ceramic 8</i> .	37
Figura 4.39- Modelo de simetria do PMASR Ferrite criado no FEMM.	37
Figura 4.40- Densidade fluxo magnético modelo PMASR Ferrite com $i_d = i_q = 0A$ (a), e com $i_d = 1A$ e $i_q = 0A$ (b).	38
Figura 4.41 - Características do material <i>BN10</i> .	38
Figura 4.42- Modelo de simetria do PMASR NdFeB criado no FEMM.	39
Figura 4.43- Densidade fluxo magnético modelo PMASR NdFeB com $i_d = i_q = 0A$ (a), e com $i_d = 1A$ e $i_q = 0A$ (b).	40
Figura 4.44- Fluxos magnéticos $\psi_d$ em função das correntes $i_d$ do SynRM, PMASR Ferrite e PMASR NdFeB.	40

Figura 4.45- Fluxos magnéticos $\psi_q$ em função das correntes $i_q$ do SynRM, PMASR Ferrite e PMASR NdFeB.....	41
Figura 4.46- Indutâncias $L_d$ em função das correntes $i_d$ do SynRM, PMASR Ferrite e PMASR NdFeB.....	41
Figura 4.47- Indutâncias $L_q$ em função das correntes $i_q$ do SynRM, PMASR Ferrite e PMASR NdFeB.....	42
Figura 4.48- Gráfico de contorno de $T_e$ em função de $i_d$ e $i_q$ , com a trajetória MTPA do SynRM.....	43
Figura 4.49- Gráfico de contorno de $T_e$ em função de $i_d$ e $i_q$ , com a trajetória MTPA do PMASR Ferrite.....	43
Figura 4.50- Gráfico de contorno de $T_e$ em função de $i_d$ e $i_q$ , com a trajetória MTPA do PMASR NdFeB.....	44
Figura 4.51- Curvas de binário em função do ângulo, da SynRM, e das PMASR Ferrite e NdFeB.....	44
Figura 4.52 - Subsistema MTPA.....	46
Figura 4.53- Cenário para a simulação, implementado no bloco <i>Signal Builder</i> .....	46
Figura 4.54- Evolução temporal de $\Omega_{ref}$ e de $\Omega_m$ do modelo analítico.....	47
Figura 4.55- Evolução temporal de $\Omega_{ref}$ e de $\Omega_m$ do SynRM.....	48
Figura 4.56- Evolução temporal de $\Omega_{ref}$ e de $\Omega_m$ do PMASR Ferrite.....	48
Figura 4.57- Evolução temporal de $\Omega_{ref}$ e de $\Omega_m$ do PMASR NdFeB.....	48
Figura 4.58- Evolução temporal das correntes $i_{123}$ e $i_{123Ref}$ do modelo analítico.....	49
Figura 4.59- Evolução temporal das correntes $i_{123}$ e $i_{123Ref}$ do SynRM.....	49
Figura 4.60- Evolução temporal das correntes $i_{123}$ e $i_{123Ref}$ do PMASR Ferrite.....	49
Figura 4.61- Evolução temporal das correntes $i_{123}$ e $i_{123Ref}$ do PMASR NdFeB.....	49
Figura 4.62- Evolução temporal dos binários $T_{Ref}$ , $T_e$ e $T_L$ do modelo analítico.....	50
Figura 4.63- Evolução temporal dos binários $T_{Ref}$ , $T_e$ e $T_L$ do SynRM.....	50
Figura 4.64- Evolução temporal dos binários $T_{Ref}$ , $T_e$ e $T_L$ do PMASR Ferrite.....	50
Figura 4.65- Evolução temporal dos binários $T_{Ref}$ , $T_e$ e $T_L$ do PMASR NdFeB.....	51

Figura A.66- Modelo de simulação numérica global. ....	59
Figura A.67- Subsistema Máquina SynRM. ....	59
Figura A.68- Subsistema Potência. ....	59
Figura A.69- Subsistema MTPA. ....	60
Figura A.70- Subsistema DQ->123. ....	60
Figura A.71- Subsistema 123->DQ. ....	60
Figura C.72- Ferrite Magnets/Ceramic Magnets Datasheet [45]. ....	72
Figura C.73- NdFeB Magnets, Properties and Applications [46]. ....	73

## Índice de Tabelas

Tabela 3.1- Características de catálogo do SynRM de 3kW da ABB. ....	25
Tabela 3.2- Menores valores das correntes de $i_d$ , $i_q$ e $i_s$ expressas em [A], para cada $T_e$ [Nm], do modelo analítico. ....	25
Tabela 3.3- Comparação resultados dos modelos completo e simetria do SynRM. ....	29
Tabela 3.4- Valores de fluxo $\psi_d$ expressos em (Wb) em função da corrente $i_d$ , expressa em (A). ....	33
Tabela 3.5- Valores de fluxo $\psi_q$ expressos em (Wb) em função da corrente $i_q$ , expressa em (A). ....	33
Tabela 3.6- Valores das indutâncias $L_d$ expressas em (H) em função da corrente $i_d$ , expressa em (A). ....	34
Tabela 3.7- Valores das indutâncias $L_q$ expressas em (H) em função da corrente $i_q$ , expressa em (A). ....	34
Tabela 4.8- Menores valores das correntes de $i_d$ , $i_q$ e $i_s$ expressas em [A], para cada valor de $T_e$ [Nm], do SynRM. ....	42
Tabela 4.9- Menores valores das correntes de $i_d$ , $i_q$ e $i_s$ expressas em [A], para cada valor de $T_e$ [Nm], do PMASR Ferrite. ....	43
Tabela 4.10- Menores valores das correntes de $i_d$ , $i_q$ e $i_s$ expressas em [A], para cada valor de $T_e$ [Nm], do PMASR NdFeB. ....	43
Tabela 4.11- Binário, Potência e Densidades de Potência desenvolvidos pelas SynRM, PMASR Ferrite e NdFeB. ....	45
Tabela 4.12- Evolução temporal de $\Omega_{ref}$ e $TL$ . ....	47



## **Capítulo 1 – Introdução**

### **1.1- Enquadramento e Motivação**

As alterações climáticas são um dos maiores desafios do nosso tempo, afetando todas as regiões do mundo, e as emissões de gases poluentes têm desempenhado um papel central no agravamento destas alterações.

Com o objetivo de reduzir as emissões de gases poluentes, o desperdício de recursos e o ruído do tráfego, a União Europeia tem vindo a adotar regulamentos específicos para promover a mobilidade elétrica como por exemplo a proibição de venda de veículos a gasolina e gasóleo a partir de 2035. Esta medida impulsionará de forma natural o desenvolvimento e produção de mais modelos de veículos elétricos (VE) e híbridos.

Neste campo, as máquinas síncronas de magnetos permanentes (PMSM) têm sido a principal escolha, por parte dos fabricantes, para os sistemas de tração de VE pois este tipo de máquinas proporcionam uma alta densidade de potência e eficiência. No entanto, a volatilidade no preço e na disponibilidade de minerais críticos, conhecidos por terras raras, para o fabrico de magnetos permanentes, têm vindo a forçar a indústria a procurar soluções alternativas, no desenvolvimento de máquinas elétricas com uso mínimo de terras raras.

Neste trabalho são analisados e estudados o motor síncrono de relutância (SynRM) e o motor síncrono de relutância assistida por magnetos permanentes (PMASR). Os SynRM apresentam custos de material relativamente baixos, elevado rendimento devido a reduzidas perdas no rotor, e são consideradas mecanicamente robustas tornando-se assim uma eficaz alternativa aos PMSM. Contudo, a ausência de campo magnético permanente no rotor penaliza a densidade de binário e o fator potência comparativamente às PMSM.

### **1.2- Objetivos**

O trabalho desenvolvido nesta dissertação consiste na análise dos modelos analíticos dos SynRM e PMASR, com validação dos mesmos através de modelos

numéricos de elementos finitos, utilizando como base de trabalho, um motor síncrono de relutância existente no Laboratório de Máquinas Elétricas.

A análise do PMASR considera a adição de magnetos permanentes de ferrite e posteriormente magnetos permanentes de NdFeB (Neodímio, Ferro, Boro) com o objetivo de se obter um desempenho melhorado da SynRM adequado a sistemas de tração elétrica.

### **1.3- Estrutura**

A dissertação está dividida em cinco capítulos. No presente capítulo são expostos o enquadramento, a motivação, e os objetivos a alcançar.

No segundo capítulo é feita a descrição do estado da arte do motor síncrono de relutância com principal foco nas características construtivas, no princípio de funcionamento e nos respectivos modelos matemáticos.

O terceiro capítulo é dedicado à modelização da SynRM através do método de elementos finitos. Neste capítulo é definido o modelo matemático a utilizar nas simulações, o tipo de controlo e a geometria da máquina em estudo.

No quarto capítulo é dedicado à comparação dos modelos em estudo. Em primeiro lugar são definidas as geometrias do motor PMASR com magnetos permanentes de ferrite e do PMASR com magnetos permanentes de NdFeB. Por fim são simulados os quatro modelos em análise e feita a comparação de resultados. Os quadros modelos em análise são o modelo analítico do SynRM com indutâncias fixas, e os três modelos a ensaiar através do método de elementos finitos, o SynRM, o PMASR com magnetos permanentes de Ferrite e o PMASR com magnetos permanentes de NdFeB.

No quinto capítulo são apresentadas as conclusões finais sobre o trabalho desenvolvido bem como as sugestões de trabalhos futuros.



## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

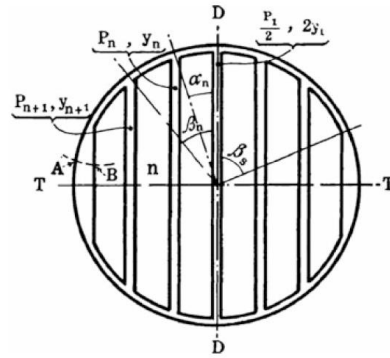


Figura 2.2 - Conceito do projeto do rotor de um motor síncron de relutância com múltiplas seções para guiar o caminho do fluxo estático [1].

No decorrer dos anos seguintes este conceito de projeto evoluiu, dando origem a projetos mais sofisticados e a implementações com recurso a acionamentos elétricos de frequência variável [4].

Em meados de 1955 surge um novo conceito de máquinas de relutância. Máquinas de relutância com magnetos permanentes. Esta tipologia de máquina (Figura 2.3) foi apresentada pela primeira vez pelos investigadores Raunch e Johnson nesse mesmo ano [5]. Tanto o rotor como o estator apresentam uma estrutura de polos salientes permitindo, com o seu alinhamento, a transferência dos fluxos criados pelos magnetos do estator para o rotor conseguindo assim reverter a polaridade do fluxo que atravessava os enrolamentos do induzido com a alternância dos alinhamentos entre as saliências do rotor e do estator. Devido a limitações das propriedades dos magnetos permanentes da época, esta tipologia acabou por ser deixada de parte. Até aos anos 70 do século XX estes tipos de máquinas eram projetadas para arranques diretos a partir da rede, o que atrasou a sua evolução.

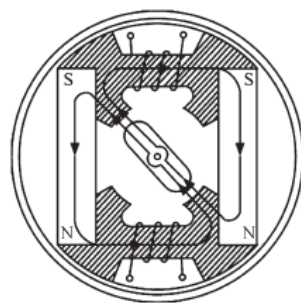


Figura 2.3 - Representação do Conceito proposto por Raunch e Johnson em 1955 [5].

Com os avanços na área da computação e da eletrónica de potência alcançados nos anos 80 (século XX) passou a ser possível o controlo da máquina através de conversor eletrónico de frequência. Este aplica aos enrolamentos estáticos tensões comutadas,

permitindo o estabelecimento de diversas técnicas de controlo, por exemplo considerando o funcionamento como motor, o binário ou a velocidade, podem ser controlados através de diversas grandezas tais como o fluxo magnético, as correntes estatóricas e o fator potência [6].

Conforme explicado anteriormente, nos modelos iniciais, o SynRM era composto por uma gaiola no rotor funcionando no arranque como motor assíncrono. A utilização de um rotor com gaiola comprometia bastante o desempenho do motor levando a uma diminuição do fator potência e das densidades de potência e binário. Outro fator negativo foi o seu baixo rendimento que está relacionado com o baixo índice de saliência<sup>1</sup> do rotor ( $\xi$ ). O problema da baixa saliência acabou por ser ultrapassado com o desenvolvimento de novos modelos de rotor levando à obtenção de rendimentos mais elevados.

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (2.1)$$

Os estudos mais recentes sobre a SynRM e sobre a máquina síncrona de relutância assistida por magnetos permanentes (PMASR) têm-se focado principalmente em aspetos relativos ao controlo e à modelação matemática computacional pelas suas reconhecidas vantagens quando comparados com os ensaios físicos.

Como soluções de controlo existem diferentes tipos e técnicas que podem ser utilizadas como por exemplo, o controlo por orientação de campo (FOC) e o controlo direto de binário (DTC). Estes tipos de controlo são utilizados na maior parte das aplicações de velocidade variável existindo referências na literatura [7-9]. Paralelamente ao controlo, a modelação matemática é um dos recursos de mais importância na área da investigação, pois esta tem permitido a resolução de problemas relativos ao controlo sem a necessidade de recorrer a testes físicos que possam danificar as máquinas [10, 11].

No âmbito da aplicação dos SynRM e dos PMASR, em sistemas de tração, tem havido bastante investigação e interesse para a aplicação comercial deste tipo de motores, por parte da indústria, em particular, pela indústria automóvel [12-15]. A primeira comercialização industrial notável do SynRM foi feita pela ABB em 2012 para uso industrial. Atualmente os SynRM têm aplicações em tração de veículos elétricos, atuadores, bombas, ventiladores, compressores, tapetes transportadores ou até em

---

<sup>1</sup> Razão das indutâncias dos enrolamentos estatóricos segundo os eixos direto( $d$ ) e de quadratura( $q$ ).

propulsão de navios e tração de carga. No campo da tração elétrica os PMASR podem atualmente ser encontrados, por exemplo, no Toyota Prius de segunda geração e no Model 3 da Tesla onde, neste último, o PMASR é de 6 polos.

## **2.2- Características construtivas**

### **2.2.1- Características construtivas do SynRM**

A maioria dos aspetos construtivos do SynRM baseiam-se em tecnologias já bastante conhecidas. Este tipo de motor não necessita de qualquer tipo de contacto entre o rotor e o estator, como por exemplo, escovas ou anéis coletores. Este aspeto reflete-se numa redução das ações de manutenção contribuindo para uma maior fiabilidade do equipamento [16].

O estator é bastante semelhante ao de outras máquinas de corrente alternada (AC) como é o caso da máquina de indução (IM) onde os enrolamentos do estator se encontram distribuídos ao longo da sua periferia. A estrutura estatórica é genericamente composta por um núcleo laminado de chapas de material ferromagnético tratado termicamente com o objetivo de reduzir as correntes parasitas. Na figura 2.4 podem observar-se duas carcaças de dimensões iguais onde, à esquerda, está uma carcaça com um estator de um IM de 5.5kW e, à direita, a carcaça com um estator de uma SynRM de 9kW [17].

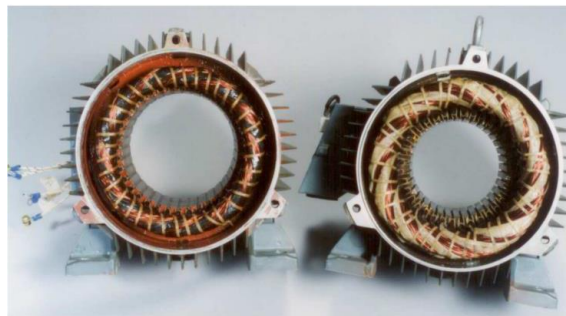


Figura 2.4 - Estatores da IM (à esquerda) e da SynRM (à direita) [17].

As semelhanças são bastante evidentes, apenas ressalvando que, no caso do SynRM, os enrolamentos do estator são maiores o que possibilita, para uma mesma carcaça, ter uma maior densidade de potência face ao do IM [17].

Comparado com os motores convencionais o rotor é o elemento diferenciador. De um modo geral este caracteriza-se por apresentar um núcleo de material ferromagnético

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

de geometria anisotrópica<sup>2</sup> que possibilita uma relutância magnética variável no rotor. Como resultado, quando este é magnetizado, esta característica permite direcionar o campo magnético numa direção específica. No geral, todas as estruturas estudadas e testadas até hoje têm o propósito comum de criar um maior índice de saliência. A generalidade das estruturas caracteriza-se pela remoção de quantidades de material ferromagnético do rotor com o intuito de criar barreiras à passagem do fluxo em determinadas direções. A geometria e a disposição destas barreiras tornam-se assim indispensáveis no funcionamento do SynRM já que estes determinam a produção de binário e a corrente de magnetização. A figura 2.5 ilustra algumas das configurações possíveis para estruturas do rotor [11].

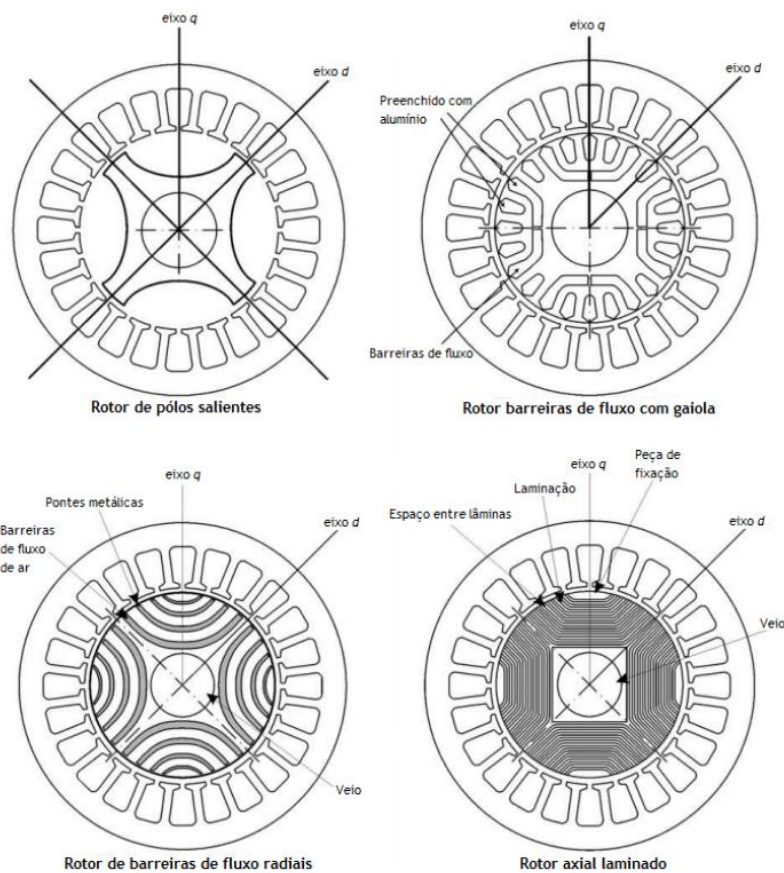


Figura 2.5 - Tipos de estrutura rotórica do SynRM: (A) Rotor de polos salientes; (B) Rotor de barreiras de fluxo com gaiola; (C) Rotor de barreiras de fluxo radiais; (D) Rotor laminado axialmente [11].

A principal vantagem do rotor de polos salientes (figura 2.5A) assenta na facilidade de fabrico a par da sua estrutura robusta, no entanto, as reduzidas diferenças de razão entre as indutâncias  $L_d$   $L_q$  afetam bastante o desempenho da máquina.

<sup>2</sup> Característica que uma substância possui em que uma certa propriedade física varia com a direção.

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

O rotor de barreiras de fluxo (figuras 2.5B e 2.5C), tal como o de polos salientes, são modelos de estruturas rotóricas mais antigas as quais ainda não possuíam relações significativas entre as indutâncias segundo os eixos direto e quadratura, o que resulta num índice de saliência relativamente baixo.

Os rotores anisotrópicos laminados podem ser laminados axialmente (figura 2.5C e figura 2.6 à esquerda) ou laminados transversalmente (figura 2.6 à direita). Embora ambos exibam desempenhos melhorados face aos anteriormente mencionados, o rotor laminado axialmente é, geralmente, aquele que exhibe melhor desempenho mesmo apresentado maiores perdas por correntes de Foucault. O objetivo destas tipologias de rotor laminado é o de reduzir as correntes induzidas de forma a melhorar o desempenho da máquina e a densidade de binário por volume [18-20].

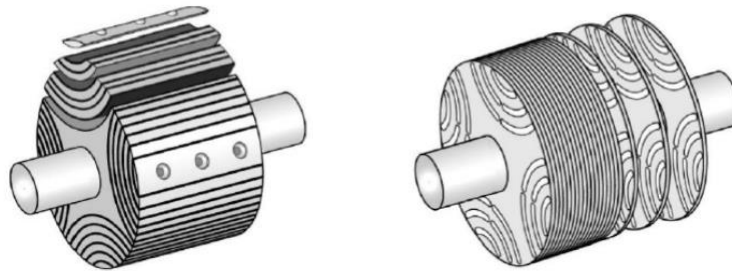


Figura 2.6 - Rotor laminado axialmente (à esquerda); Rotor laminado transversalmente (à direita) [15,19].

A estrutura do rotor laminado axialmente é composta por conjuntos de lâminas sobrepostas, posicionadas axialmente em torno do veio e isoladas entre si. A fixação das lâminas é assegurada pelo aparafusamento das mesmas à secção central do veio. Esta tipologia de rotor revela-se de difícil execução devido à complexidade envolvida em todo o projeto mecânico. Adicionalmente, o fato de se tratar de uma estrutura aparafusada, afeta a resistência mecânica da mesma, limitando assim a velocidade angular da máquina. Quanto o rotor é laminado transversalmente, o mesmo é formado por um conjunto de chapas dispostas ao longo do veio. Este tipo de construção também exhibe alguns problemas, nomeadamente a capacidade da estrutura rotórica resistir aos esforços mecânicos derivados da dinâmica dos movimentos em ações de velocidade variável.

Neste caso, para promover o aumento da resistência mecânica do rotor, é comum a inclusão de pontes metálicas posicionadas entre barreiras de fluxo dos segmentos, ou, em outros casos, o preenchimento destes espaços com material plástico ou por resina epóxi. Embora as pontes metálicas entre barreiras resolvam os problemas de integridade

mecânica, as mesmas acabam por originar fluxos de dispersão. Em situações de elevada rotação, o aumento da espessura das pontes pode precaver a cedência do material ferromagnético provocado pelo excedente de tensão mecânica resultante da alta velocidade. O problema associado a este aumento é que, se existir um aumento da espessura das pontes, também existirá um aumento do fluxo de dispersão e consequentemente o aumento da corrente de magnetização necessária para atingir um determinado binário. Outro problema, associado ao preenchimento dos espaços dos segmentos referido anteriormente, é o de provocar o aumento de massa adicionado ao rotor que provocará o aumento do momento de inércia da máquina [11, 21-23].

### 2.2.2- Características construtivas do PMASR

A constituição do PMASR é em tudo idêntica à do SynRM com a diferença de serem inseridos magnetos permanentes em cada barreira de fluxo do rotor, que transforma o SynRM num PMASR. Os dois tipos de magnetos permanentes mais utilizados são o Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB) e a Ferrite, embora existam também, em algumas máquinas, magnetos permanentes de Disprósio. O objetivo dos magnetos permanentes é saturar as barreiras de fluxo e assim conseguir reduzir  $L_q$ , aumentando a diferença entre  $L_d$  e  $L_q$  correspondendo a um aumento de binário [4].

As máquinas ilustradas na figura 2.7 são exemplos de grupos de máquinas de 4 polos em eixos  $dq$ , e podem ser divididas em dois grupos. O primeiro é o grupo das máquinas síncronas de relutância com magnetos permanentes (PMASR), de componente de binário de alinhamento, que inclui as máquinas de magnetos permanentes interiores (IPM), figuras 2.7a e 2.7b, e as máquinas de magnetos permanentes superficiais (SPM), figuras 2.7c e 2.7d, onde a direção de magnetização dos magnetos permanentes está alinhada com o eixo  $d$  positivo. O binário de alinhamento surge devido à atração entre polos magnéticos. Como o rotor contém magnetos permanentes o torque é gerado quando estes magnetos permanentes se tentam alinhar com o campo magnético rotativo do estator. O segundo grupo é o grupo de componente de binário de relutância, que inclui as SynRM (figuras 2.7e e 2.7f), e as PMASR (figuras 2.7g e 2.7h) onde a direção de magnetização dos magnetos permanentes das PMASR é oposta ao eixo  $q$ . As setas verdes indicam a direção da magnetização dos magnetos permanentes [4,15].

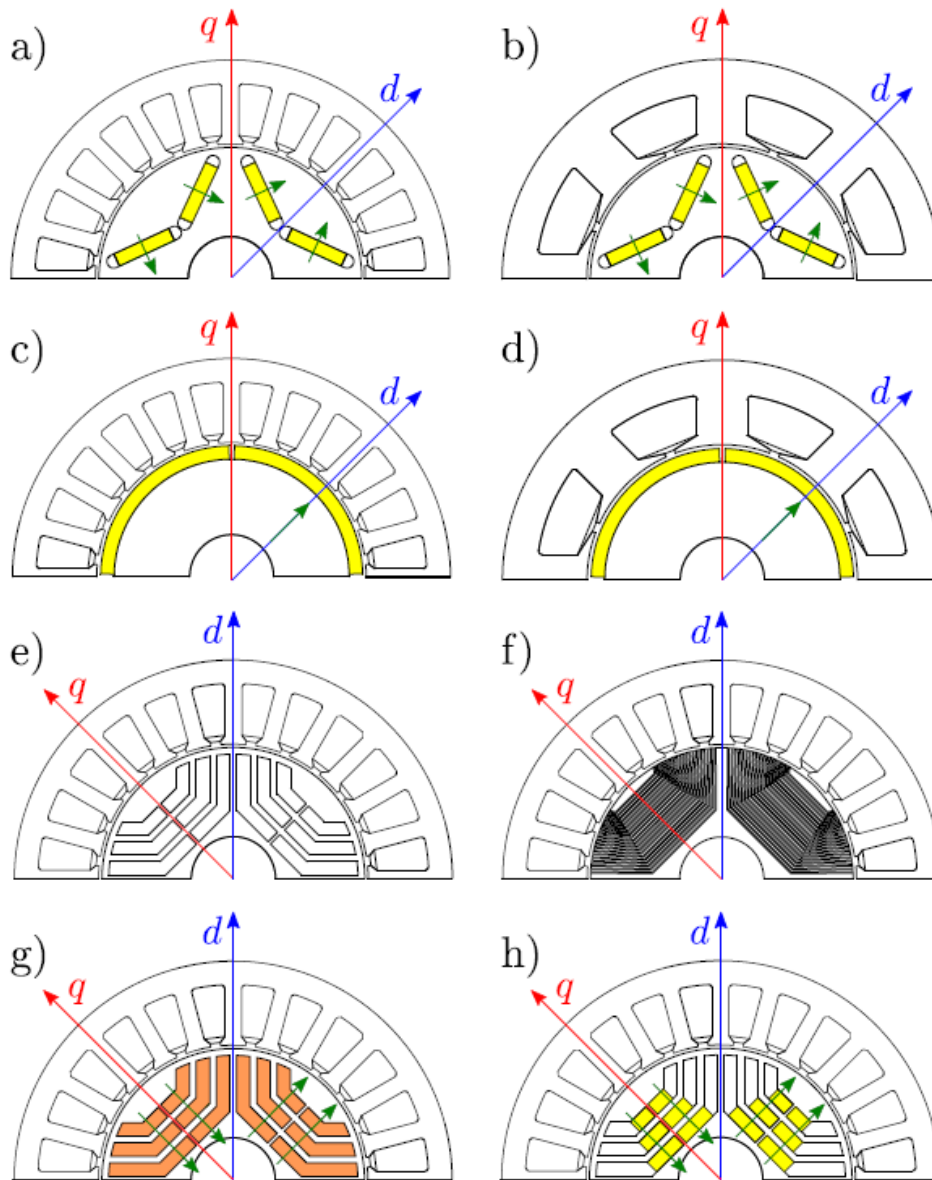


Figura 2.7- a) IPM distribuídos; b) IPM com estator de enrolamentos concentrados; c) SPM distribuídos; d) SPM com estator de enrolamentos concentrados; e) SynRM; f) SynRM de rotor laminado axialmente; g) PMASR de magnetos permanentes (ex.: ferrite); h) PMASR de magnetos permanentes (ex.: neodímio) [15].

No geral, existem dois caminhos diferentes para o fluxo no rotor (figura 2.7). As máquinas de relutância distinguem-se pela troca dos eixos  $d$  e  $q$  do rotor em relação às máquinas de componente de binário de alinhamento. O caminho de alta permeabilidade (alta condutividade magnética, caminho do eixo  $d$ ) é paralelo às barreiras de fluxo. O caminho de baixa permeabilidade (baixa condutividade magnética, caminho do eixo  $q$ ), é perpendicular às barreiras de fluxo do rotor [4,15].

### 2.3- Princípio de funcionamento

Contrariamente a outras tipologias de motores cujo funcionamento se baseia no princípio de reação entre dois campos magnéticos produzidos por correntes ou até por magnetos permanentes, os motores de relutância são máquinas nas quais o funcionamento assenta exclusivamente sob o princípio de relutância magnética [24].

A corrente que percorre os enrolamentos do estator é responsável por todo o funcionamento do SynRM. Quando a máquina é alimentada através de um sistema trifásico equilibrado e com correntes sinusoidais é produzido um campo girante no entreferro, enquanto ocorre a magnetização do rotor, com uma velocidade que dependerá da frequência e do número de par de polos da máquina. Na presença de campo magnético, o rotor fica magnetizado de forma não permanente. Com o rotor magnetizado, o sentido de menor relutância do rotor (eixo  $d$ ) fará por se alinhar e acompanhar o campo aplicado, por forma a minimizar a relutância no circuito magnético, ou seja, o binário será produzido no entreferro sempre que o vetor de campo magnético aplicado e o sentido de maior condutividade magnética do rotor estejam alinhados. Embora o campo magnético gerado pelo estator e o sentido de menor relutância do rotor girarem em sincronismo, existirá sempre um desfasamento entre eles. Este desfasamento, conhecido por ângulo de carga, depende do binário de carga e da inércia mecânica do motor.

O binário depende, fundamentalmente, das relutâncias dos eixos  $d$  e  $q$  do rotor. Quanto maior for a diferença entre as reatâncias do eixo direto ( $X_d$ ) e do eixo em quadratura ( $X_q$ ) maior será o binário produzido. Esta análise pode igualmente ser feita sob o ponto de vista das indutâncias pelo fato do circuito ser predominantemente indutivo.

O fato do campo magnético gerado no entreferro ser exclusivamente gerado pelo fluxo magnético do estator leva a que uma quantidade significativa de corrente reativa seja absorvida pelo motor prejudicando assim o fator potência da máquina. Quanto menor for a saliência ( $\xi$ ) mais baixo será o fator potência. Pretendem-se, portanto, máquinas com saliência elevada de forma a minimizar e mitigar os problemas com o fator potência.

Nas SynRM não existem perdas por efeito de Joule associadas ao rotor pois não existem enrolamentos de excitação. Este fato leva a que o motor opere com temperaturas mais baixas face aos motores de indução. Por outro lado, a magnetização do rotor gerada pela corrente no estator, resulta num leve aumento das perdas estatóricas [11, 22, 25].

Além do mencionado anteriormente, existem outros fatores que influenciam, o funcionamento da máquina, tais como a saturação magnética, as perdas no ferro, as

indutâncias de fuga ou dispersão, e o efeito ranhura. Este último resulta da interação entre a estrutura do rotor e as ranhuras do estator, o que provoca ligeiras oscilações de binário [22, 25].

A figura 2.8 apresenta uma comparação das perdas entre um IM e um SynRM, de um reconhecido fabricante, em concordância com a diretiva europeia *Ecodesign* (UE) 2019/1781 [37]. Observa-se neste comparativo as classes de eficiência IE2 e IE4 para o IM e para o SynRM respetivamente.



Figura 2.8- Comparação das perdas entre o IM e do SynRM [37].

## 2.4- Modelo matemático

### 2.4.1- Modelo matemático do SynRM

O modelo matemático do SynRM baseia-se na transformação de um motor trifásico composto por três enrolamentos estatóricos distribuídos sinusoidalmente e desfasados de 120 graus elétricos, num motor bifásico equivalente no qual os enrolamentos do estator estão desfasados de 90 graus elétricos, segundo os eixos direto ( $d$ ) e de quadratura ( $q$ ). Às equações matemáticas que caracterizam o SynRM foi aplicada a transformada de Park [26] para a obtenção do modelo da máquina em eixos  $dq$  num referencial rotativo e síncrono, fixo no rotor, em substituição das coordenadas de fase  $abc$  [26, 27]. Devido à inexistência de enrolamentos no rotor, as equações elétricas do modelo matemático referentes ao rotor não existem. O modelo matemático do SynRM é composto apenas pelas equações matemáticas referentes ao estator. A figura 2.9 representa o esquema no sistema de eixos  $abc$  e em  $dq$  das equações elétricas do SynRM [26].

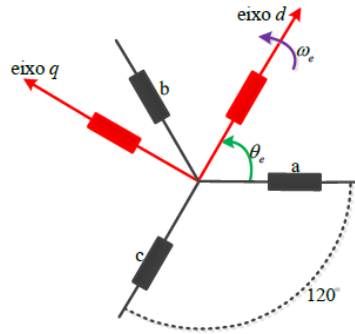


Figura 2.9- Representação de esquemática em *abc* e *dq* das equações elétricas do SynRM [26].

O rotor do SynRM apresenta características diferentes segundo o eixo direto e segundo o eixo em quadratura. No rotor observam-se dois caminhos possíveis para o fluxo criado pelos enrolamentos do estator. A figura da esquerda verifica-se quando se aplica corrente apenas no eixo *d*, e a da direita quando se aplica corrente apenas no eixo *q*. Na figura 2.10(a) pode observar-se que as linhas de fluxo fluem essencialmente pelo material ferromagnético.

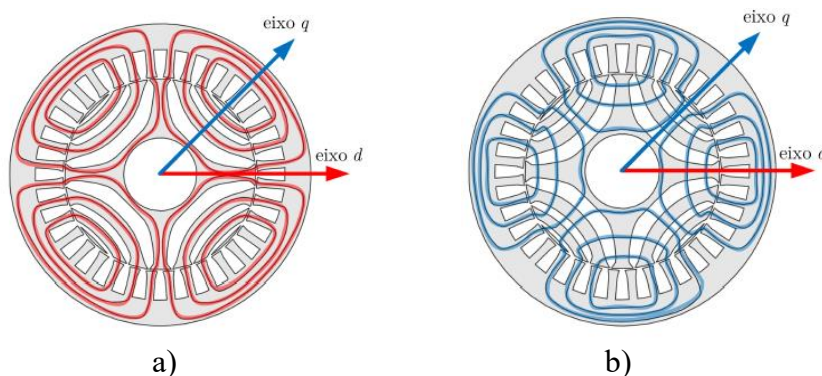


Figura 2.10- Linhas de fluxo magnético no rotor do SynRM, segundo o eixo *d* (a) e segundo o eixo *q* (b) [28].

Este caminho possui uma permeabilidade magnética<sup>3</sup> bastante elevada e é designado por eixo direto ou eixo *d*. No segundo caso, figura 2.10(b), o caminho possui uma permeabilidade magnética mais baixa, pois, as linhas de fluxo magnético atravessam as barreiras de fluxo do rotor sendo as mesmas compostas por ar. Este é o eixo em quadratura ou eixo *q* [28]. O circuito equivalente simplificado do SynRM no sistema de eixos *dq* (desprezando a saturação magnética e as perdas no ferro) está ilustrado na figura 2.11. Nesta figura,  $\omega_r$  é a velocidade angular elétrica,  $R_s$  é a resistência dos enrolamentos do estator,  $L_d$  é a indutância dos enrolamentos do estator segundo o eixo *d*,  $L_q$  é a

<sup>3</sup> Propriedade do material para permitir a passagem pela linha de força magnética. Relação entre o fluxo magnético (B) e a intensidade do campo magnético (H).

## Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

indutância dos enrolamentos do estator segundo o eixo  $q$ ,  $u_d$  e  $u_q$  são as tensões de alimentação,  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes de alimentação, e  $\psi_d$  e  $\psi_q$  são os fluxos estatóricos nos eixos  $d$  e  $q$ , respetivamente [6, 29-31].

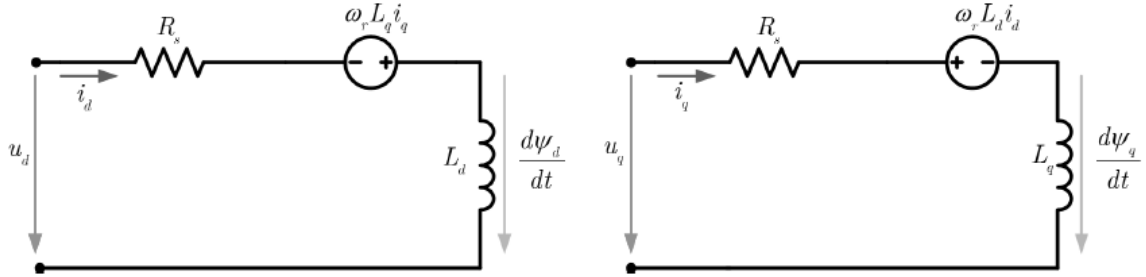


Figura 2.11- Esquema equivalente do SynRM num referencial síncrono rotórico [6, 26, 27].

As equações da tensão no sistema de eixos  $dq$  obtidas a partir do esquema equivalente, com uma determinada velocidade angular  $\omega_r$ , são descritas por [31]:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q \quad (2.2)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d \quad (2.3)$$

As componentes de fluxo estatórico são dadas por:

$$\psi_d = L_d i_d \quad (2.4)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.5)$$

O ângulo de carga,  $\delta$  e o binário eletromagnético,  $T_e$ , são descritos por [28, 29]:

$$\delta = \arctan\left(\frac{\psi_q}{\psi_d}\right) \quad (2.6)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d), \quad (2.7)$$

no qual  $p$  representa o número de pares de polos do SynRM. O binário eletromagnético também pode ser calculado através da substituição dos fluxos das equações (2.4) e (2.5)

## Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

em (2.7) obtendo-se desta forma a equação do binário através das indutâncias dos enrolamentos estatóricos e das correntes elétricas, resultando em:

$$T_e = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (2.8)$$

A figura 2.12 ilustra o diagrama fasorial do SynRM num sistema de eixos  $dq$  no qual se podem observar das tensões, das correntes e dos fluxos da máquina [28, 33].

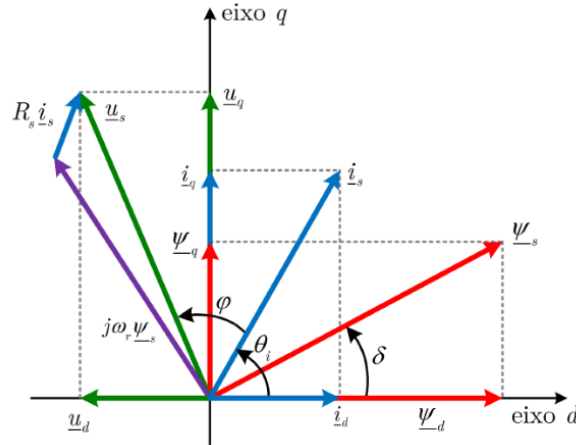


Figura 2.12- Diagrama fasorial do SynRM num referencial rotórico, em sistema de eixos  $dq$  [28, 33]

De forma a completar o modelo matemático é necessário incluir as equações do movimento. Deste modo a equação mecânica da máquina é descrita por:

$$T_e = J \frac{d\Omega_m}{dt} + B\Omega_m + T_L \quad (2.9)$$

Onde,

$$\Omega_m = \frac{\omega_r}{p}, \quad (2.10)$$

em que  $J$  é o momento de inércia do conjunto composto pela inércia do rotor e a carga acoplada,  $B$  o coeficiente de atrito viscoso,  $T_L$  o binário de carga aplicado ao motor, e  $\Omega_m$  a velocidade angular mecânica de rotação [16].

### 2.4.2- Modelo matemático do PMASR

O dimensionamento híbrido entre o SynRM e a máquina síncrona de magnetos permanentes (PMSM) permite obter os benefícios das duas tipologias. A equação do

binário da PMASR é semelhante à descrita em (2.8), com a adição da componente do fluxo proporcionado pelos magnetos permanentes,  $\psi_{PMq}$ . De ressaltar que existem parcelas da equação que descrevem a presença das harmónicas, as perturbações geradas pelas barreiras de fluxo e a saturação, que não estão mencionadas na equação do binário (2.11). Em concordância com o explicado na secção 2.4.1, a equação do binário do PMASR também tem por base o circuito equivalente simplificado. A equação do binário da PMASR é descrita por [15]:

$$T_e = \frac{3}{2}p[\psi_{PMq}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (2.11)$$

Para os grupos de máquinas descritos na figura 2.7, a saída de binário obtém-se das componentes de binário de alinhamento ou de relutância conforme explicado anteriormente. No entanto existem diferenças quanto ao cálculo do índice de saliência as quais dependem da família da máquina. Assim, nas máquinas onde a componente dominante é a de relutância como a SynRM, o índice de saliência  $\xi$  é descrito por [4,15]:

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (2.12)$$

Nas máquinas, onde a componente de alinhamento é dominante como a PMSM, o índice de saliência é dado por [4,15]:

$$\xi = \frac{L_q}{L_d} \quad (2.13)$$

De referir que, embora não estejam mencionadas nesta secção, as equações (2.2) a (2.5) da secção anterior, aplicadas ao PMASR, também serão alteradas devido à presença dos magnetos permanentes. Este tema será desenvolvido no capítulo 3 desta dissertação.

Na figura 2.13 apresenta-se o diagrama fasorial das tensões do SynRM representada a verde, e do PMASR representada a azul, para uma dada corrente no estator. Neste diagrama a resistência do estator foi desprezada [4].

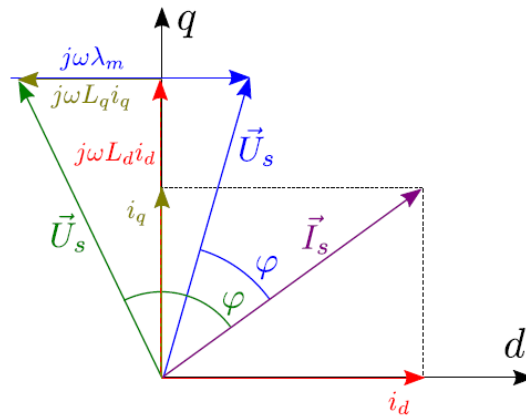


Figura 2.13- Diagrama fasorial das tensões do SynRM (a verde), e do PMASR (a azul) [15].

## 2.5- Modelização da máquina pelo Método dos Elementos Finitos

A simulação computacional é amplamente utilizada pelos fabricantes para realizar análises de projeto com o intuito de melhorar a qualidade dos seus produtos. Grande parte destas análises é realizada com recurso a ferramentas computacionais que utilizam o Método dos Elementos Finitos (MEF). O MEF é um método numérico utilizado para resolução de problemas lineares ou não lineares do qual se obtêm soluções com um elevado grau de precisão. O MEF permite visualizar e quantificar o campo magnético e é amplamente utilizado em várias áreas da engenharia como a aeronáutica, a eletrotécnica, a mecânica ou até a civil [34,35].

A partir dos modelos analíticos do SynRM e do PMASR abordados na secção 2.4, neste trabalho, será feita a validação da máquina através de modelos numéricos de elementos finitos. Na análise da PMASR será considerada a adição de magnetos permanentes de ferrite e de NdFeB (Neodímio, Ferro, Boro) com o objetivo de obter um desempenho melhorado do SynRM, adequado a sistemas de tração.

## Capítulo 3 – Modelização

A modelização da máquina síncrona de relutância assistida por magnetos permanentes implica o desenvolvimento de um modelo matemático preciso de forma a poder descrever corretamente o seu comportamento dinâmico.

Neste capítulo é apresentado o modelo matemático desenvolvido do PMASR com o objetivo de permitir a sua implementação nas ferramentas de simulação MatLab Simulink e FEMM (Finite Element Method Magnetics). O FEMM permite visualizar e analisar o comportamento do campo magnético dentro da máquina com o objetivo de validar e ajustar o modelo matemático [34, 35, 37].

Como nota introdutória a este capítulo considera-se importante abordar, em primeiro lugar, a relevância da utilização dos magnetos permanentes, e a sua relação com o fator potência, nas máquinas em estudo neste trabalho.

### 3.1- Fator potência do SynRM vs. PMASR

#### 3.1.1- Fator potência do SynRM

A Figura 3.14 representa o diagrama vetorial de um SynRM. O vetor da corrente  $I$  é dividido nas suas componentes  $I_d$  e  $I_q$ , e estas produzem as ligações de fluxo  $L_d i_d$  e  $L_q i_q$  respetivamente. O fluxo total é obtido pela soma vetorial das ligações de fluxo obtendo-se o vetor  $\lambda$ . O vetor da tensão  $V$  resulta da multiplicação do vetor  $\lambda$  com  $j\omega$  [4].

Mesmo que as componentes de corrente nos eixos  $d$  e  $q$  sejam praticamente iguais, a quantidade de fluxo no eixo  $d$  é superior à componente de fluxo do eixo  $q$  porque a relutância ao longo desse eixo é menor. Esta característica facilita a passagem do fluxo magnético no eixo  $d$  em comparação com o eixo  $q$ , onde a maior relutância reduz o fluxo. Portanto, a geometria do rotor do SynRM faz com que o eixo  $d$  tenha menor relutância e, consequentemente, maior fluxo magnético, enquanto o eixo  $q$  apresenta maior relutância e menor fluxo. Este tipo de motor é normalmente controlado por corrente até à velocidade nominal, e esta corrente é fornecida de forma a alcançar o binário máximo para uma dada corrente. A trajetória de máximo torque por ampere (MTPA) é alcançada com um ângulo do vetor da corrente no primeiro quadrante. Se a saturação for desprezada, resulta num ângulo de corrente  $\alpha_i = 45^\circ$ . A figura 3.15 representa um exemplo do binário

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

eletromagnético  $T_e$  em função das correntes  $I_d$  e  $I_q$ . A curva com origem nos eixos das correntes representa a trajetória de MTPA [4].

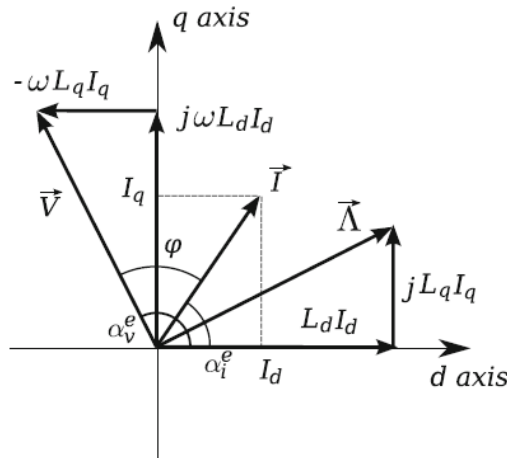


Figura 3.14- Diagrama vetorial do SynRM [4].

Uma desvantagem verificada no SynRM é o baixo fator potência. Observando ainda a figura 3.14 pode verificar-se que o vetor da tensão antecede o vetor da corrente e o ângulo do fator potência  $\varphi$  é bastante elevado. O valor do fator potência depende do índice de saliência  $\xi$ , representado na equação (2.12) [4,15].

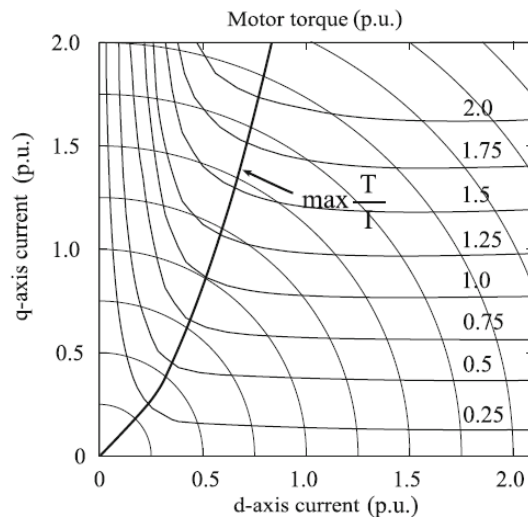


Figura 3.15- Exemplo de binário eletromagnético  $T_e$  em função das correntes  $I_d$  e  $I_q$ , com a trajetória MTPA [4].

A figura 3.16 representa o fator potência em função do índice de saliência do SynRM, desprezando a saturação do ferro. A curva inferior, a vermelho, representa o fator potência quando o vetor da corrente é controlado e operado ao longo da trajetória MTPA. Observando a figura 3.3 torna-se evidente que o fator potência é bastante baixo. Para um índice de saliência  $\xi = 10$  tem-se um  $\cos\varphi = 0,63$ . A segunda curva, a azul,

## Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

refere-se a condições de operação que maximizam o fator de potência. Isto corresponde a uma  $tg(\alpha_i) = \sqrt{\xi}$ , obtendo-se um fator de potência ligeiramente superior a 0.8 também para um índice de saliência  $\xi = 10$ . Quando se inclui na equação a saturação do ferro o vetor da corrente atinge um valor mais elevado. Nestas condições o fator potência tende a aumentar [4].

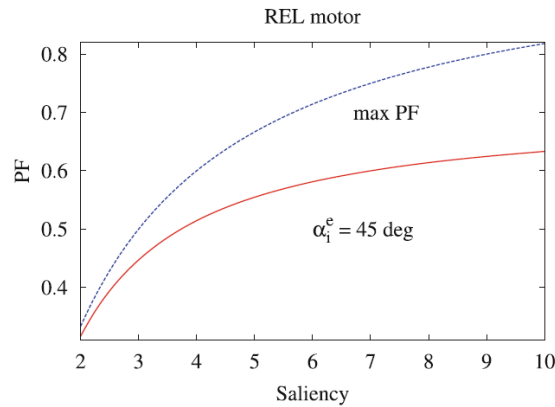


Figura 3.16- Fator potência em função do índice de saliência  $\xi$  [4].

### 3.1.2- Fator potência do PMASR

Existem várias vantagens quando são colocados os magnetos permanentes (PM) nas barreiras de fluxo do rotor do SynRM. Na figura 3.17 pode observar-se que uma parte do fluxo do PM tende a saturar a ponte de ferro no rotor. A ponte de ferro no rotor é uma parte da estrutura do rotor que liga os diferentes segmentos para garantir a integridade mecânica do rotor, especialmente nas zonas onde existem PM colocados. No PMASR, a ponte de ferro, além de ter a função mecânica de ligar as partes do rotor, permite a passagem do fluxo magnético. Com a saturação da ponte de ferro, a relutância no eixo  $q$  aumenta, reduzindo a indutância  $L_q$ . Esta redução melhora o desempenho do motor ao aumentar o índice de saliência  $\xi$ , resultando num binário de relutância maior [38]. Adicionalmente verifica-se que o PM adicionado ao longo do eixo  $q$  negativo compensa o fluxo negativo  $L_q i_q$  [4].

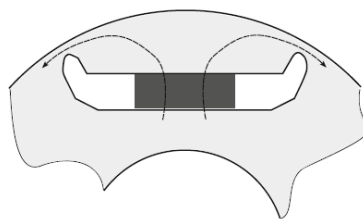


Figura 3.17- Parte do fluxo do PM flui para as pontes de ferro do rotor. [4].

## Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

A figura 3.18 representa o diagrama vetorial da PMASR. O diagrama vetorial apresentado na figura 3.18 mostra que o efeito da componente de fluxo do PM faz girar o vetor da componente de fluxo  $\Lambda$  para fora de fase em relação ao vetor de corrente  $I$ . Como o vetor de tensão  $V$  é rodado solidariamente com o vetor  $\Lambda$  em direção ao vetor da corrente  $I$ , o fator de potência aumenta. Como resultado o PMASR requer uma potência aparente elétrica nominal, inferior à do SynRM, para uma dada potência mecânica nominal [4].

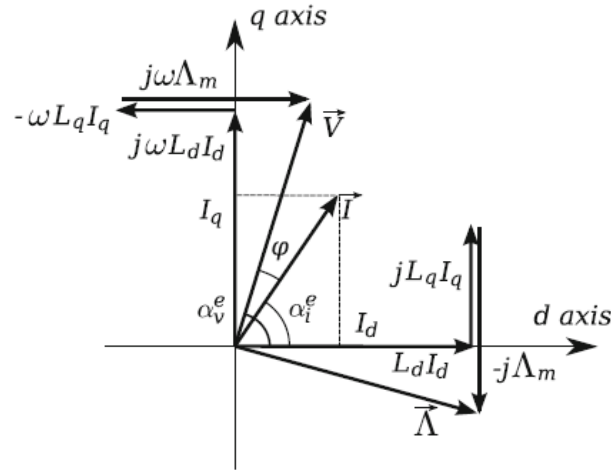


Figura 3.18- Diagrama vetorial do PMASR [4].

### 3.2- Modelo matemático desenvolvido do PMASR

Com base nos modelos matemáticos apresentados no capítulo 2 da presente dissertação, as equações da tensão (2.2) e (2.3), no sistema de eixos  $dq$  da SynRM, também são válidas para o PMASR. Existe, no entanto, uma diferença nas componentes de fluxo estático. A componente de fluxo estático no eixo  $d$ , equação (2.4), mantém-se inalterada, mas no caso da equação do componente de fluxo estático no eixo  $q$  é necessária a adição da componente de fluxo gerada pelos magnetos permanentes e é descrita por:

$$\psi_q = L_q i_q - \psi_{PMq} \quad (3.1)$$

Substituindo as equações das componentes de fluxo (2.4) e (3.1) nas equações da tensão (2.2) e (2.3) obtém-se:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q + \omega_r \psi_{PMq} \quad (3.2)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d \quad (3.3)$$

Das equações (3.2) e (3.3) surgem as equações da dinâmica da corrente da máquina no eixo  $dq$  e são dadas por:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + \omega_r L_q i_q - \omega_r \psi_{PMq}) \quad (3.4)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - \omega_r L_d i_d) \quad (3.5)$$

De forma a completar o modelo matemático, da equação mecânica (2.9), surge a equação da dinâmica mecânica e é dada por:

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B\Omega_m - T_L) \quad (3.6)$$

A figura 3.19 apresenta o diagrama de blocos das equações (3.4), (3.5) e (3.6) do modelo matemático da máquina implementado em Simulink. Os diagramas de blocos estão localizados dentro do subsistema *Máquina\_SynRM* e estão representados em detalhe no Anexo A da presente dissertação.

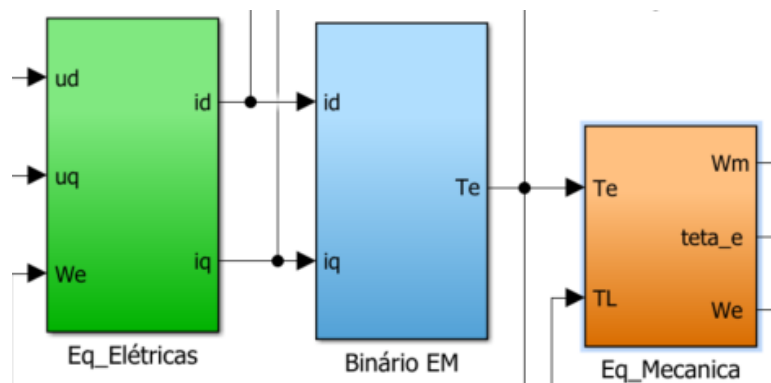


Figura 3.19– Diagrama de blocos das equações do modelo matemático da PMASR.

### 3.3- Controlo do PMASR

Existem na literatura vários tipos de controlo que se podem aplicar ao acionamento do SynRM bem como do PMASR. Alguns destes tipos de controlo são o

controle direto de binário, (Direct Torque Control, DTC), o controle preditivo de binário, (Predictive Torque Control, PTC), e o controle por orientação de campo, (Field Oriented Control, FOC) [39,40].

### **3.3.1- Controle por orientação de campo**

O controle por orientação de campo (FOC) é uma técnica amplamente utilizada no controle de motores elétricos, especialmente em motores de indução e motores síncronos de magnetos permanentes. Esta técnica permite controlar de forma precisa a magnitude e a direção do campo magnético no estator do motor, resultando num desempenho otimizado e numa maior eficiência energética. O FOC pode ser descrito pelos seguintes pontos [39,40].:

Desacoplamento dos eixos  $d$  e  $q$ : O FOC separa o fluxo magnético e o binário em componentes ortogonais, designados por componentes  $d$  (direção do fluxo) e  $q$  (direção do binário) do sistema de coordenadas do motor. Isto permite que o controle do binário e do fluxo magnético sejam realizados de forma independente, permitindo um controle mais preciso e eficiente do motor[39,40].

Transformações de coordenadas: O FOC utiliza transformações de coordenadas, como a Transformação de Clarke e a Transformação de Park, para converter as correntes do estator de um sistema de coordenadas estacionário para um sistema de coordenadas rotativo. Esta conversão permite que as correntes sejam tratadas como correntes contínuas (DC) em vez de correntes alternadas (AC), simplificando o controle [26,39,40].

Controle da Corrente e Tensão: Após a transformação das correntes do estator para o sistema de coordenadas rotativo, são utilizados controladores Proporcional-Integral (PI) para regular as componentes  $d$  e  $q$  das correntes. Os sinais de controle resultantes são então transformados novamente para o sistema de coordenadas estacionário, gerando os sinais de comando de tensão para o inversor que alimenta o motor [39,40]. A figura 3.20 representa o exemplo de um diagrama de blocos FOC para o controle de um SynRM [41].

Nesta dissertação é utilizado um sistema de controle por orientação de campo que pode ser consultado em detalhe no Anexo A.

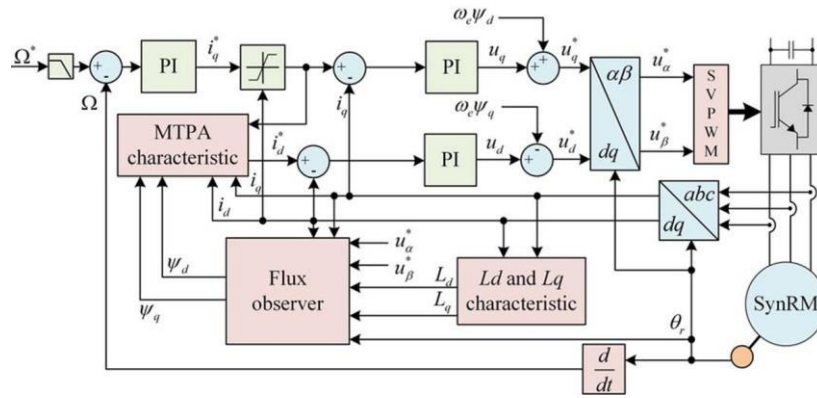


Figura 3.20- Exemplo de diagrama de blocos FOC para controle de um SynRM [41].

### 3.3.2- Controle de Máximo Binário por Ampere

O controle de máximo binário por Ampere (Maximum Torque Per Ampere, MTPA) é uma trajetória de operação que tem como objetivo otimizar o desempenho e a eficiência do motor. A principal finalidade do controle MTPA é maximizar o binário produzido pelo motor para uma dada corrente de entrada, minimizando assim as perdas no cobre, aumentando a eficiência do sistema. O controle MTPA opera no contexto de controle vetorial ou orientação de campo abordado na secção anterior, onde as correntes do motor são transformadas em componentes  $d$  e  $q$  no sistema de coordenadas rotativo [39,40].

A estratégia MTPA tem como principal objetivo encontrar, para o maior binário possível, o menor valor das correntes  $i_d$  e  $i_q$ . A trajetória MTPA é, por sua vez, a curva no plano de corrente d-q que representa a melhor combinação das correntes  $d$  e  $q$  para maximizar o binário [41,42].

Tal como visto na secção 3.1.1, no caso do SynRM, a trajetória de MTPA é alcançada com um ângulo do vetor da corrente no primeiro quadrante e, se a saturação for desprezada, resulta num angulo de corrente  $\alpha_i = 45^\circ$ . Quando é incluída a saturação do ferro o vetor da corrente  $I$  atinge um valor mais elevado [4].

No caso do PMASR a trajetória MTPA é descrita pela equação (3.7) [43].

$$\sin \alpha_i = \frac{\sqrt{\Lambda_{PM}^2 + 8(L_d - L_q)^2 I^2} - \Lambda_{PM}}{4(L_d - L_q)I} \quad (3.7)$$

Tal como mencionado no subcapítulo 1.2 desta dissertação, este trabalho é desenvolvido tendo por base um motor síncrono de relutância existente no Laboratório de Máquinas Elétricas. As características deste motor estão representadas na tabela 3.1.

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

Tabela 3.1- Características de catálogo do SynRM de 3kW da ABB.

Código do Produto	3GAL102523
Velocidade Nominal	1500 rpm
Binário Nominal	19.1 Nm
Tensão Nominal L-L rms	380 V
Consumo Nominal rms	7.1 A
Eficiência Nominal	85.5 %
Fator Potência	0.75

Com base nas características apresentadas na tabela 3.1 foram implementadas, em ambiente Matlab Simulink, as equações da máquina descritas no subcapítulo 3.2, de forma a poder ser obtido o binário eletromagnético  $T_e$  em função das correntes  $i_d$  e  $i_q$ . Neste ensaio é desprezado o efeito de saturação. Os valores dos parâmetros da máquina considerados neste trabalho são os seguintes: Indutâncias  $L_d=0,2351\text{H}$  e  $L_q=0,0798\text{H}$ , resistência elétrica  $R_s=1,94\Omega$ , momento de inércia  $J=0,0019705\text{kg.m}^2$ , e coeficiente de atrito viscoso  $B=0,00618\text{Nm/rad}$ . A tabela 3.2 representa os menores valores das correntes de  $i_d$ ,  $i_q$  e  $I_s$ , para cada valor de  $T_e$ .

Tabela 3.2- Menores valores das correntes de  $i_d$ ,  $i_q$  e  $I_s$  expressas em [A], para cada  $T_e$  [Nm], do modelo analítico.

$T_e$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$i_d$	1.39	2.02	2.49	2.89	3.24	3.56	3.85	4.12	4.37	4.61	4.84	5.05	5.26	5.46	5.66	5.84	6.02	6.2	6.37	6.54
$i_q$	1.39	2.02	2.49	2.89	3.24	3.56	3.85	4.12	4.37	4.61	4.84	5.05	5.26	5.46	5.66	5.84	6.02	6.2	6.37	6.54
$i_s$	0.70	2.86	3.53	4.09	4.59	5.03	5.44	5.83	6.19	6.52	6.84	7.15	7.45	7.73	8.0	8.27	8.52	8.77	9.01	9.25

A figura 3.21 representa o gráfico de contorno 3D dos valores do binário eletromagnético  $T_e$  obtidos através dos pares de correntes  $i_d$  e  $i_q$ .

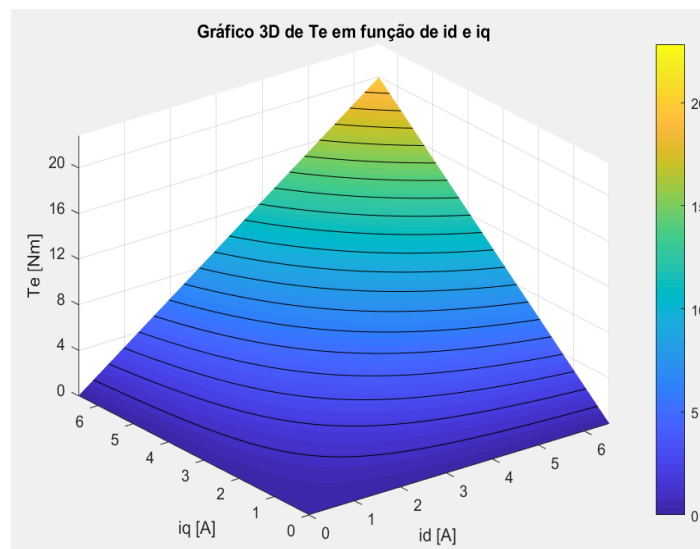


Figura 3.21- Gráfico 3D de  $T_e$  em função de  $i_d$  e  $i_q$ .

A figura 3.22 representa o gráfico de contorno dos valores do binário eletromagnético  $T_e$  em função das correntes  $i_d$  e  $i_q$  obtidos em Matlab. Está também representada a trajetória de MTPA. Desprezando o efeito de saturação fixando dos valores de  $L_d$  e  $L_q$  obtém-se, como é espectável, uma curva MTPA linear com 45°.

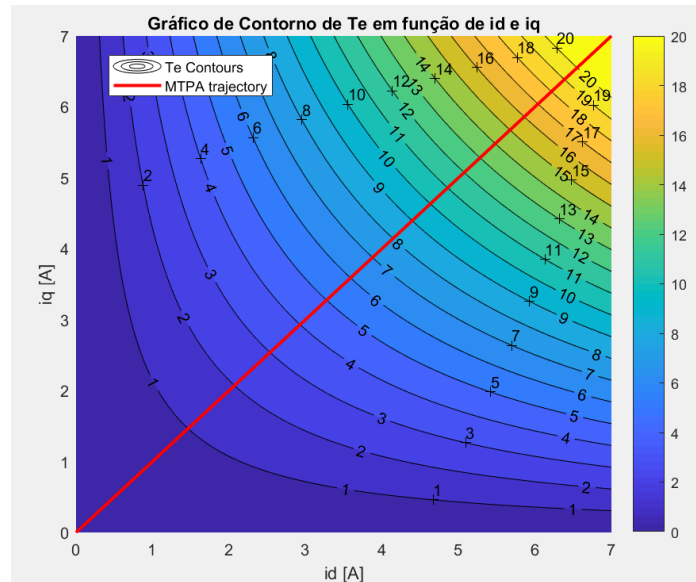


Figura 3.22- Gráfico de contorno de  $T_e$  em função de  $i_d$  e  $i_q$ , com a trajetória MTPA.

### 3.4- Geometria do SynRM

No que concerne à geometria da máquina torna-se necessária a conceção de dois modelos. Em primeiro lugar é construído o modelo completo da máquina com base nas medições recolhidas na SynRM existente no laboratório. O modelo completo permite validar e ensaiar a máquina tal como o de simetria. A utilização do modelo de simetria do SynRM no FEMM, em vez do modelo completo, é justificada pela necessidade de otimizar o tempo de simulação e reduzir a carga computacional. O SynRM em estudo possui simetria geométrica e magnética, o que permite efetuar a análise de apenas um quarto do motor, sendo que o mesmo possui quatro polos. Através do modelo de simetria pode ser feita a simulação sem perda significativa de precisão, já que o comportamento magnético de um quarto da máquina pode ser extrapolado para o conjunto completo.

#### 3.4.1- Modelo completo

A figura 3.23 representa o modelo completo do SynRM criado no FEMM. A figura 3.23 ilustra também a densidade de elementos finitos perfazendo um total de

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

130910 nós e 261534 elementos. Nesta fase de validação de modelos a máquina contruída é o SynRM. Posteriormente são adicionados e ensaiados os magnetos permanentes de Ferrite e de Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB) tornando-se assim um PMASR. Quanto às dimensões do modelo o rotor tem um diâmetro de 103,2 [mm], e o estator um diâmetro de 162,4 [mm]. A profundidade do modelo é de 109,2 [mm].

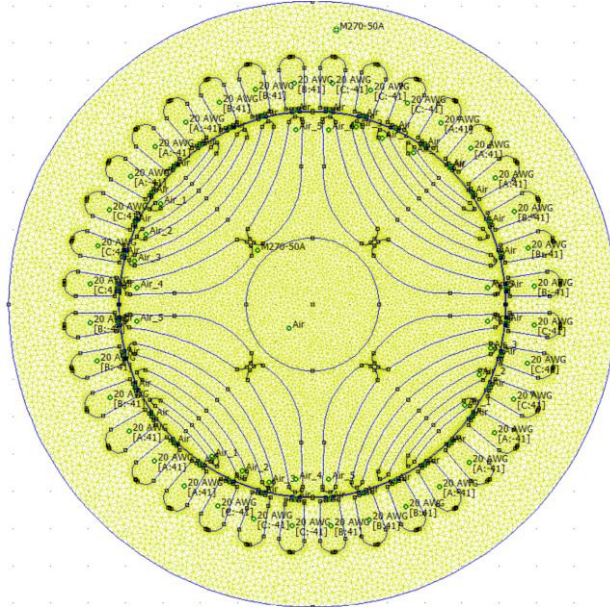


Figura 3.23- Modelo completo do SynRM criado no FEMM.

Para o entreferro é utilizado o material *M270-50A*, e para os enrolamentos é utilizado o material *20 AWG*, cujas propriedades estão representadas nas figuras 3.24a e 3.24b respetivamente. Os enrolamentos são compostos por 41 espiras com a seguinte sequência: (C-, C-, C-, A, A, A, B-, B-, B-, C, C, C, A-, A-, A-, B, B, B).

<p>Name: M270-50A</p> <p>B-H Curve: Nonlinear B-H Curve</p> <p>Linear Material Properties</p> <p>Relative <math>\mu_x</math>: 1      Relative <math>\mu_y</math>: 1</p> <p><math>\phi_{hx}</math>, deg: 0      <math>\phi_{hy}</math>, deg: 0</p> <p>Nonlinear Material Properties</p> <p>Edit B-H Curve      <math>\phi_{hmax}</math>, deg: 0</p> <p>Coercivity</p> <p><math>H_c</math>, A/m: 0      Electrical Conductivity</p> <p><math>\sigma</math>, MS/m: 0</p> <p>Source Current Density</p> <p>J, MA/m<sup>2</sup>: 0</p> <p>Special Attributes: Lamination &amp; Wire Type</p> <p>Not laminated or stranded</p> <p>Lam thickness, mm: 0      Lam fill factor: 1</p> <p>Number of strands: 0      Strand dia, mm: 0</p>	<p>Name: 20 AWG</p> <p>B-H Curve: Linear B-H Relationship</p> <p>Linear Material Properties</p> <p>Relative <math>\mu_x</math>: 1      Relative <math>\mu_y</math>: 1</p> <p><math>\phi_{hx}</math>, deg: 0      <math>\phi_{hy}</math>, deg: 0</p> <p>Nonlinear Material Properties</p> <p>Edit B-H Curve      <math>\phi_{hmax}</math>, deg: 0</p> <p>Coercivity</p> <p><math>H_c</math>, A/m: 0      Electrical Conductivity</p> <p><math>\sigma</math>, MS/m: 58</p> <p>Source Current Density</p> <p>J, MA/m<sup>2</sup>: 0</p> <p>Special Attributes: Lamination &amp; Wire Type</p> <p>Magnet wire</p> <p>Lam thickness, mm: 0      Lam fill factor: 1</p> <p>Number of strands: 1      Strand dia, mm: 0.812049969500</p>
---	---

a)

b)

Figura 3.24 – Características dos materiais a) *M270-50A*, e b) *20 AWG*.

A figura 3.25 representa a curva BH do material *M270-50A* utilizado no entreferro.

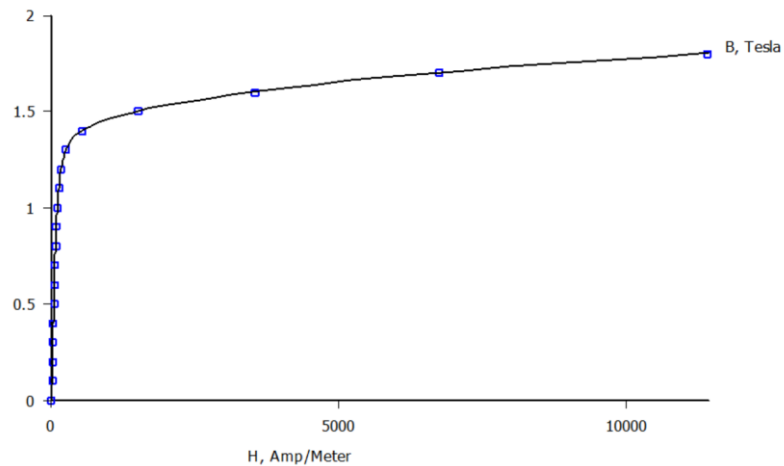


Figura 3.25 - Curva BH do material *M270-50A*.

### 3.4.2- Modelo de simetria

Conforme abordado no subcapítulo 3.4, o modelo de simetria representa um quarto da máquina. A figura 3.26 representa o modelo de simetria no qual as fronteiras são antiperiódicas. Esta figura ilustra também a densidade de elementos finitos compostos por 32806 nós e 60903 elementos.

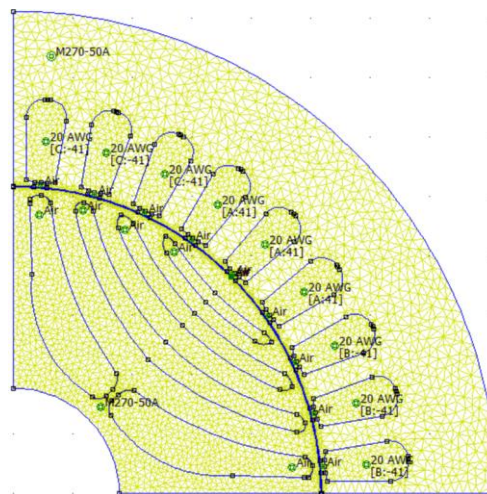


Figura 3.26- Modelo de simetria do SynRM criado no FEMM.

### 3.4.3- Comparação e validação de modelos

De forma a validar o modelo de simetria relativamente ao modelo completo, observando a tabela 3.3 pode verificar-se que tanto o número de nós como o número de

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

elementos finitos é aproximadamente quatro vezes maior no modelo completo face ao modelo de simetria, como é expectável, visto que o modelo de simetria é apenas um quarto do modelo completo. Os números não coincidem exatamente devido à zona da banda deslizante no modelo de simetria ter uma maior densidade de nós.

Tabela 3.3- Comparação resultados dos modelos completo e simetria do SynRM.

	<b>Modelo Completo</b>	<b>Modelo de simetria</b>
Nós	130910	32806 * 4 = 131224
Elementos	261534	60903 * 4 = 243612

Relativamente à densidade de fluxo magnético de ambos os modelos, observa-se que os resultados obtidos nas figuras 3.27 e 3.28, correspondentes ao modelo completo e ao modelo de simetria, respetivamente, estão em concordância.

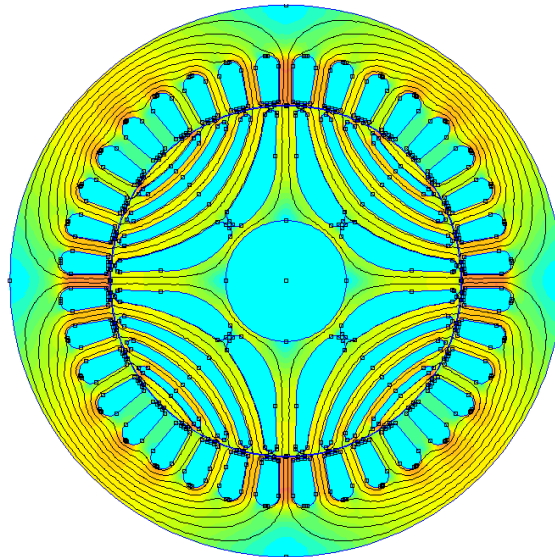


Figura 3.27- Densidade de fluxo magnético do modelo completo.

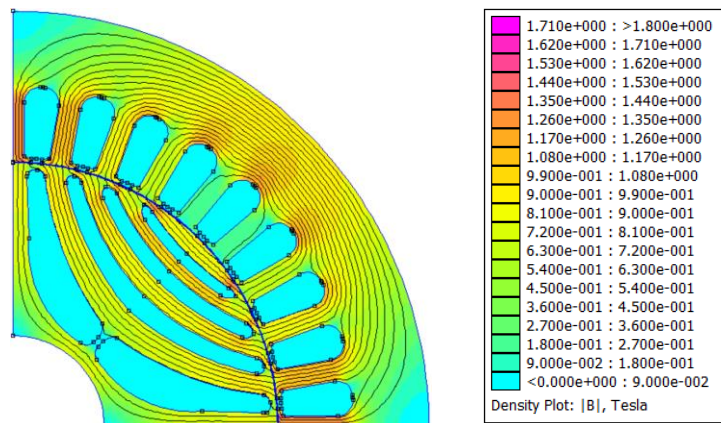


Figura 3.28- Densidade de fluxo magnético do modelo de simetria.

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

De forma a completar a validação dos dois modelos a figura 3.29 que corresponde ao modelo completo, e a figura 3.30 que corresponde ao modelo de simetria, representam as curvas de binário em função do ângulo elétrico. Pode observar-se que as curvas obtidas nos dois modelos são equivalentes e, por conseguinte, pode afirmar-se que os modelos são equivalentes. Pode observar-se também que os pontos de MTPA, simulados com recurso ao FEMM, para cada valor de corrente, tendem a deslocar-se para a direita.

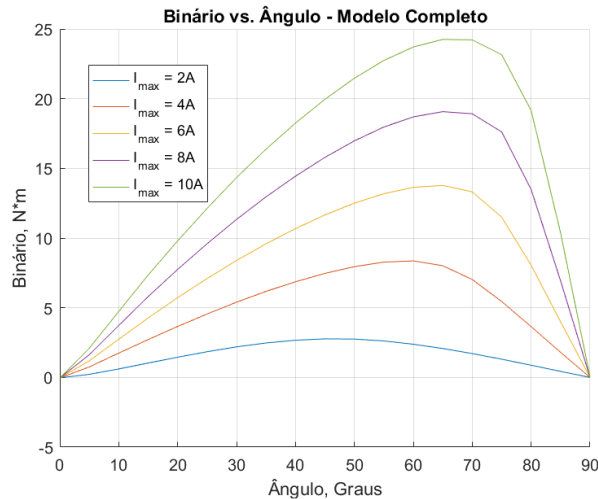


Figura 3.29- Curvas de binário em função do ângulo do modelo completo.

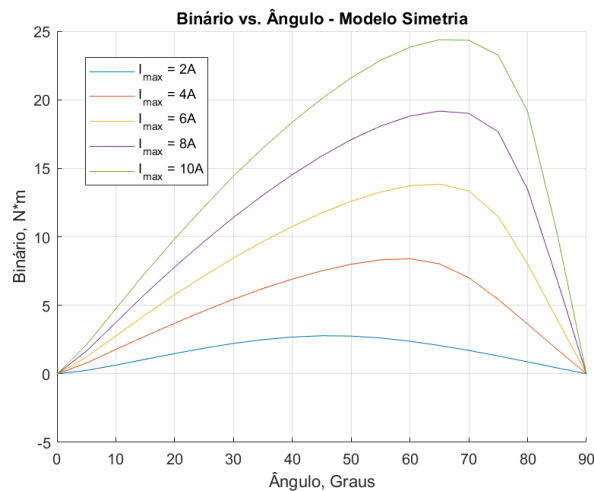


Figura 3.30- Curvas de binário em função do ângulo do modelo de simetria.

### 3.5- Cálculo das indutâncias $L_d$ e $L_q$

O cálculo preciso das indutâncias é um tópico relevante, uma vez que as indutâncias determinam grande parte do comportamento da máquina. A estimativa das indutâncias nos eixos  $dq$  é fundamental, não apenas para a determinação do binário e da

capacidade de enfraquecimento de fluxo, mas também para o desenvolvimento de sistemas de controlo com o objetivo de otimizar a eficiência e o fator de potência [44]. De forma a simular corretamente a máquina em estudo torna-se necessário determinar as indutâncias  $L_d$  e  $L_q$  para cada valor de correntes  $i_d$  e  $i_q$  aplicados.

### 3.5.1- Cálculo de $L_d$

Em primeiro lugar, a simulação é efetuada de modo a calcular os valores das indutâncias  $L_d$ . Nesta fase o vetor da corrente  $i_s$  deve estar alinhado com o eixo  $d$  e a indutância varia em função das amplitudes de corrente aplicadas. Na primeira iteração o valor da corrente do estator é de 1A. Para alinhar o eixo da corrente com o eixo da fase  $a$ , as correntes de fase instantâneas devem ser definidas pelas equações descritas em (3.8) [44]:

$$i_a = 1A, i_b = i_c = -\frac{i_a}{2} = 0.5A \quad (3.8)$$

As quais, no sistema de eixos  $dqo$ , correspondem aos valores de corrente  $i_d$  e  $i_q$  descritos em (3.9) [44].

$$i_d = 1A, i_q = 0A \quad (3.9)$$

A figura 3.31 representa as linhas de fluxo segundo o eixo  $d$ . A simulação corresponde a valor de corrente  $i_d = 1A$  e de  $i_q = 0A$  de forma a realçar a densidade de campo magnético.

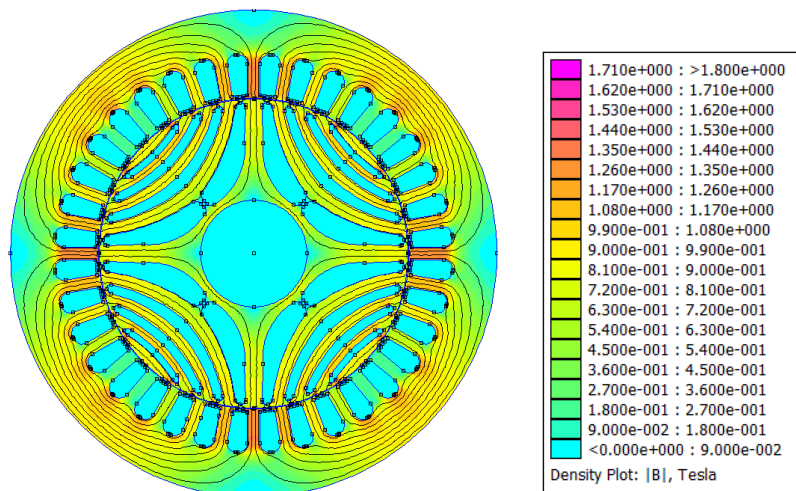


Figura 3.31- Linhas de fluxo magnético no rotor do SynRM segundo o eixo  $d$ .

### 3.5.2- Cálculo de $L_q$

Os valores das indutâncias  $L_q$  são calculados de forma semelhante. No entanto, para efetuar esta simulação o vetor da corrente corrente  $i_s$  necessita estar alinhado com o eixo  $q$ . As correntes de fase são dadas por (3.10). A primeira iteração o valor da corrente do estator, nesta simulação, também é de 1A [44].

$$i_a = 0A, i_b = -i_c = \frac{\sqrt{3}}{2}A \quad (3.10)$$

Que, no sistema de eixos  $dq$ , correspondem aos valores de corrente  $i_d$  e  $i_q$  descritos em (3.11) [44].

$$i_d = 0A, i_q = 1A \quad (3.11)$$

A figura 3.32 representa as linhas de fluxo segundo o eixo  $q$ . A simulação corresponde a valor de corrente  $i_d = 0A$  e de  $i_q = 1A$  de forma a realçar a densidade de campo magnético.

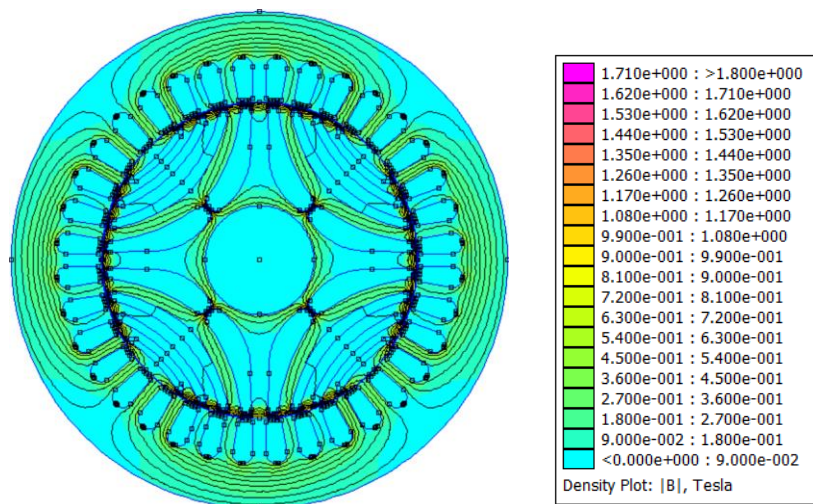


Figura 3.32- Linhas de fluxo magnético no rotor do SynRM segundo o eixo  $q$ .

### 3.5.3- Resultados

Após a realização das simulações para as diferentes amplitudes de corrente, o *software* FEMM fornece os valores dos fluxos de cada fase do motor representados por

## Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

$\psi_a$ ,  $\psi_b$  e  $\psi_c$ . No entanto os fluxos obtidos no FEMM são os fluxos de cada fase. Primeiro estes fluxos têm de ser transformados para fluxos no sistema de eixos  $dq$ .

Segundo [44] o vetor de fluxo no domínio  $dq$  pode ser expresso pelas equações (3.12), (3.13) e (3.14), onde  $\psi$  é o fluxo total,  $\psi_d$  e  $\psi_q$  são as componentes de fluxo nos eixos  $d$  e  $q$  respetivamente, e  $\psi_a$ ,  $\psi_b$  e  $\psi_c$  as componentes de fluxo em cada uma das fases, no referencial  $abc$ .

$$\psi = \psi_d + j\psi_q = \frac{2}{3} (\psi_a + a\psi_b + a^2\psi_c) \quad (3.12)$$

$$\psi_d = \frac{2}{3} (\psi_a - \frac{1}{2}\psi_b - \frac{1}{2}\psi_c) \quad (3.13)$$

$$\psi_q = \frac{1}{\sqrt{3}} (\psi_b - \psi_c) \quad (3.14)$$

Tendo por base as equações (3.13) e (3.14), com recurso à ferramenta Matlab, são convertidos os fluxos de cada fase  $\psi_a$ ,  $\psi_b$  e  $\psi_c$ , nos fluxos  $\psi_d$  e  $\psi_q$  e obtêm-se os resultados apresentados nas tabelas 3.4 e 3.5, respetivamente.

Tabela 3.4- Valores de fluxo  $\psi_d$  expressos em (Wb) em função da corrente  $i_d$ , expressa em (A).

$i_d$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$\psi_d$	0.942	1.214	1.307	1.375	1.433	1.485	1.534	1.580	1.623	1.665	1.705	1.744	1.782	1.820	1.856	1.892

Tabela 3.5- Valores de fluxo  $\psi_q$  expressos em (Wb) em função da corrente  $i_q$ , expressa em (A).

$i_q$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$\psi_q$	0.199	0.261	0.318	0.373	0.426	0.477	0.528	0.577	0.625	0.671	0.716	0.761	0.804	0.847	0.889	0.930

As figuras 3.33 e 3.34 representam os gráficos dos fluxos em função das respetivas correntes.

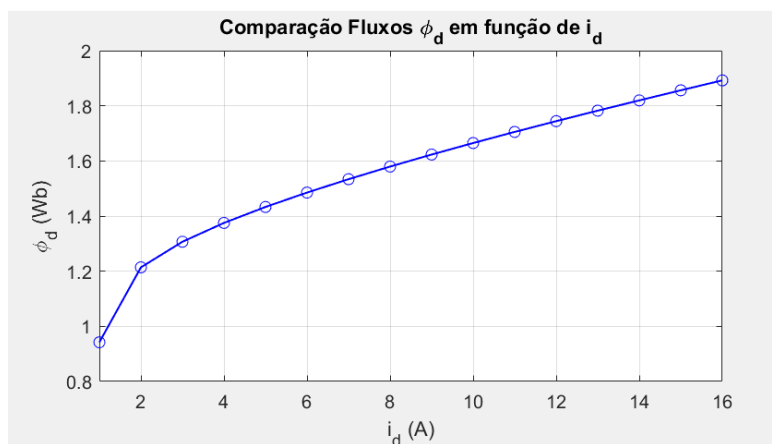


Figura 3.33- Fluxo magnético  $\psi_d$  em função das correntes  $i_d$ .

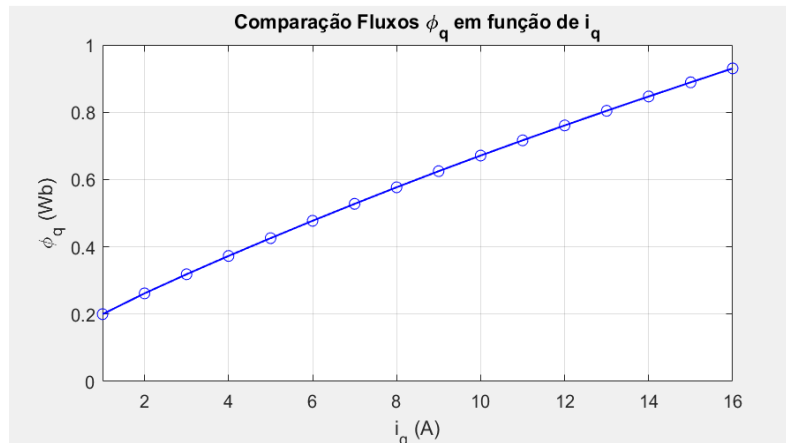


Figura 3.34- Fluxo magnético  $\psi_q$  em função das correntes  $i_q$ .

Após obtenção dos fluxos  $\psi_d$  e  $\psi_q$  calculam-se finalmente indutâncias  $L_d$  e  $L_q$ . As indutâncias são obtidas através das equações (3.15) e (3.16) [44]:

$$L_d = \frac{\psi_d}{i_d} \quad (3.15)$$

$$L_q = \frac{\psi_q}{i_q} \quad (3.16)$$

Recorrendo às equações (3.15) e (3.16), com recurso à ferramenta MatLab, são convertidos os fluxos  $\psi_d$  e  $\psi_q$ , nas respectivas indutâncias  $L_d$  e  $L_q$ , e obtêm-se os resultados apresentados nas tabelas 3.6 e 3.7.

Tabela 3.6- Valores das indutâncias  $L_d$  expressas em (H) em função da corrente  $i_d$ , expressa em (A).

$i_d$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$L_d$	0.942	0.607	0.436	0.344	0.287	0.248	0.219	0.197	0.180	0.167	0.155	0.145	0.137	0.130	0.124	0.118

Tabela 3.7- Valores das indutâncias  $L_q$  expressas em (H) em função da corrente  $i_q$ , expressa em (A).

$i_q$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$L_q$	0.199	0.131	0.106	0.093	0.085	0.079	0.075	0.072	0.069	0.067	0.065	0.063	0.062	0.061	0.059	0.058

As figuras 3.35 e 3.36 representam os gráficos das indutâncias  $L_d$  e  $L_q$ , em função das correntes  $i_d$  e  $i_q$ .

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

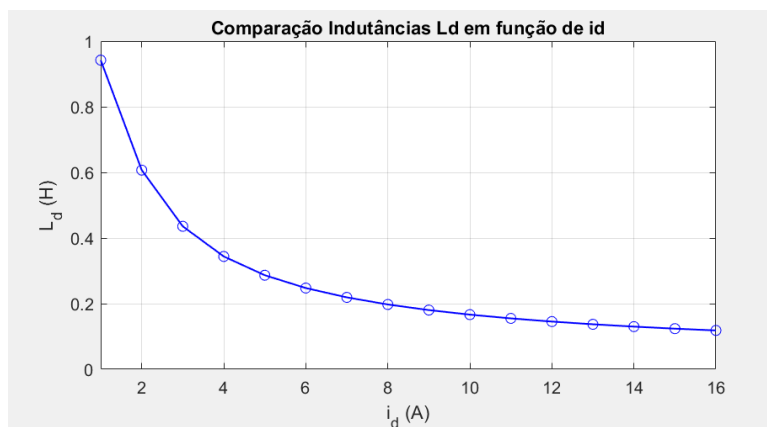


Figura 3.35- Indutância  $L_d$  em função das correntes  $i_d$ .

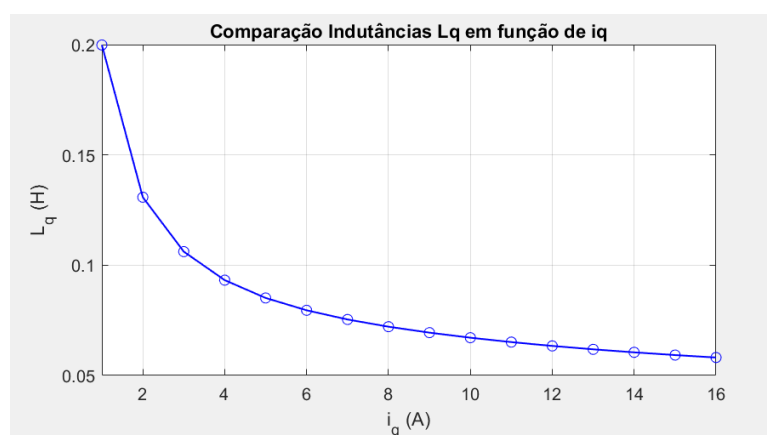


Figura 3.36- Indutância  $L_q$  em função das correntes  $i_q$ .

## Capítulo 4 – Análise e comparação de resultados

### 4.1- Magnetos permanentes de Ferrite

Na lista de materiais disponíveis na biblioteca de materiais do FEMM versão 4.2, versão utilizada para a realização desta dissertação, encontram-se os materiais *Ceramic 1*, *Ceramic 5*, *Ceramic 8*, *Y25* e *Y30*. Dos materiais listados o *Ceramic 8* (também conhecido por *Y30H-1*) é o que possui um campo magnético mais intenso devido ao seu maior valor de coercividade intrínseca<sup>4</sup> ( $H_c$ ), e maior magnetismo remanescente ( $B_r$ ), em comparação com os restantes materiais. Os materiais com maior coercividade intrínseca são mais difíceis de desmagnetizar, o que os torna materiais mais uteis em aplicações onde é importante manter a magnetização como o caso dos magnetos permanentes.

A escolha do magneto permanente de Ferrite neste trabalho é o *Ceramic 8* [45], cujas características podem ser observadas na figura 3.37.

The image shows a software dialog box for defining material properties. The 'Name' field is set to 'Ceramic 8'. The 'B-H Curve' is set to 'Nonlinear B-H Curve'. Under 'Linear Material Properties', 'Relative  $\mu_x$ ' and 'Relative  $\mu_y$ ' are both 1.43846, and ' $\phi_{hx}$ , deg' and ' $\phi_{hy}$ , deg' are both 0. Under 'Nonlinear Material Properties', there is an 'Edit B-H Curve' button and ' $\phi_{hmax}$ , deg' is 0. Under 'Coercivity', ' $H_c$ , A/m' is 233568. Under 'Electrical Conductivity', ' $\sigma$ , MS/m' is 0. Under 'Source Current Density', 'J, MA/m<sup>2</sup>' is 0. Under 'Special Attributes: Lamination & Wire Type', the dropdown is 'Not laminated or stranded'. Below this, 'Lam thickness, mm' is 0, 'Lam fill factor' is 1, 'Number of strands' is 0, and 'Strand dia, mm' is 0. 'OK' and 'Cancel' buttons are at the bottom right.

Figura 3.37- Características do material *Ceramic 8*.

A figura 3.38 representa a curva de magnetização BH do material *Ceramic 8*.

<sup>4</sup> Campo coercitivo mede a capacidade de um material magnético de resistir à desmagnetização.

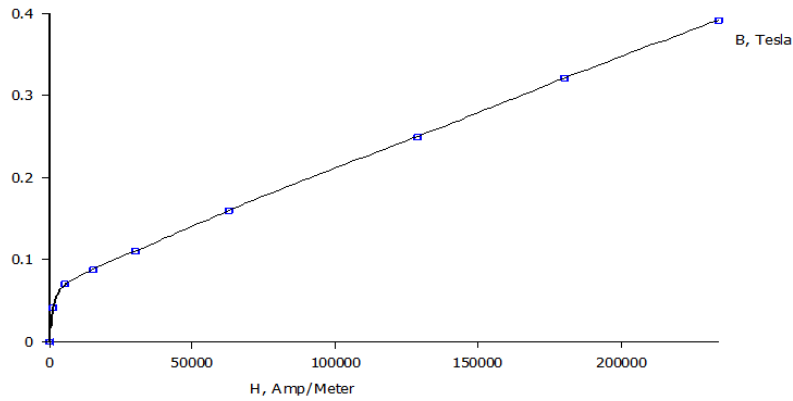


Figura 3.38 - Curva BH do material *Ceramic 8*.

### 4.1.1- Geometria e distribuição no rotor

A figura 4.39 representa o modelo de simetria onde se pode observar a geometria dos magnetos permanentes de Ferrite aplicados na máquina. A figura 4.39 ilustra também a densidade de elementos finitos compostos por 32474 nós e 60229 elementos. Pode verificar-se na figura que o alinhamento do campo magnético está posicionado a 45° em relação ao eixo  $x$  com direção do exterior para o interior da máquina.

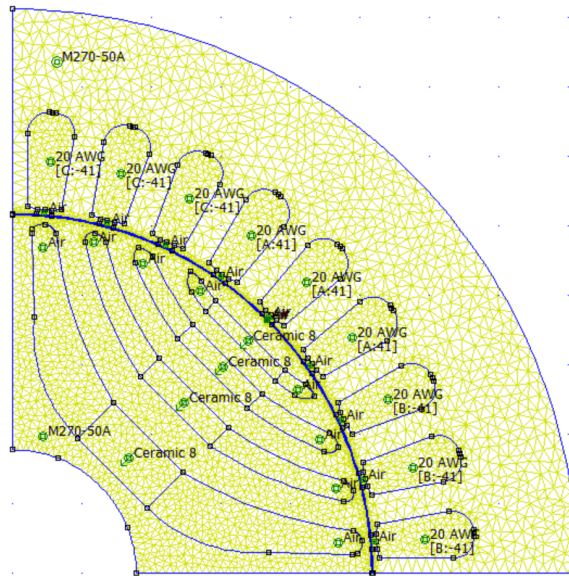


Figura 4.39- Modelo de simetria do PMASR Ferrite criado no FEMM.

### 4.1.2- Linhas e intensidade de fluxo magnético

As figuras 4.40a e 4.40b representam as linhas de fluxo o modelo PMASR com magnetos de Ferrite obtidas no FEMM. A figura 4.36a corresponde a valor de corrente  $i_d = i_q = 0A$ , onde se pode observar as linhas de fluxo geradas apenas pela ação da Ferrite. A figura 4.36b corresponde a valor de corrente  $i_d = 1A$  e de  $i_q = 0A$  de forma a realçar a densidade de campo magnético.

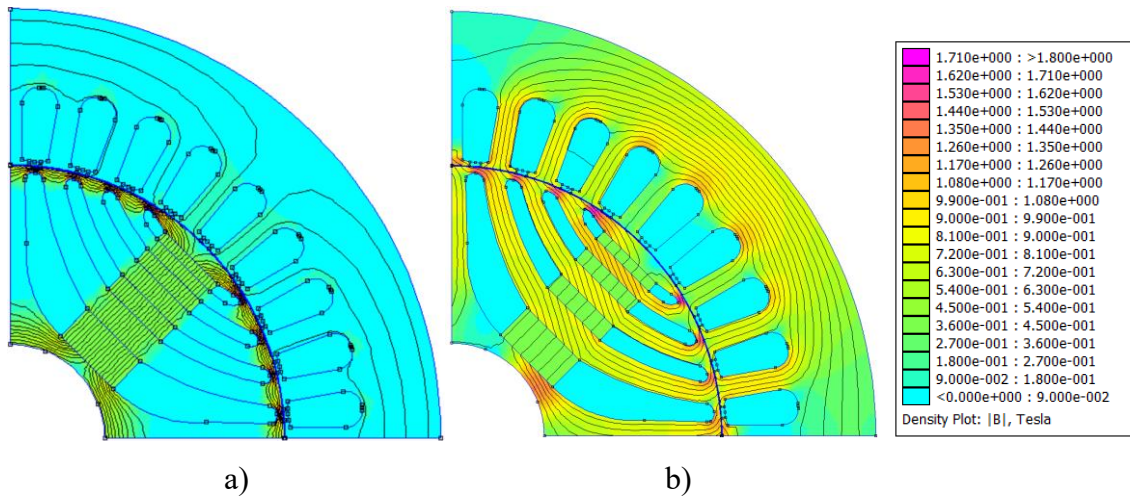


Figura 4.40- Densidade fluxo magnético modelo PMASR Ferrite com  $i_d = i_q = 0A$  (a), e com  $i_d = 1A$  e  $i_q = 0A$  (b).

#### 4.2- Magnetos permanentes de NdFeB

Relativamente aos magnetos de NdFeB, de entre os materiais disponíveis na biblioteca de materiais, existem os *BN1* até ao *BN10*, sendo que o material *BN1* é o que tem menor coercividade intrínseca, e o material *BN10* a maior. Existe também outro material na biblioteca denominado *NdFeB 10 MGOe (Bonded)*, -que embora seja um material com características semelhantes ao material *BN10*, em termos de coercividade, o *NdFeB 10 MGOe (Bonded)* poderia ser uma escolha viável, embora com menor intensidade magnética. A escolha do magneto permanente de NdFeB a utilizar neste trabalho é o material *BN10* [46,47], cujas características podem ser observadas na figura 4.41.

Name	BN10	
B-H Curve	Linear B-H Relationship	
Linear Material Properties		
Relative $\mu_x$	1.26	Relative $\mu_y$ 1.26
$\phi_{hx}$ , deg	0	$\phi_{hy}$ , deg 0
Nonlinear Material Properties		
Edit B-H Curve		$\phi_{hmax}$ , deg 0
Coercivity		Electrical Conductivity
$H_c$ , A/m	448368	$\sigma$ , MS/m 0.01
Source Current Density		
J, MA/m <sup>2</sup> 0		
Special Attributes: Lamination & Wire Type		
Not laminated or stranded		
Lam thickness, mm	0	Lam fill factor 1
Number of strands	0	Strand dia, mm 0
OK		Cancel

Figura 4.41 - Características do material *BN10*.

Relativamente à curva de magnetização deste material, a mesma é linear.

#### 4.2.1- Geometria e distribuição no rotor

A figura 4.42 representa o modelo de simetria onde se pode observar a geometria dos magnetos permanentes de NdFeB. O posicionamento e dimensão destes magnetos é igual à ilustrada na figura 4.35 da secção 4.1.1 deste capítulo. A figura 4.37 tem a mesma densidade de elementos finitos que a versão de Ferrite, ou seja, é composta por 32474 nós e 60229 elementos. Pode verificar-se na figura 4.42 que o alinhamento do campo magnético também está posicionado a 45° em relação ao eixo  $x$  com direção do exterior para o interior da máquina. Estruturalmente, a PMASR Ferrite e a PMASR NdFeB são iguais. A única diferença corresponde ao tipo de magnetos permanentes instalados.

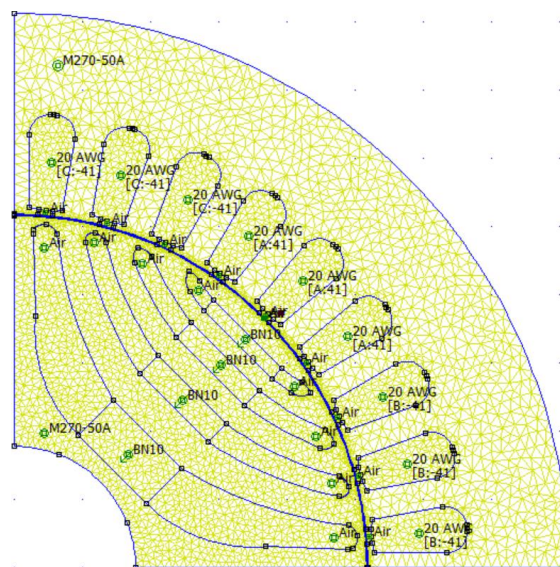


Figura 4.42- Modelo de simetria do PMASR NdFeB criado no FEMM.

#### 4.2.2- Linhas e intensidade de fluxo magnético

As figuras 4.43a e 4.43b representam as linhas de fluxo o modelo PMASR com magnetos de NdFeB obtidas no FEMM. A figura 4.38a corresponde a valor de corrente  $i_d = i_q = 0A$ , onde se pode observar as linhas de fluxo geradas apenas pela ação da Ferrite. A figura 4.38b corresponde a valor de corrente  $i_d = 1A$  e de  $i_q = 0A$  de forma a realçar a densidade de campo magnético.

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

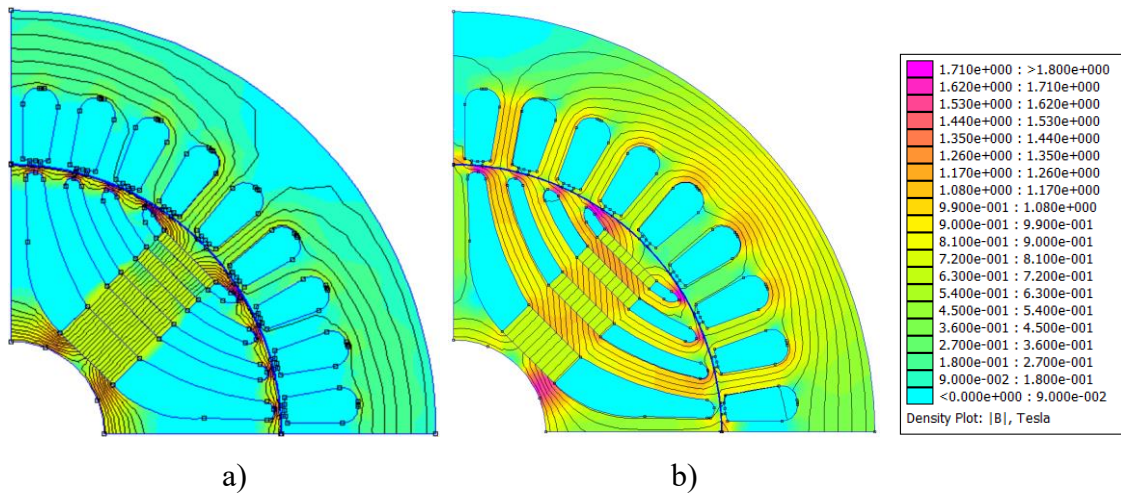


Figura 4.43- Densidade fluxo magnético modelo PMASR NdFeB com  $i_d = i_q = 0A$  (a), e com  $i_d = 1A$  e  $i_q = 0A$  (b).

### 4.3- Comparação e análise de resultados SynRM, Ferrite e NdFeB no FEMM

Após a modelização e simulação dos modelos de simetria dos três tipos de máquinas no FEMM, nomeadamente do SynRM, e dos modelos PMASR com magnetos permanentes de Ferrite e de NdFeB, é realizada uma comparação detalhada. Esta análise permite avaliar o desempenho eletromagnético de cada máquina, considerando o binário, a eficiência e o impacto dos diferentes materiais magnéticos utilizados.

#### 4.3.1- Fluxos

A figuras 4.44 e 4.45 representam as linhas de fluxo de  $\psi_d$  e  $\psi_q$  em função das correntes  $i_d$  e  $i_q$  respetivamente.

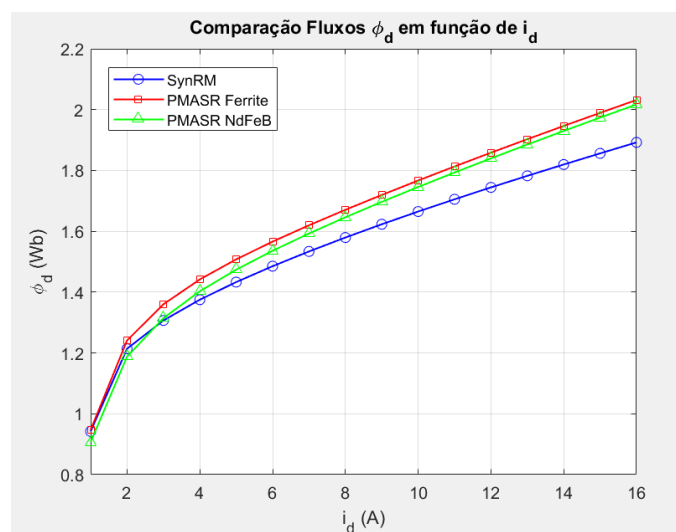


Figura 4.44- Fluxos magnéticos  $\psi_d$  em função das correntes  $i_d$  do SynRM, PMASR Ferrite e PMASR NdFeB.

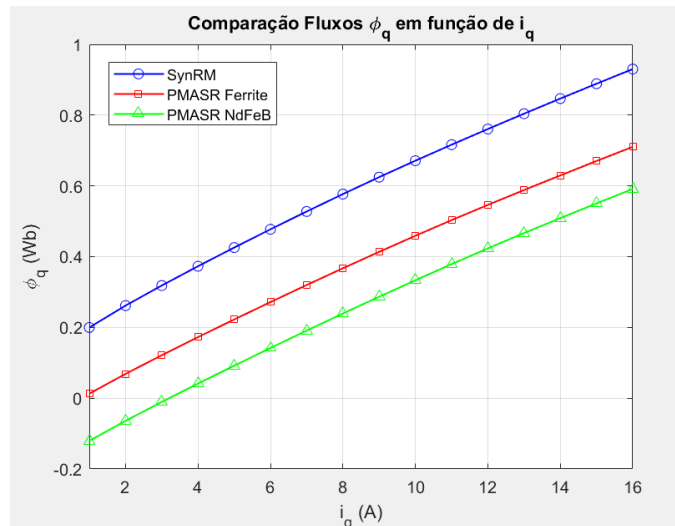


Figura 4.45- Fluxos magnéticos  $\psi_q$  em função das correntes  $i_q$  do SynRM, PMASR Ferrite e PMASR NdFeB.

Observa-se na figura 4.45 que, com a adição dos magnetos permanentes, os fluxos no eixo  $q$  são menores que os obtidos na máquina SynRM. Analisando o diagrama vetorial do PMASR, representado pela figura 3.18 do capítulo 3, observa-se que o vetor do fluxo gerado pelos magnetos permanentes tem sentido oposto ao vetor do fluxo gerado pelas bobinas. Como resultado, obtêm-se valores de fluxo menores no eixo  $q$ . É este resultado que proporciona o aumento da relutância nas PMASR e consecutivamente maior binário.

### 4.3.2- Indutâncias

A figura 4.46 representa a indutância  $L_d$  em função da corrente  $i_d$ . Esta indutância é obtida através da equação (3.15), do capítulo 3.

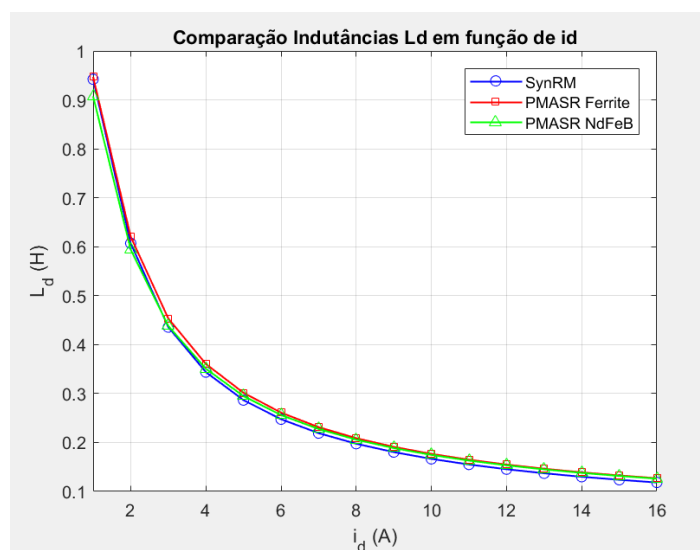


Figura 4.46- Indutâncias  $L_d$  em função das correntes  $i_d$  do SynRM, PMASR Ferrite e PMASR NdFeB.

A figura 4.47 representa a indutância  $L_q$  em função da corrente  $i_q$ . Esta indutância é obtida da equação (3.1), do capítulo 3, a qual resulta na equação (4.1).

$$L_q = \frac{\psi_q + \psi_{PMq}}{i_q} \quad (4.1)$$

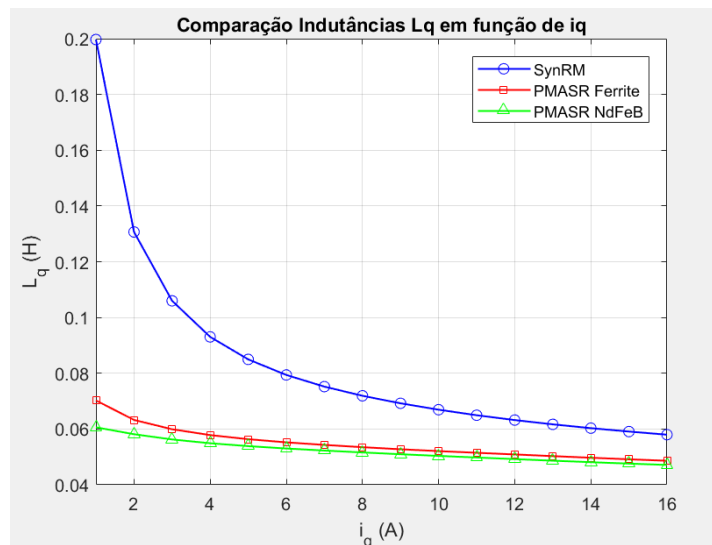


Figura 4.47- Indutâncias  $L_q$  em função das correntes  $i_q$  do SynRM, PMASR Ferrite e PMASR NdFeB.

### 4.3.3- Binário eletromagnético e curvas MTPA

As tabelas 4.8, 4.9 e 4.10 apresentam os menores valores das correntes de  $i_d$ ,  $i_q$  e  $I_s$ , para cada valor de  $T_e$ , e as figuras 4.48, 4.49 e 4.50 representam os gráficos de contorno dos valores do binário eletromagnético  $T_e$  em função das correntes  $i_d$  e  $i_q$  do SynRM, do PMASR Ferrite e do PMASR NdFeB, respetivamente, obtidos pela ferramenta MATLAB.

Tabela 4.8- Menores valores das correntes de  $i_d$ ,  $i_q$  e  $i_s$  expressas em [A], para cada valor de  $T_e$  [Nm], do SynRM.

$T_e$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$i_d$	0.37	0.65	0.8	0.97	1.07	1.16	1.27	1.34	1.48	1.53	1.57	1.65	1.68	1.73	1.75	1.81	1.82	1.9	1.97	1.98
$i_q$	0.45	0.86	1.22	1.51	1.82	2.12	2.4	2.7	2.96	3.26	3.56	3.84	4.14	4.43	4.73	5.02	5.31	5.59	5.87	6.17
$i_s$	0.58	1.08	1.46	1.79	2.11	2.42	2.72	3.01	3.31	3.6	3.89	4.18	4.47	4.76	5.04	5.33	5.62	5.9	6.19	6.48

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

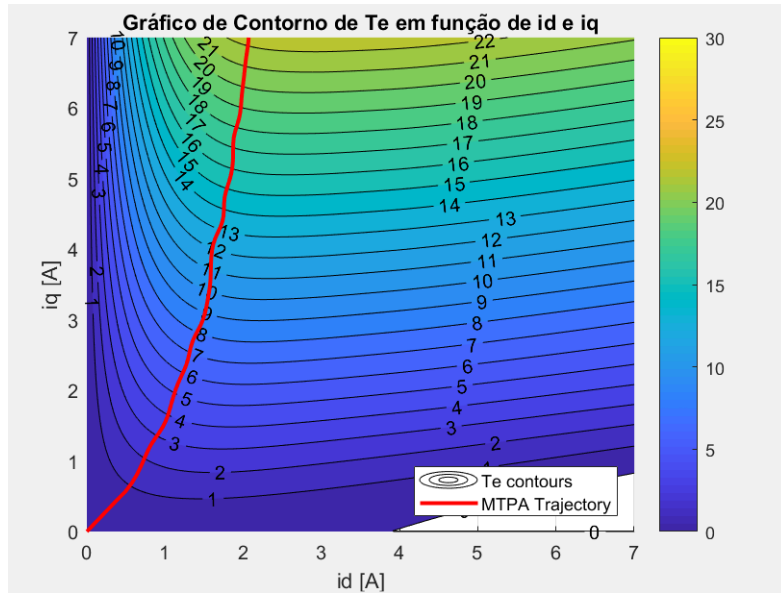


Figura 4.48- Gráfico de contorno de  $T_e$  em função de  $i_d$  e  $i_q$ , com a trajetória MTPA do SynRM.

Tabela 4.9- Menores valores das correntes de  $i_d$ ,  $i_q$  e  $i_s$  expressas em [A], para cada valor de  $T_e$  [Nm], do PMASR Ferrite.

$T_e$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$i_d$	0.35	0.63	0.81	0.98	1.13	1.23	1.33	1.4	1.48	1.57	1.69	1.73	1.85	1.9	1.97	2.06	2.1	2.16	2.24	2.37
$i_q$	0.41	0.79	1.12	1.41	1.69	1.99	2.28	2.58	2.87	3.15	3.41	3.71	3.97	4.26	4.54	4.81	5.1	5.38	5.65	5.9
$i_s$	0.54	1.01	1.38	1.72	2.03	2.34	2.64	2.94	3.23	3.52	3.81	4.09	4.38	4.66	4.95	5.23	5.52	5.8	6.08	6.36

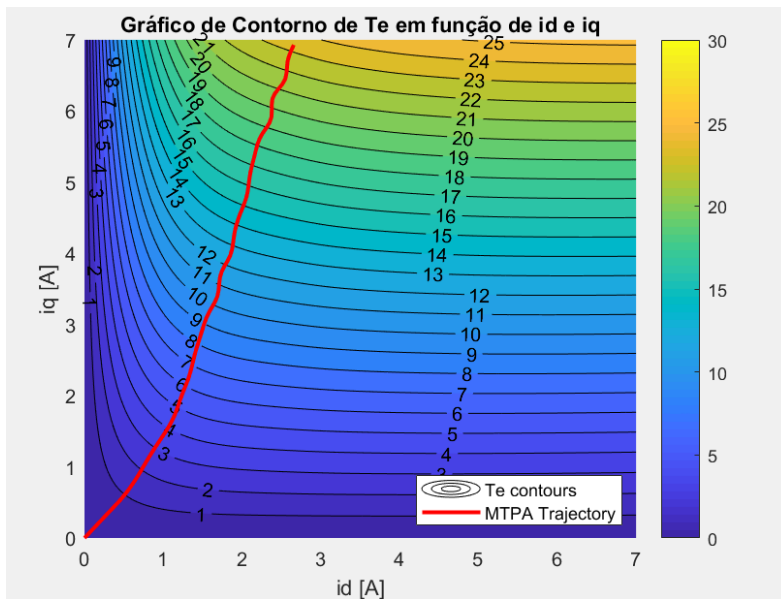


Figura 4.49- Gráfico de contorno de  $T_e$  em função de  $i_d$  e  $i_q$ , com a trajetória MTPA do PMASR Ferrite.

Tabela 4.10- Menores valores das correntes de  $i_d$ ,  $i_q$  e  $i_s$  expressas em [A], para cada valor de  $T_e$  [Nm], do PMASR NdFeB

$T_e$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$i_d$	0.36	0.64	0.81	1	1.1	1.24	1.33	1.41	1.48	1.56	1.64	1.75	1.84	1.86	1.9	1.96	2.04	2.07	2.17	2.22
$i_q$	0.38	0.74	1.06	1.32	1.62	1.88	2.16	2.44	2.72	2.99	3.26	3.51	3.77	4.06	4.34	4.61	4.87	5.15	5.4	5.67
$i_s$	0.52	0.98	1.33	1.66	1.96	2.25	2.54	2.82	3.1	3.37	3.65	3.92	4.2	4.47	4.74	5.01	5.28	5.55	5.82	6.09

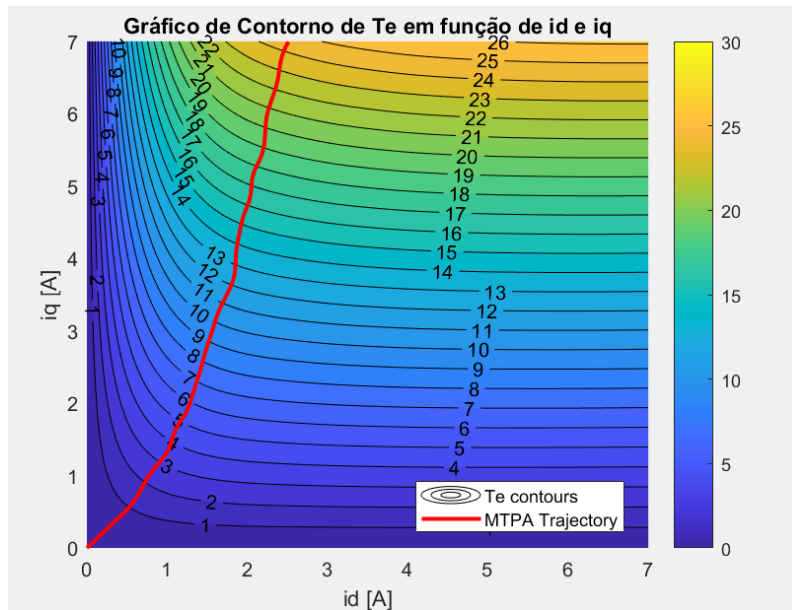


Figura 4.50- Gráfico de contorno de  $T_e$  em função de  $i_d$  e  $i_q$ , com a trajetória MTPA do PMASR NdFeB.

#### 4.4- Curvas de Binário vs. Ângulo.

A figura 4.51 representa as curvas de binário em função do ângulo, da SynRM, e das PMASR com magnetos permanentes de Ferrite e NdFeB. Esta simulação é efetuada para todas as máquinas, com uma corrente de 10A.

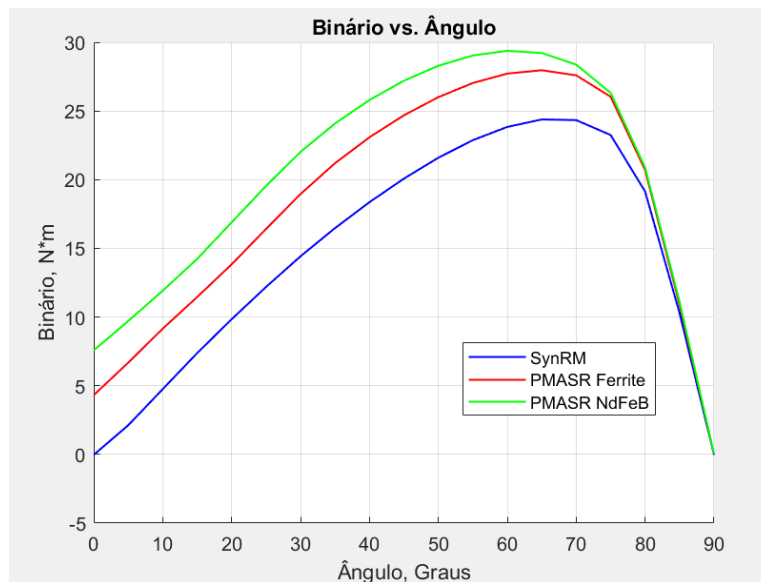


Figura 4.51- Curvas de binário em função do ângulo, da SynRM, e das PMASR Ferrite e NdFeB.

Pode observar-se na figura 4.51 que os resultados das PMASR Ferrite e NdFeB produzem melhorias muitos significativas relativamente à máquina SynRM. A tabela 4.11

## Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

representa o binário, a potência, e a densidade de potência máximas desenvolvidas por cada máquina, à velocidade nominal de 1500rpm e uma corrente de 10A. A potência desenvolvida é obtida através do produto do binário desenvolvido e a velocidade angular nominal, e a densidade de potência é obtida através do quociente entre potência desenvolvida e o volume da máquina.

Tabela 4.11- Binário, Potência e Densidades de Potência desenvolvidos pelas SynRM, PMASR Ferrite e NdFeB.

Tipo de Máquina	Binário máximo desenvolvido [Nm]	Ângulo [graus]	Potência máxima desenvolvida [W]	Densidade de Potência [W/cm <sup>3</sup> ]	Densidade de Potência [%]
SynRM	24.382	67,5	3829.87	4.177	-
Ferrite	27.966	65	4392.90	4.791	+ 14.7%
NdFeB	29.378	60	4614.67	5.033	+ 20.5%

### 4.5- Simulações dos modelos em ambiente MATLAB Simulink

Com base nas equações analíticas apresentadas no capítulo 3 da presente dissertação, é realizada a implementação das mesmas na ferramenta computacional MATLAB Simulink. O objetivo é construir um modelo da máquina que permita simular não só o modelo analítico com parâmetros de indutâncias fixos, mas também os modelos do SynRM, PMASR Ferrite e PMASR NdFeB obtidos através da ferramenta FEMM.

Os resultados do SynRM estão apresentados na tabela 3.2 da seção 3.3.2 do capítulo 3, e os resultados do PMASR Ferrite e PMASR NdFeB estão apresentados nas tabelas 4.8, 4.9 e 4.10 da seção 4.3.3 do presente capítulo.

O tipo de controlador utilizado é do tipo PI. Os ganhos do controlador têm os valores de  $K_p = 5$  para o ganho proporcional, e de  $K_i = 60$  para o ganho integral.

O subsistema de controle implementado em MatLab Simulink, designado por MTPA, é composto por um conjunto de blocos designados por *Lookup Tables* que ao receberem os valores impostos de binário de referência  $T_{ref}$  fornecem os valores das correntes  $i_d$  e  $i_q$  a serem utilizadas em cada uma das quatro simulações a realizar.

Existe também outro conjunto de *Lookup Tables* cuja função é fornecer os valores das indutâncias  $L_d$  e  $L_q$  para cada valor de correntes  $i_d$  e  $i_q$  pelos blocos anteriores. A figura 4.52 representa o subsistema MTPA implementado. Este subsistema pode ser visualizado em detalhe no anexo A.

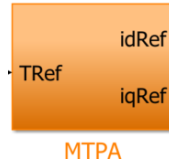


Figura 4.52 - Subsistema MTPA.

Nesta simulação são utilizados controladores comutados. Os sinais de disparo dos semicondutores são gerados por controladores histeréticos de dois níveis [48]. A tensão utilizada no barramento DC tem o valor de 650V, e a abertura da janela de histerese tem o valor de 0.25A. As equações das tensões  $abc$  são dadas por (4.2), (4.3), e (4.4), onde  $\gamma_a$ ,  $\gamma_b$ , e  $\gamma_c$  representam os estados lógicos (dois níveis) dos controladores histeréticos em cada fase, e  $U$  a tensão no barramento DC.

$$u_a = U \left( \frac{2}{3}\gamma_a - \frac{1}{3}\gamma_b - \frac{1}{3}\gamma_c \right) \quad (4.2)$$

$$u_b = U \left( -\frac{1}{3}\gamma_a + \frac{2}{3}\gamma_b - \frac{1}{3}\gamma_c \right) \quad (4.3)$$

$$u_c = U \left( -\frac{1}{3}\gamma_a - \frac{1}{3}\gamma_b + \frac{2}{3}\gamma_c \right) \quad (4.4)$$

A realização das simulações tem por base a imposição, ao longo do tempo, de vários patamares de binário de carga, com o objetivo de analisar o comportamento dos modelos para o mesmo cenário. A figura 4.53 representa o cenário da evolução temporal da velocidade angular de referência  $\Omega_{ref}$ , e do binário de carga  $T_L$ . A concepção deste cenário é feita com recurso ao bloco *Signal Builder* configurado para duas saídas. Este bloco pode ser observado mais em detalhe no Anexo A desta dissertação.

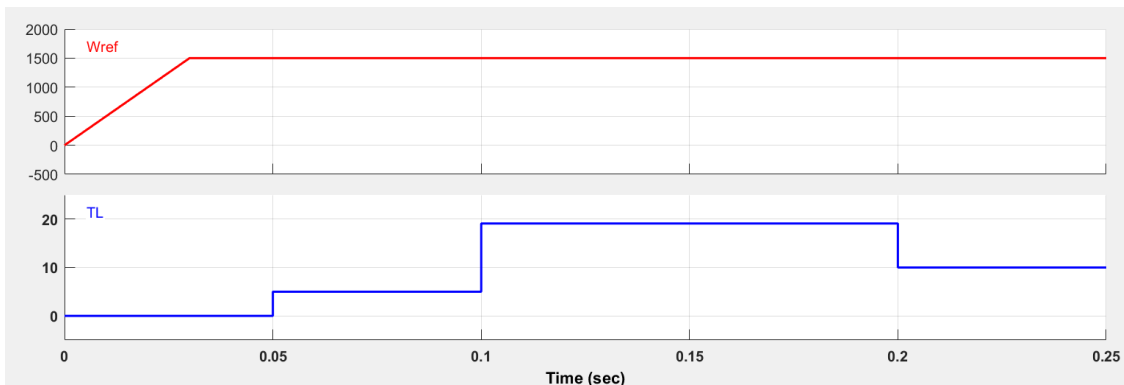


Figura 4.53- Cenário para a simulação, implementado no bloco *Signal Builder*.

A tabela 4.12 representa os valores da evolução temporal da velocidade angular de referência  $\Omega_{ref}$ , e do binário de carga  $T_L$ , implementados no bloco *Signal Builder*. A velocidade de referência  $\Omega_{ref}$  tem uma rampa de arranque de zero a 1500rpm no intervalo de 0.03 segundos mantendo-se neste valor até ao final da simulação. O binário de carga  $T_L$  é imposto em três escalões. O primeiro corresponde a 5Nm, o segundo escalão de 19.1Nm corresponde ao binário nominal do motor em estudo (ver tabela 3.1 da secção 3.3.2 do capítulo 3), e por fim o último escalão de 10Nm.

Tabela 4.12- Evolução temporal de  $\Omega_{ref}$  e  $T_L$ .

Tempo [s]	Vel. Angular [rpm]	Vel. Angular [rad/s]	Binário de carga [Nm]
0 → 0.03	0 → 1500	0 → 157.08	0
0.05	1500	157.08	5
0.1	1500	157.08	19.1
0.2 → 0.3	1500	157.08	10

#### 4.6- Comparação e análise de resultados das simulações dos quatro modelos

##### 4.6.1- Velocidade angular de referência $\Omega_{ref}$ e velocidade angular mecânica $\Omega_m$

As figuras 4.54, 4.55, 4.56 e 4.57 representam a evolução temporal da velocidade angular de referência  $\Omega_{ref}$  e da resposta da velocidade angular mecânica  $\Omega_m$  do modelo analítico, do SynRM, do PMASR Ferrite e do PMASR NdFeB.

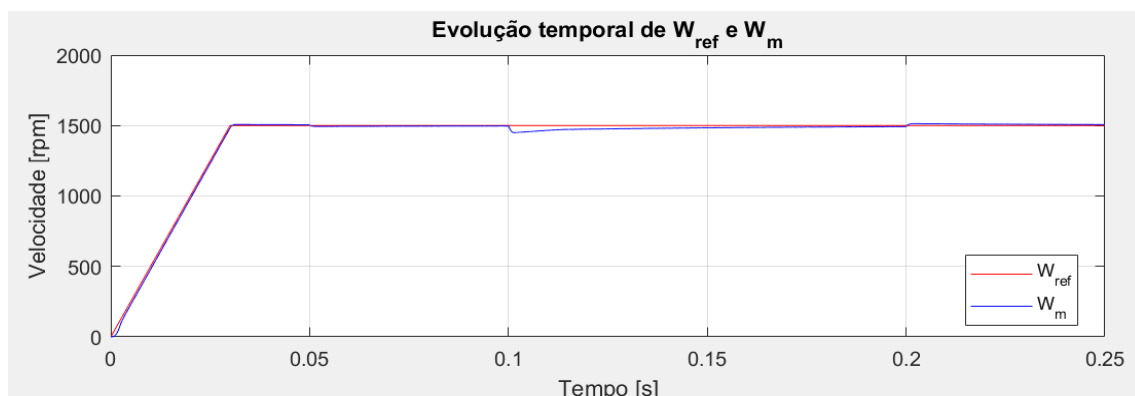


Figura 4.54- Evolução temporal de  $\Omega_{ref}$  e de  $\Omega_m$  do modelo analítico.

## Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

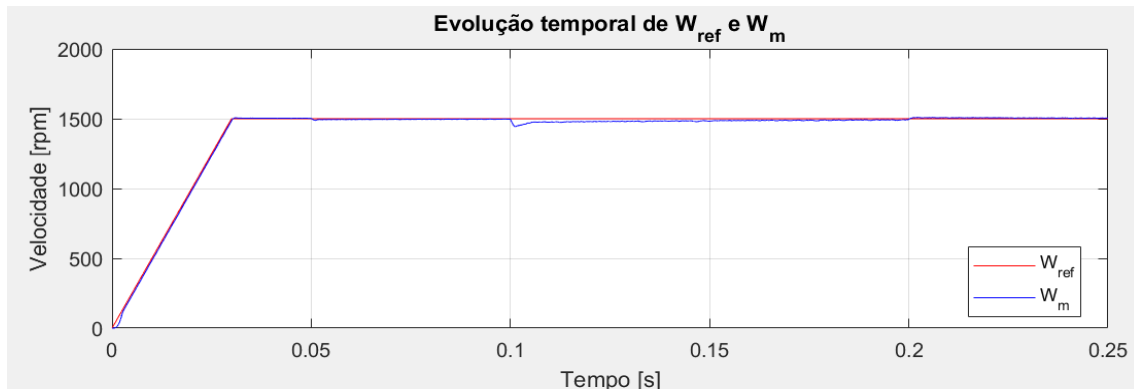


Figura 4.55- Evolução temporal de  $\Omega_{ref}$  e de  $\Omega_m$  do SynRM.

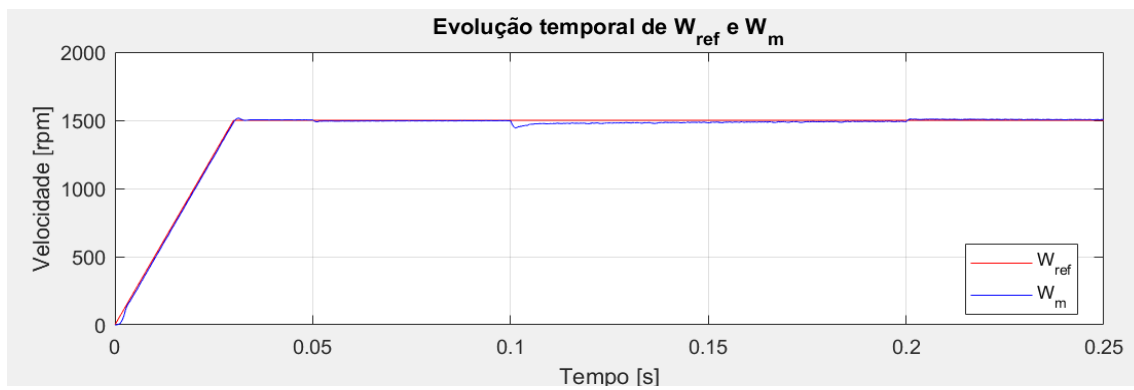


Figura 4.56- Evolução temporal de  $\Omega_{ref}$  e de  $\Omega_m$  do PMASR Ferrite.

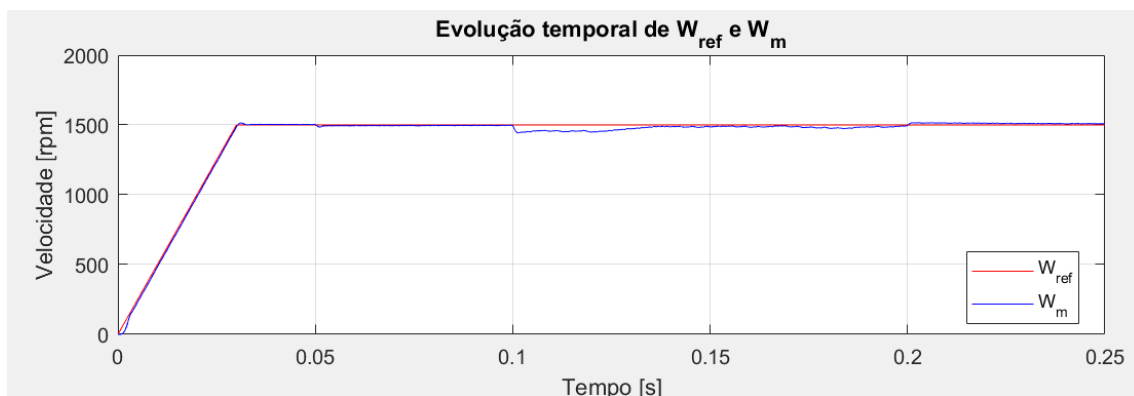


Figura 4.57- Evolução temporal de  $\Omega_{ref}$  e de  $\Omega_m$  do PMASR NdFeB.

Pode verificar-se nas figuras 4.54, 4.55, 4.56 e 4.57 que todos os modelos apresentam um comportamento muito semelhante quando aplicados vários binários de carga ao longo do tempo. Nos modelos PMASR que correspondem às figuras 4.56 e 4.57 existe apenas uma ligeira perturbação quando é atingida a velocidade nominal da máquina.

#### 4.6.2- Correntes da máquina $i_{123}$ , e correntes de referência $i_{123Ref}$

As figuras 4.58, 4.59, 4.60 e 4.61 representam a evolução temporal das correntes de referência  $i_{123Ref}$ , e das correntes na máquina  $i_{123}$  do modelo analítico, do SynRM, do PMASR Ferrite e do PMASR NdFeB.

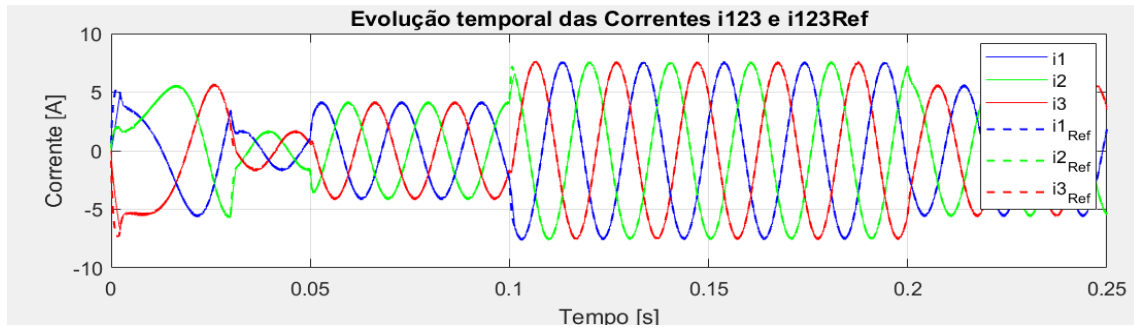


Figura 4.58- Evolução temporal das correntes  $i_{123}$  e  $i_{123Ref}$  do modelo analítico.

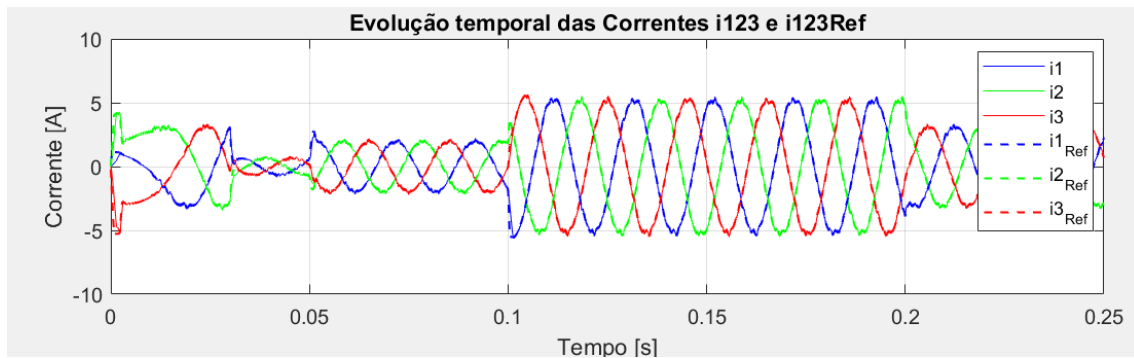


Figura 4.59- Evolução temporal das correntes  $i_{123}$  e  $i_{123Ref}$  do SynRM.

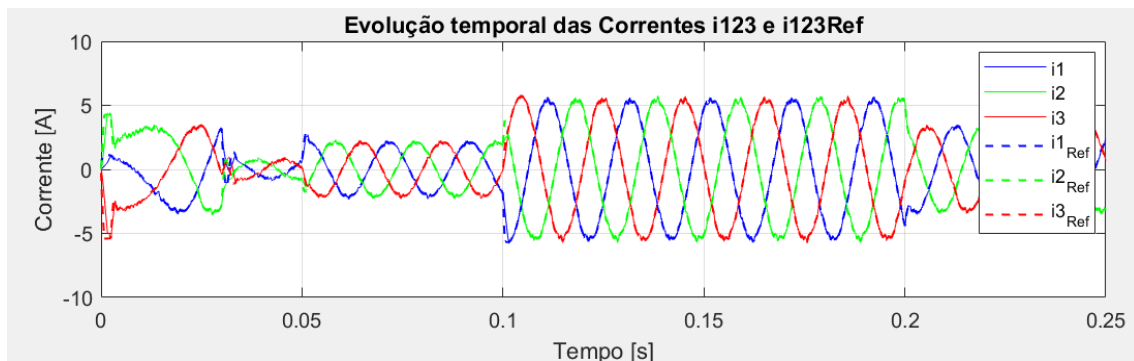


Figura 4.60- Evolução temporal das correntes  $i_{123}$  e  $i_{123Ref}$  do PMASR Ferrite.

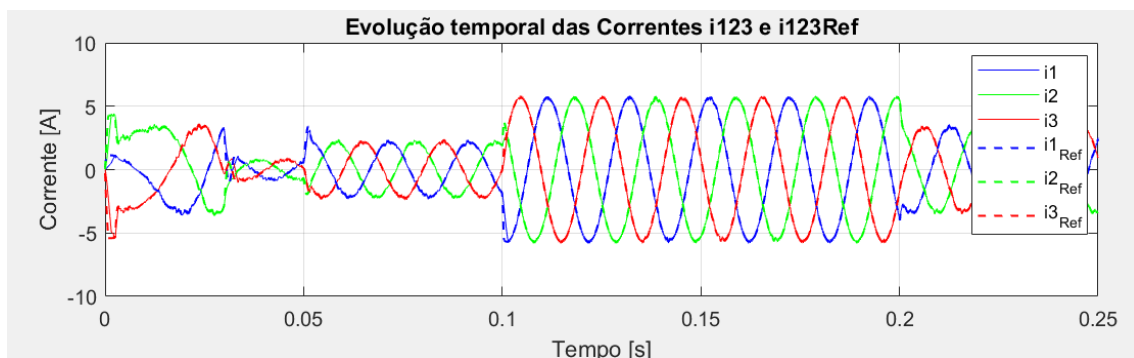


Figura 4.61- Evolução temporal das correntes  $i_{123}$  e  $i_{123Ref}$  do PMASR NdFeB.

Pode observar-se que as figuras 4.58, 4.59 e 4.60 apresentam um comportamento muito semelhante quando aplicados vários binários de carga. A única diferença a assinar é na figura 4.61, onde se constata que a amplitude dos valores de corrente obtidos, e que correspondem ao modelo analítico, são superiores aos restantes modelos.

### 4.6.3- Binários $T_{Ref}$ , $T_e$ e $T_L$

As figuras 4.62, 4.63, 4.64 e 4.65 representam a evolução temporal do binário de referência  $T_{Ref}$ , binário eletromagnético  $T_e$  e binário de carga  $T_L$ , do modelo analítico, do SynRM, do PMASR Ferrite e do PMASR NdFeB.

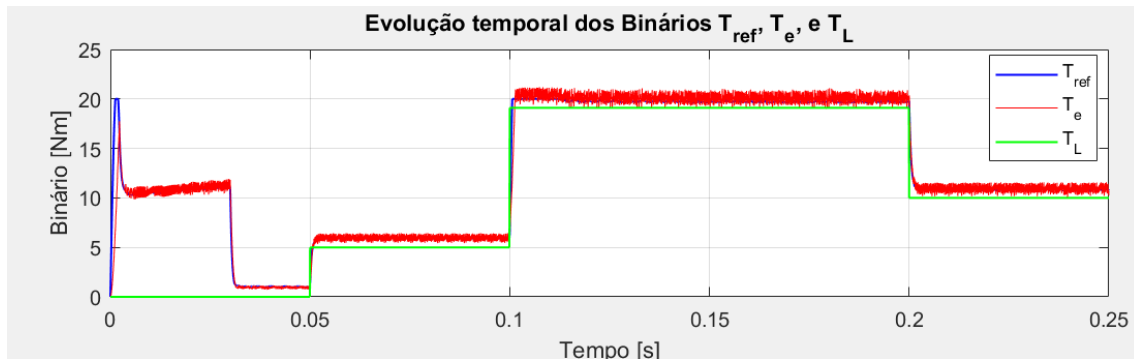


Figura 4.62- Evolução temporal dos binários  $T_{Ref}$ ,  $T_e$  e  $T_L$  do modelo analítico.

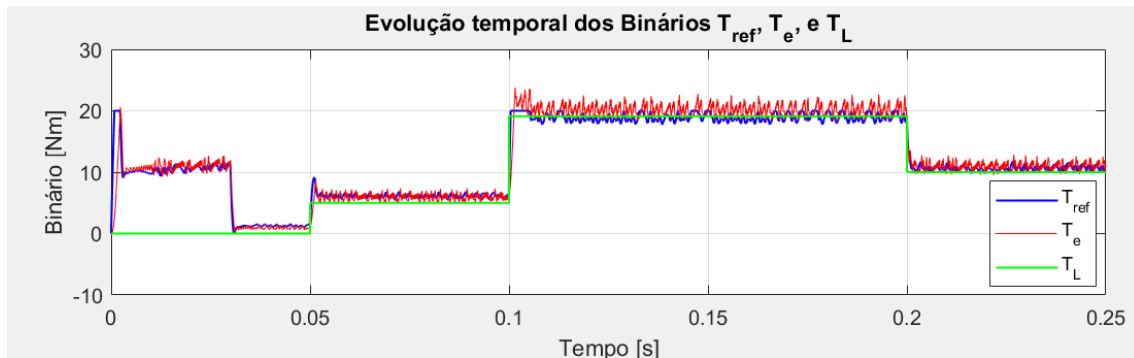


Figura 4.63- Evolução temporal dos binários  $T_{Ref}$ ,  $T_e$  e  $T_L$  do SynRM.

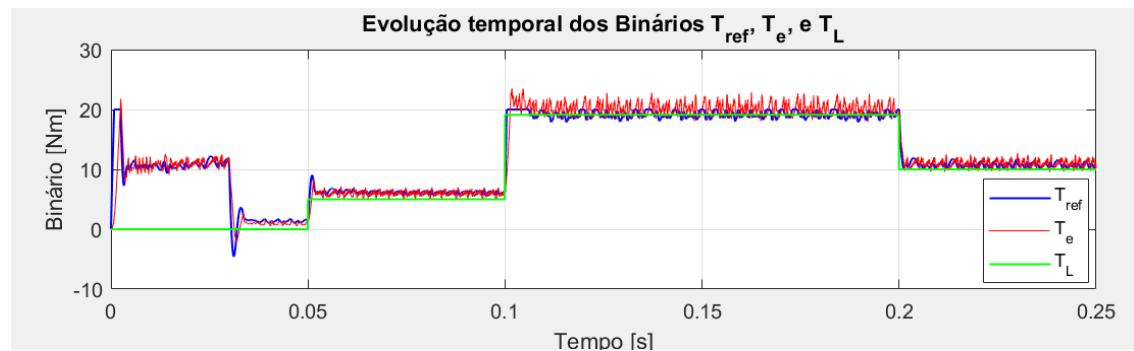


Figura 4.64- Evolução temporal dos binários  $T_{Ref}$ ,  $T_e$  e  $T_L$  do PMASR Ferrite.

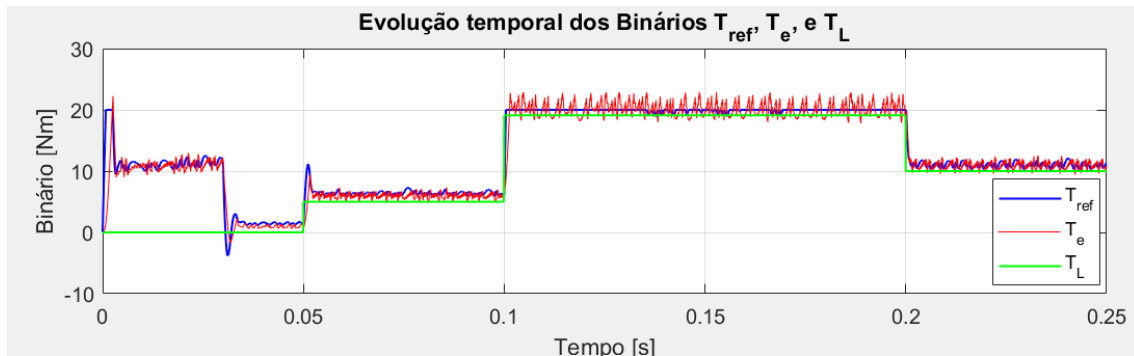


Figura 4.65- Evolução temporal dos binários  $T_{Ref}$ ,  $T_e$  e  $T_L$  do PMASR NdFeB.

Pode observar-se nas figuras 4.62, 4.63, 4.64 e 4.65 que a evolução temporal do binário eletromagnético  $T_e$  é bastante consistente em todos os modelos em resposta ao binário de carga  $T_L$  aplicado. Pode constatar-se também que nos modelos com Ferrite e NdFeB, representados pelas figuras 4.64 e 4.65, existe uma perturbação mais acentuada quando ambas as máquinas atingem a velocidade nominal em vazio.

Estas perturbações podem ser explicadas pelo fato de o controlador PI estar configurado para a máquina SynRM. De forma a não alterar e desvirtuar os resultados das comparações o controlador PI foi mantido inalterado para todas tipologias de máquinas.

## Capítulo 5 - Conclusões e sugestões de trabalho futuro

### 5.1- Conclusões finais

As simulações realizadas com os modelos estudados, designadamente o modelo analítico do SynRM com indutâncias fixas, e os três modelos simulados com recurso ao FEMM, o SynRM, os PMASR com magnetos permanentes de Ferrite, e com magnetos permanentes de NdFeB, forneceram informações importantes sobre o comportamento dos motores síncronos de relutância e a influência da introdução de magnetos permanentes.

O objetivo inicial destes ensaios era avaliar o impacto da adição de magnetos permanentes nos modelos dos motores, com o intuito de obter melhorias significativas no seu desempenho como o aumento do binário e a densidade de potência da máquina. Após a realização dos ensaios em ambiente de simulação, foi possível verificar que as máquinas PMASR com magnetos de Ferrite e de NdFeB apresentaram valores máximos de binário significativamente melhores do que a SynRM. Nas duas opções de PMASR, embora a densidade de potência da versão NdFeB seja 5,8% superior à versão Ferrite, a escolha do tipo de magnetos deve ter em consideração não só apenas desempenho, mas também o custo, a sustentabilidade e o impacto ambiental.

Os magnetos de NdFeB, compostos por terras raras, apresentam um custo significativamente mais elevado e estão sujeitos a flutuações de mercado devido à sua dependência de fornecedores limitados. Além disso, a extração e o processamento das terras raras envolvem processos altamente poluentes e exigem grandes quantidades de energia, contribuindo para a degradação ambiental.

Por outro lado, os magnetos de Ferrite são uma alternativa mais económica e sustentável. A sua produção tem um impacto ambiental consideravelmente menor, uma vez que são fabricados a partir de óxido de ferro que é um material abundante, e não está associado a práticas de extração agressivas. Embora os magnetos de Ferrite possuam uma menor densidade de fluxo magnético, os resultados obtidos nesta dissertação demonstram que, no contexto desta máquina, esta diferença não compromete o desempenho de forma significativa quando comparado com o NdFeB. Assim, considerando o equilíbrio entre desempenho, o custo e a sustentabilidade, a utilização de magnetos de Ferrite revela-se a escolha mais acertada. Esta solução não só garante uma opção economicamente viável, como também contribui para a redução da pegada ecológica associada à produção e utilização deste tipo de máquina.

## 5.2- Sugestões de trabalho futuro

Como sugestões de trabalho futuro é importante ter como foco principal a implementação de melhorias de desempenho e eficiência deste tipo de motor para aplicação em sistemas de tração. Nos pontos seguintes são apresentadas algumas sugestões que poderão ser uma mais-valia para melhoria do desempenho deste tipo de motor.

### 5.2.1- Estudo de novos materiais magnéticos

A utilização de novos materiais magnéticos pode oferecer melhorias significativas no desempenho dos motores destinados a sistemas de tração. De entre os materiais que merecem ser mencionados estão:

***Powder Ferrite***: Os magnetos permanentes de Ferrite em pó têm potencial para melhorar a densidade de fluxo magnético sem o aumento substancial dos custos, tornando-se uma alternativa interessante aos magnetos permanentes de Ferrite convencionais.

**Magnetos permanentes de terras raras de alto desempenho**: Além dos magnetos permanentes de NdFeB, explorar magnetos permanentes que não utilizem disprósio, ou até novas composições, pode resultar num aumento de binário e eficiência, dando resposta à crescente procura por motores de alta densidade de potência para utilização em VE.

### 5.2.2- Ensaio experimentais e validação

Para validar os modelos desenvolvidos em simulações, é essencial realizar ensaios experimentais em protótipos físicos:

**Construção de protótipos com diferentes materiais magnéticos e geometrias**: Ensaio o desempenho de motores com magnetos permanentes de Ferrite, NdFeB, ou até mesmo *Powder Ferrite*, em condições reais de operação.

**Comparação experimental com dados simulados**: Avaliar a precisão dos modelos desenvolvidos através de comparações entre os resultados experimentais e os dados obtidos por simulação. Isto é particularmente importante para verificar os efeitos de variáveis como perdas eletromagnéticas e térmicas no comportamento do motor em ciclos de tração reais.

## Bibliografia

- [1] J. K. Kostko, “Polyphase reaction synchronous motors,” *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 42, no. 11, pp. 1162–1168, Nov 1923.
- [2] J. Kolehmainen, “Synchronous reluctance motor with form blocked rotor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 450–456, June 2010.
- [3] W. L. Soong, “Design and modelling of axially-laminated interior permanent magnet motor drives for field-weakening applications,” Ph.D. dissertation, University of Glasgow, 1993.
- [4] G. Pellegrino, T. Jahns M., N. Bianchi, W. Soong L., and F. Cupertino, *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors*. Springer, 2016.
- [5] S. E. Rauch and L. J. Johnson, “Design principles of *flux-switching* alternators” *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, vol. 74, Issue: 3, January 1955.
- [6] M. Kazmierkowski P., R. Krishnan, and B. Freede, *Control in Power Electronics – Selected Problems*. Academic Press, 2002, United States of America.
- [7] N. El Ouanjli, A. Derouich, A. El ghzizal, M. Taoussi, “Contribution à l’optimisation des performances d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) fonctionnant en mode moteur”, International conference TISPI Oujda, 8 Mai 2016.
- [8] M. Taoussi, M. Karim, B. Bossoufi, A. Lagrioui, M. El Mahfoud, “The Fuzzy Control for Rotor Flux Orientation of the double-fed asynchronous generator Drive”, *International Journal of Computers & Technology*, Mai 2013.
- [9] N. Zarean, H. Kazemi, “A New DTC Control Method of Doubly Fed Induction Generator For Wind Turbine”, *Second Iranian Conference on Renewable Energy and Distributed Generation*, 2012.
- [10] R. E. Betz, R. Lagerquist, M. Jovanovic, T. J. E. Miller, and R. H. Middleton, “Control of Synchronous Reluctance Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 6, pp. 1110-1122, Nov 1993.
- [11] M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, and R. Krishnan, “Control in Power Electronics – Selected Problems” [Part II: Motor Control; Modeling and Control of Synchronous Reluctance Machines (Robert E. Betz)], *Academic Press, Elsevier Science*, 2002.

- [12] L. Lavrinovicha and J. Dirba, “Comparison of permanent magnet synchronous motor and synchronous reluctance motor based on their torque per unit volume,” IEEE Xplore, 2014.
- [13] Y.-H. Jeong, K. Kim, B.-S. Park, S.-Y. Jung, and Y.-J. Kim, “Design characteristics of PMSynRM and performance comparison with IPMSM based on numerical analysis,” IEEE Xplore, 2012.
- [14] J. Baek, S. Bonthu, S. Kwak, and S. Choi, “Optimal design of five-phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor for low output torque ripple,” IEEE Xplore, 2016.
- [15] B. Ban, S. Stipeti'c and M. Klanac "Synchronous Reluctance Machines: Theory, Design and the Potential Use in Traction Applications", in 2019 International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE), The High Tatras, 24-26 Sept. 2019.
- [16] H. W. d. Kock, "Dynamic Control of the Permanent Magnet Assisted Reluctance Synchronous Machine with Constant Current Angle ", M.Sc Thesis, University of Stellenbosch, 2006.
- [17] P. M. Kamper, Reluctance Synchronous Machine Drives – a Viable Alternative? Disponível em: <https://documents.pub/document/relutance-synchronous-machine-drives-a-viable-synchronous-machine-drives.html?page=1>
- [18] J.-D. Park, "Modeling and control of high-speed solid-rotor synchronous reluctance flywheel motor/generator", PhD thesis, Pennsylvania State University, 2007.
- [19] R. R. Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design", M.Sc thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2007.
- [20] I. Boldea, N. Muntean, and S. Nasar, "Robust low-cost implementation of vector control for reluctance synchronous machines," *IEE Proc.-Electr. Power App*, vol. 142, January 1994.
- [21] T. A. Lipo, “Synchronous Reluctance Machine – A Viable Alternative for AC Drives?”, *Electric Machines and Power Systems*, vol. 19, no. 6, pp. 659-670, 1991.
- [22] M. H. Rashid, “Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications” (Section V: Motor Drives; Chapter 34: Motor drives; Synchronous Reluctance Motor Drives), Butterworth-Heinemann, Elsevier, 3rd edition, 2011.
- [23] T. Matsuo and T. A. Lipo, “Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machine”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 2, pp. 359-365, Jun 1994.

- [24] Heaviside O., *Electrical Papers*. Vol.2. – L.; N.Y.: Macmillan, p. 166, 1892.
- [25] J. O. Estima, A. J. M. Cardoso, “Efficiency Analysis of Synchronous Reluctance Motors” *Proceedings of the International Conference on Engineering*, Covilhã, Portugal, 9 pp., November 27-29, 2013.
- [26] M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, *Power Converters and AC Electrical Drives with Linear Neural Networks*, ed.A. Emadi, CRC Press, 2012.
- [27] C. M. Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using MATLAB/SIMULINK*, Prentice Hall, 1998.
- [28] N. Bianchi, “Synchronous reluctance and interior permanent magnet motors,” in *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, pp. 75–84, March 2013.
- [29] A. Vagati, M. Pastorelli, and G. Franceschini, “High-performance control of synchronous Reluctance motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 4, pp. 983–991, Jul 1997.
- [30] J. B. Im, W. Kim, K. Kim, C. S. Jin, J. H. Choi, and J. Lee, “Inductance calculation method of synchronous reluctance motor including iron loss and cross magnetic saturation,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 6, pp. 2803–2806, June 2009.
- [31] J. Pyrhönen, V. Hrabovcová, and R. S. Semken, *Electrical Machine Drives Control: An Introduction.*, Wiley, United Kingdom, 2016.
- [32] A. Fratta and A. Vagati, "A reluctance motor drive for high dynamic performance application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 873-879, 1992.
- [33] J. Malan and M. J. Kamper, “Performance of a hybrid electric vehicle using reluctance Synchronous machine technology,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1319–1324, Sep 2001.
- [34] N. Ida and J. P. A. Bastos, *Electromagnetics and calculation of Fields*. Springer, 1997.
- [35] J. Bastos and N. Sadowski, *Electromagnetic modeling by finite element methods*. 2003.
- [36] ABB Motors and Generators, *Low voltage IE4 synchronous reluctance motor and drive package for pump and fan applications*, Catalog, June 2013.
- [37] F. Calegari, G. Federico, E. Bassi and F. Benzi, “Parameter Identification of an High Efficiency PMA Synchronous Reluctance Motor for Design and Control”, Italy, 2017.
- [38] Bianchi, N.: Analysis of the IPM motor—Part I, analytical approach. In: Bianchi, N., Jahns T.M. (eds.) *Design, Analysis, and Control of Interior PM Synchronous*

- Machines.IEEE IAS Tutorial Course Notes, IAS Annual Meeting, CLEUP, Seattle, October 3, 2005,Chapter 3, pp. 3.1–3.33. info@cleup.it
- [39] D. W. Novotny e T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press, 1996.
- [40] B. K. Bose, "Field-Oriented Control," in *Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends*, Academic Press, 2010.
- [41] Y. Nadjai, H. Ahmed, N. Takorabet, P. Haghgooei, "M. M. Naghibian, "A Maximum Torque per Ampere Control of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor: An Experimental Study", *International Journal of Robotics and Control Systems*, vol. 1, no. 4, pp. 416-427, January 2021.
- [42] E. M. Rashad, T. S. Radwan, M. A. Rahman, "A Maximum Torque per Ampere Vector Control Strategy for Synchronous Reluctance Motors Considering Saturation and Iron Losses", *IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, November 2004.
- [43] Jahns, T.: Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Trans. Ind. Appl.* IA-23(4), 681–689 (1987).
- [44] D. G. Jerkan, M. A. Gecić, and D. P. Marčetić, "IPMSM Inductances Calculation Using FEA," in *Proceedings of the X International Symposium on Industrial Electronics (INDEL 2014)*, Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, Nov. 6-8, 2014.
- [45] Eclipse Magnetics, "Ferrite Magnets/Ceramic Magnets Datasheet," 2021. [Online]. Available:  
[https://www.eclipsemagnetics.com/site/assets/files/19602/ferrite\\_ceramic\\_datasheet.pdf](https://www.eclipsemagnetics.com/site/assets/files/19602/ferrite_ceramic_datasheet.pdf)
- [46] Advanced Magnets, "Bonded Neodymium Iron Boron (NdFeB) Magnets Specifications," 2021. [Online]. Available: <https://www.advancedmagnets.com/wp-content/uploads/2021/09/Bonded-Neodymium-Iron-Boron-NdFeB-Magnets-Specifications.pdf>
- [47] S. Jakus, R. Wiedemann, and F. Pfeifer, "Sintered and Bonded NdFeB Magnets: A Comparison of Properties and Applications," Sekels GmbH, Technical Report, 2021. [Online]. Available: <https://www.sekels.de/en/ndfeb-permanent-magnets>
- [48] Palma, J. C. P., *Accionamentos electromecânicos de velocidade variável*, Lisboa, Fundação Calouste Gulbenkian, 1999



## Anexo A – Modelos em MATLAB/Simulink

### A1. Modelo de simulação numérica global

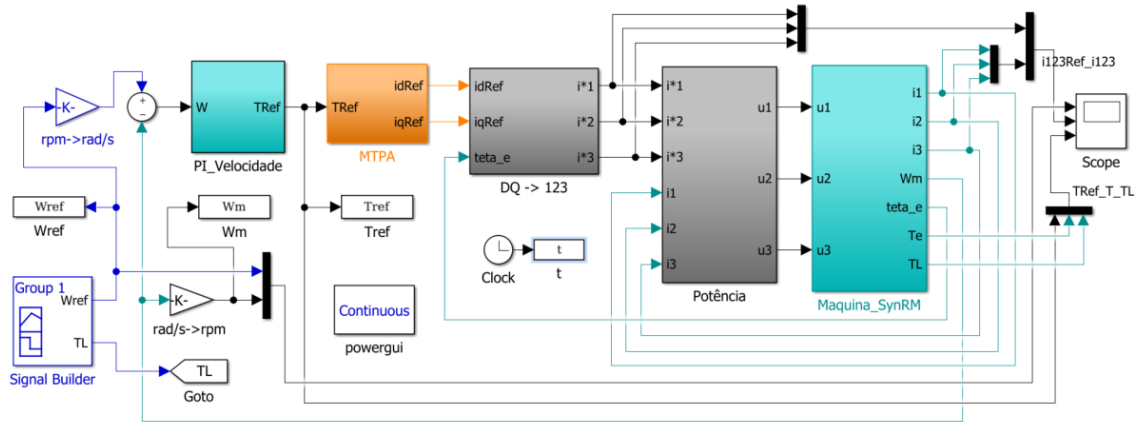


Figura A.66- Modelo de simulação numérica global.

### A2. Subsistema Máquina PMASR

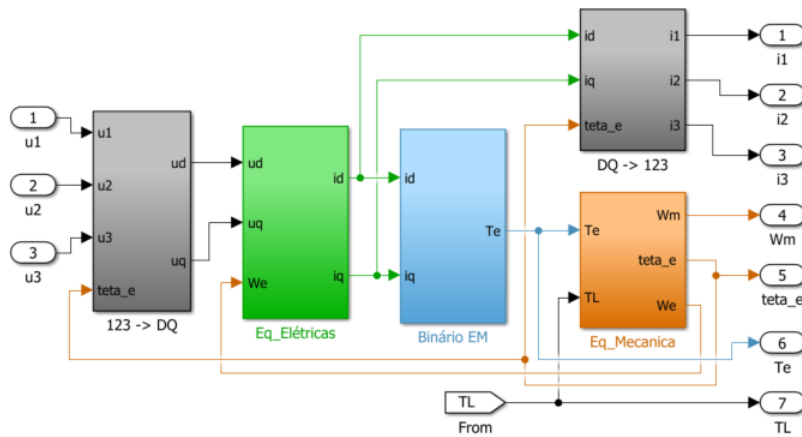


Figura A.67- Subsistema Máquina SynRM.

### A3. Subsistema Potência

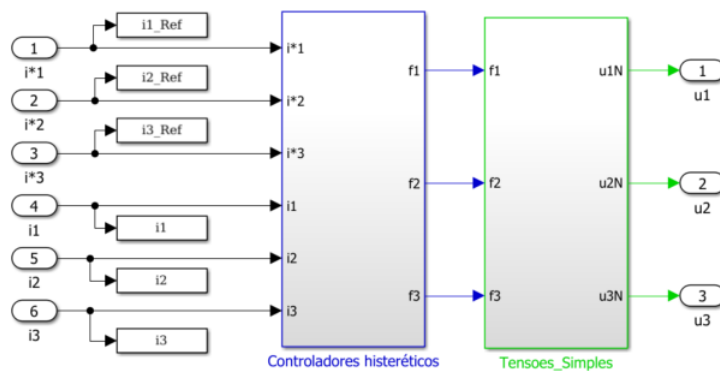


Figura A.68- Subsistema Potência.

A4. Subsistema MTPA

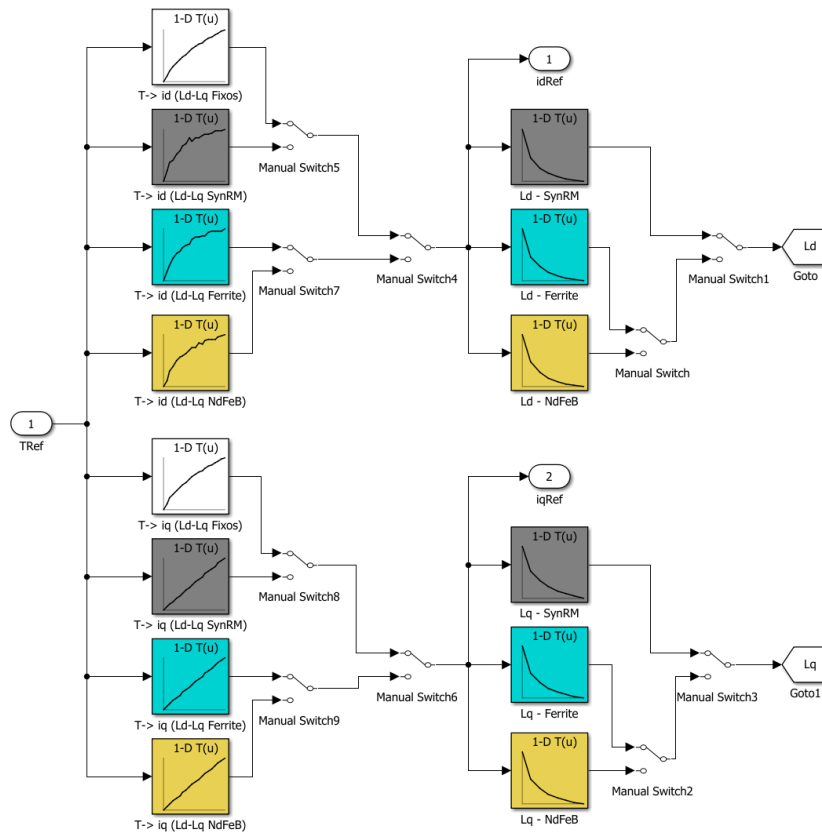


Figura A.69- Subsistema MTPA.

A5. Subsistema DQ->123

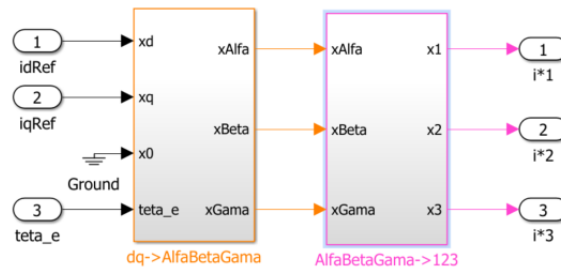


Figura A.70- Subsistema DQ->123.

A4. Subsistema 123->DQ

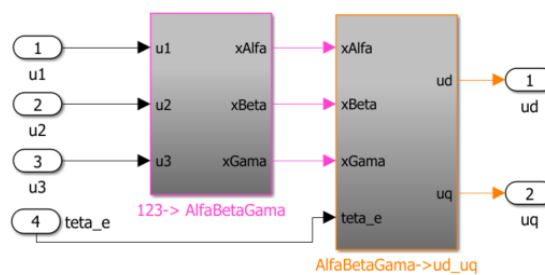


Figura A.71- Subsistema 123->DQ.

## Anexo B – Códigos MATLAB

### B1. Gráficos de contorno de $T_e$ e trajetórias MTPA

```

clc;
clear all;
%% PARAMETROS DA MÁQUINA
%Parâmetros do Circuito de Comando e Circuito de Potência
AJ=0.25; %AJ=0.25 %Abertura da janela de Histerese
U=650; %540; %U Tensão no barramento DC

%Parâmetros da Máquina Síncrona Trifásica
Pn=3e3; %kW; %Potência Nominal
Tn=19.1; %Nm; %Binário Nominal
Un=380; %V; %Tensão Nominal
Nn=1500; %rpm; %Velocidade Nominal
R=1.64; %ohm
Ld=0.2351; %H
Lq=0.0798; %H
J=0.0019705;
npp=2;
B=0.00618;

%% MTPA
% Definir os arrays para id, iq, Ld e Lq
id_values = [1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15,16];
iq_values = [1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15,16];

%SynRM
Ld_values = [0.9421,0.6070,0.4356,0.3438,0.2866,0.2475,0.2191,0.1974,0.1803,0.1665,0.1550,0.1454,0.1371,0.1300,0.1237,0.1183];
Lq_values = [0.1998,0.1308,0.1061,0.0932,0.0851,0.0795,0.0754,0.0721,0.0694,0.0671,0.0651,0.0634,0.0619,0.0605,0.0592,0.0581];

YPM=0.0 ; %Fluxo Magnetos Permanentes SynRM

%Ferrite
% Ld_values = [0.9471,0.6205,0.4534,0.3604,0.3016,0.2610,0.2314,0.2088,0.1911,0.1767,0.1648,0.1549,0.1464,0.1390,0.1326,0.1270];
% Lq_values = [0.0128,0.0343,0.0405,0.0431,0.0445,0.0453,0.0457,0.0459,0.0459,0.0459,0.0457,0.0455,0.0452,0.0450,0.0447,0.0444];
%
% YPM=(-0.0487)

%NdFeB
% Ld_values = [0.9072,0.5939,0.4382,0.3507,0.2948,0.2560,0.2275,0.2058,0.1885,0.1746,0.1630,0.1533,0.1450,0.1379,0.1316,0.1261];
% Lq_values = [-0.1206,-0.0321,-0.0035,0.0103,0.0184,0.0236,0.0273,0.0299,0.0318,0.0333,0.0344,0.0353,0.0359,0.0364,0.0367,0.0370];

% Definir o intervalo de incremento para id e iq
id = 0:0.01:16; % Incrementos de id (ajustado para cobrir o range de 1 a 16)
iq = 0:0.01:16; % Incrementos de iq (ajustado para cobrir o range de 1 a 16)

% Inicializar matrizes para armazenar resultados de Te e Is
Te = zeros(length(id), length(iq));
Is = zeros(length(id), length(iq));

% Loop externo para percorrer os valores de id
for i = 1:length(id)
    % Interpolação de Ld usando spline para o valor atual de id
    Ld_interp = interp1(id_values, Ld_values, id(i), 'spline');

    % Loop interno para percorrer os valores de iq
    for j = 1:length(iq)
        % Interpolação de Lq usando spline para o valor atual de iq
        Lq_interp = interp1(iq_values, Lq_values, iq(j), 'spline');

        % Cálculo de Te para os valores interpolados de Ld, Lq, id e iq
        Te(i, j) = (3/2) * npp * (YPM * iq(j) + (Ld_interp - Lq_interp) * id(i) * iq(j));

        % Cálculo de Is
        Is(i, j) = sqrt(id(i)^2 + iq(j)^2);
    end
end

%% Encontrar menores valores de id, iq e Is para cada Te de 1 a 20
disp('Menores valores de id e iq para cada Te de 1 a 20:');

Te_values = 1:30; % Valores de Te de 1 a 20
min_id_for_Te = zeros(1, length(Te_values));
min_iq_for_Te = zeros(1, length(Te_values));
min_Is_for_Te = inf(1, length(Te_values)); % Inicializa com infinito para garantir que qualquer valor encontrado será menor

tolerance = 0.5; % Tolerância para encontrar os valores de Te

for target_Te = Te_values
    for i = 1:length(id)
        for j = 1:length(iq)
            if abs(Te(i, j) - target_Te) < tolerance % tolerância para considerar o valor como igual
                if Is(i, j) < min_Is_for_Te(target_Te)
                    min_Is_for_Te(target_Te) = Is(i, j);
                    min_id_for_Te(target_Te) = id(i);
                    min_iq_for_Te(target_Te) = iq(j);
                end
            end
        end
    end
end
end
end

```

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

```
% Exibir os resultados
for target_Te = Te_values
    fprintf('Te = %d: id = %.2f, iq = %.2f, Is = %.2f\n', target_Te, min_id_for_Te(target_Te), min_iq_for_Te(target_Te), min_Is_for_Te(target_Te));
end

[Id, Iq] = meshgrid(id, iq); % Criar a grid de valores de id e iq

% Criar o gráfico 3D
figure;
surf(Id, Iq, Te');
xlabel('id [A]');
ylabel('iq [A]');
zlabel('Te [Nm]');
title('Gráfico 3D de Te em função de id e iq');
colorbar;
hold on;

% Definir limites dos eixos Id e Iq
xlim([0 10]);
ylim([0 10]);

% Definir níveis de contorno para Te de 1 em 1 unidades
caxis([0 max(Te(:))]); % Definir os limites de eixos
colorLevels = 0:1:max(Te(:));

% Adicionar linhas de contorno no gráfico 3D
contour3(Id, Iq, Te', colorLevels, 'LineWidth', 0.5, 'LineColor', 'k');

% Ajustar os eixos para mostrar valores de 1 em 1 para id e iq, e de 4 em 4 para Te
xticks(0:1:16);
yticks(0:1:16);
zticks(0:4:20);

% Melhorar a visibilidade do gráfico
shading interp; % Interpolação de sombreamento para suavizar as cores
view(3); % Definir a vista 3D padrão
grid on;

%% Gráfico 2D de Contorno de Te em função de id e iq
figure;
hold on;

% Definir os níveis de contorno para Te de 0 a 20
contourLevels = 0:1:30;

% Adicionar as linhas de contorno específicas de Te com preenchimento
contourf(Id, Iq, Te', contourLevels, 'EdgeColor', 'none');
colorbar;

% Adicionar as linhas de contorno para os níveis especificados de Te
[contourMatrix, hContour] = contour(Id, Iq, Te', contourLevels, 'ShowText', 'on', 'LineColor', 'k');

% Adicionar o ponto inicial (0, 0) à trajetória da MTPA
id_interp = [0, id_interp]; % Adiciona 0 ao início do vetor id_interp
iq_interp = [0, iq_interp]; % Adiciona 0 ao início do vetor iq_interp

% Adicionar a linha spline que conecta os pontos MTPA
hMTPALine = plot(id_interp, iq_interp, 'r-', 'LineWidth', 2); % Linha spline conectando os pontos MTPA

% Limitar o gráfico a correntes de até 7A
xlim([0 7]); % Limite do eixo X (id)
ylim([0 7]); % Limite do eixo Y (iq)

xlabel('id [A]');
ylabel('iq [A]');
title('Gráfico de Contorno de Te em função de id e iq');

% Adicionar a grid ao gráfico
grid on;

% Exibir os valores de id e iq de 1 em 1
set(gca, 'XTick', 0:1:7); % Ajustar os ticks de X
set(gca, 'YTick', 0:1:7); % Ajustar os ticks de Y

% Adicionar a legenda
legend([hContour, hMTPALine], {'Te contours', 'MTPA Trajectory'}, 'Location', 'best');

hold off;
```

## B2. Gráficos Binário vs. Ângulo - Várias correntes

```

clc;
clear all;

% Configurações iniciais

dtheta = 5; % número de graus abrangidos por cada passo

% Arrays para armazenar todas as curvas de torque e ângulo
all_tq = []; % Matriz para armazenar os torques
all_q = []; % Matriz para armazenar os ângulos
legend_labels = {}; % Armazenar as legendas para cada curva

% Loop para correntes de 2 a 8 Amperes, com passo de 2 Amperes
for Imax = 2:2:10 %Imax = 2:2:8
    tq = []; % Define uma variável vazia para armazenar os resultados de torque
    q = []; % Define uma variável vazia para armazenar os ângulos associados a cada resultado de torque

    openfemm;

    for k = 0:(90/dtheta)
        theta = k * dtheta;

        % Ângulo correspondente para esta iteração
        theta = theta*pi/180; % Ângulo em radianos

        % Correntes de fase variando com o ângulo
        iphase_A = Imax * cos(theta);
        iphase_B = Imax * cos(theta - 2 * pi / 3); % 120 graus de defasagem
        iphase_C = Imax * cos(theta + 2 * pi / 3); % -120 graus de defasagem

        %opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_NdFeB.fem');
        %opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_Ferrite.fem');
        opendocument('SynRM_Simetria_FINAL.fem');

        % Modificar as correntes de fase no tempo
        mi_modifycircprop('A', 1, iphase_A);
        mi_modifycircprop('B', 1, iphase_B);
        mi_modifycircprop('C', 1, iphase_C);

        % Ajustar a visualização e salvar o modelo
        mi_zoomnatural;
        mi_saveas('temp2.fem');

        % Analisar o modelo salvo
        mi_analyze(1);
        mi_loadsolution;

        % Calcular e armazenar o torque
        mo_groupselectblock(2); % Selecionar o grupo de blocos 2
        torque = mo_gapintegral('SlidingBand', 0);
        %torque = -torque; % Inverte o sinal do torque

        tq = [tq, torque]; %3.585 Ferrite %6.12 NdFeB
        q = [q, theta*180/pi];

        mo_close;
        mi_close;
    end

    closefemm;

    % Armazenar os resultados de torque e ângulo
    all_tq = [all_tq; tq];
    all_q = [all_q; q];

    % Armazenar a legenda para a corrente atual
    legend_labels{end+1} = ['I_{max} = ', num2str(Imax), 'A'];
end

disp(q);
disp(tq);

% Plotar todas as curvas no mesmo gráfico
figure;
hold on;
for i = 1:size(all_tq, 1)
    plot(all_q(i, :), all_tq(i, :));
end
hold off;

% Configurar o gráfico
xlabel('Ângulo, Graus');
ylabel('Binário, N*m');
title('Binário vs. Ângulo');
legend(legend_labels, 'Location', 'Best');
grid on;

```

### B3. Gráficos Fluxos e Indutâncias

<pre> %% SynRM % Configurações iniciais  r1 = 51.74; % Localização radial do nó definido no lado do estator da folga de ar r0 = 51.705; % Raio do meio da folga de ar r2 = 51.67; % Localização radial do nó definido no lado do rotor da folga de ar  % Inicialização dos arrays para armazenar os fluxos flux_A_id = []; % Fluxo da corrente A para diferentes valores de id flux_B_id = []; % Fluxo da corrente B para diferentes valores de id flux_C_id = []; % Fluxo da corrente C para diferentes valores de id  flux_A_iq = []; % Fluxo da corrente A para diferentes valores de iq flux_B_iq = []; % Fluxo da corrente B para diferentes valores de iq flux_C_iq = []; % Fluxo da corrente C para diferentes valores de iq  % Inicialização dos arrays para armazenar os torques % torque_id_synrm = []; % Torque para diferentes valores de id % torque_iq_synrm = []; % Torque para diferentes valores de iq </pre>	
<pre> %% Ensaios para valores de id com iq = 0 openfemm;  for id = 1:16     iq = 0;      iphase_A = id * sqrt(2);     iphase_B = -0.5 * id * sqrt(2);     iphase_C = -0.5 * id * sqrt(2);      opendocument('SynRM_Simetria_FINAL.fem');     %opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_fases.fem');      % Modificar as correntes de fase     mi_modifycircprop('A', 1, iphase_A);     mi_modifycircprop('B', 1, iphase_B);     mi_modifycircprop('C', 1, iphase_C);      % Ajuste do limite deslizante para zero (rotor parado na posição zero)     mi_modifyboundprop('SlidingBand', 11, 0); %10 inner boundary 11 outer boundary     mi_zoomnatural;      % Salvar e analisar a simulação (3.3.4-problem commands)     mi_saveas(['temp_id_', num2str(id), '.fem']);     mi_analyze(1);     mi_loadsolution;      % Obter e armazenar os fluxos das correntes nas fases     mi_zoomnatural;     flux_A = mo_getcircuitproperties('A');     flux_B = mo_getcircuitproperties('B');     flux_C = mo_getcircuitproperties('C');      % Armazenar o fluxo (3º valor do vetor retornado) em arrays     flux_A_id = [flux_A_id, flux_A(3)];     flux_B_id = [flux_B_id, flux_B(3)];     flux_C_id = [flux_C_id, flux_C(3)];      mo_close; % fecha pós-processamento     mi_close; % fecha pre-processamento end closefemm;  % Inicialização do array para armazenar os fluxos d phi_d_id = [];  for i = 1:length(flux_A_id)     % Fluxos das fases a, b, c     phi_a = flux_A_id(i);     phi_b = flux_B_id(i);     phi_c = flux_C_id(i);      % Cálculo do fluxo em d     phi_d = (2/3) * (phi_a - 0.5 * phi_b - 0.5 * phi_c); % Fluxo no eixo d      % Armazenar os resultados     phi_d_id = [phi_d_id, phi_d]; end  % Multiplicar o array dos fluxos em d por 4 phi_d_id = phi_d_id * 4;  % Exibir os fluxos resultantes em d e q para cada valor de id disp('Fluxos resultantes em d para cada valor de id:'); disp(phi_d_id);  % Cálculo da indutâncias Ld L_d_id = phi_d_id ./ (1:16); % Divisão dos fluxos d pelos valores de iq  % Exibir os resultados das indutâncias para cada valor de id disp('Indutâncias Ld para cada valor de id:'); disp(L_d_id); </pre>	

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

```

%% Ensaios para valores de iq com id = 0
openfemm;

for iq = 1:16
    id = 0;

    iphase_A = 0;
    iphase_B = (sqrt(3)/2)* iq * sqrt(2);
    iphase_C = (-sqrt(3)/2)* iq * sqrt(2);

    opendocument('SynRM_Simetria_FINAL.fem');
    %opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_fases.fem');

    % Modificar as correntes de fase
    mi_modifycircprop('A', 1, iphase_A);
    mi_modifycircprop('B', 1, iphase_B);
    mi_modifycircprop('C', 1, iphase_C);

    % Ajuste do limite deslizante para zero
    mi_modifyboundprop('SlidingBand', 11, 0);
    mi_zoomnatural;

    % Salvar e analisar a simulação
    mi_saveas(['temp_iq_', num2str(iq), '.fem']);
    mi_analyze(1);
    mi_loadsolution;

    % Obter e armazenar os fluxos das correntes nas fases
    mo_zoomnatural;
    flux_A = mo_getcircuitproperties('A');
    flux_B = mo_getcircuitproperties('B');
    flux_C = mo_getcircuitproperties('C');

    % Armazenar o fluxo (3º valor do vetor retornado) em arrays
    flux_A_iq = [flux_A_iq, flux_A(3)];
    flux_B_iq = [flux_B_iq, flux_B(3)];
    flux_C_iq = [flux_C_iq, flux_C(3)];

    mo_close;
    mi_close;
end
closefemm;

% Inicialização do array para armazenar o fluxo q
phi_q_iq = [];

for i = 1:length(flux_A_iq)
    % Fluxos das fases a, b, c
    phi_a = flux_A_iq(i);
    phi_b = flux_B_iq(i);
    phi_c = flux_C_iq(i);

    % Cálculo do fluxo em q
    phi_q = (1/sqrt(3)) * (phi_b - phi_c); % Fluxo no eixo q

    % Armazenar os resultados
    phi_q_iq = [phi_q_iq, phi_q];
end

% Multiplicar o array dos fluxos em q por 4
phi_q_iq = phi_q_iq * 4;

% Exibir os fluxos resultantes em d e q para cada valor de iq
disp('Fluxos resultantes em q para cada valor de iq:');
disp(phi_q_iq);

% Cálculo da indutâncias Ld
L_q_iq = phi_q_iq ./ (1:16); % Divisão dos fluxos q pelos valores de iq

% Exibir os resultados das indutâncias para cada valor de id
disp('Indutâncias Lq para cada valor de iq:');
disp(L_q_iq);

%% PMASR - Ferrite

% Inicialização dos arrays para armazenar os fluxos
flux_A_id_ferrite = []; % Fluxo da corrente A para diferentes valores de id
flux_B_id_ferrite = []; % Fluxo da corrente B para diferentes valores de id
flux_C_id_ferrite = []; % Fluxo da corrente C para diferentes valores de id

flux_A_iq_ferrite = []; % Fluxo da corrente A para diferentes valores de iq
flux_B_iq_ferrite = []; % Fluxo da corrente B para diferentes valores de iq
flux_C_iq_ferrite = []; % Fluxo da corrente C para diferentes valores de iq

%% Ensaios para valores de id com iq = 0
openfemm;

for id = 1:16
    iq = 0;

    iphase_A = id * sqrt(2);
    iphase_B = -0.5 * id * sqrt(2);
    iphase_C = -0.5 * id * sqrt(2);

    opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_Ferrite.fem');
    %opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_Ferrite_fases.fem');

```

## Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

```

% Modificar as correntes de fase
mi_modifycircprop('A', 1, iphase_A);
mi_modifycircprop('B', 1, iphase_B);
mi_modifycircprop('C', 1, iphase_C);

% Ajuste do limite deslizante para zero
mi_modifyboundprop('SlidingBand', 11, 0);
mi_zoomnatural;

% Salvar e analisar a simulação
mi_saveas(['temp_id_', num2str(id), '.fem']);
mi_analyze(1);
mi_loadsolution;

% Obter e armazenar os fluxos das correntes nas fases
mo_zoomnatural;
flux_A_ferrite = mo_getcircuitproperties('A');
flux_B_ferrite = mo_getcircuitproperties('B');
flux_C_ferrite = mo_getcircuitproperties('C');

% Armazenar o fluxo (3º valor do vetor retornado) em arrays
flux_A_id_ferrite = [flux_A_id_ferrite, flux_A_ferrite(3)];
flux_B_id_ferrite = [flux_B_id_ferrite, flux_B_ferrite(3)];
flux_C_id_ferrite = [flux_C_id_ferrite, flux_C_ferrite(3)];

mo_close;
mi_close;
end
closefemm;

% Inicialização do array para armazenar os fluxos d
phi_d_id_ferrite = [];

for i = 1:length(flux_A_id)
    % Fluxos das fases a, b, c
    phi_a_ferrite = flux_A_id_ferrite(i);
    phi_b_ferrite = flux_B_id_ferrite(i);
    phi_c_ferrite = flux_C_id_ferrite(i);

    % Cálculo do fluxo em d
    phi_d_ferrite = (2/3) * (phi_a_ferrite - 0.5 * phi_b_ferrite - 0.5 * phi_c_ferrite); % Fluxo no eixo d

    % Armazenar os resultados
    phi_d_id_ferrite = [phi_d_id_ferrite, phi_d_ferrite];
end

% Multiplicar o array dos fluxos em d por 4
phi_d_id_ferrite = phi_d_id_ferrite * 4;

% Exibir os fluxos resultantes em d e q para cada valor de id
disp('Fluxos resultantes em d para cada valor de id (ferrite):');
disp(phi_d_id_ferrite);

% Cálculo da indutâncias Ld
L_d_id_ferrite = phi_d_id_ferrite ./ (1:16); % Divisão dos fluxos d pelos valores de id

% Exibir os resultados das indutâncias para cada valor de id
disp('Indutâncias Ld para cada valor de id (ferrite):');
disp(L_d_id_ferrite);

%% Ensaios para valores de iq com id = 0
openfemm;

for iq = 1:16
    id = 0;

    iphase_A = 0;
    iphase_B = (sqrt(3)/2)* iq * sqrt(2);
    iphase_C = (-sqrt(3)/2)* iq * sqrt(2);

    opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_Ferrite.fem');
    %opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_Ferrite_fases.fem');

    % Modificar as correntes de fase
    mi_modifycircprop('A', 1, iphase_A);
    mi_modifycircprop('B', 1, iphase_B);
    mi_modifycircprop('C', 1, iphase_C);

    % Ajuste do limite deslizante para zero
    mi_modifyboundprop('SlidingBand', 11, 0);
    mi_zoomnatural;

    % Salvar e analisar a simulação
    mi_saveas(['temp_iq_', num2str(iq), '.fem']);
    mi_analyze(1);
    mi_loadsolution;

    % Obter e armazenar os fluxos das correntes nas fases
    mo_zoomnatural;
    flux_A_ferrite = mo_getcircuitproperties('A');
    flux_B_ferrite = mo_getcircuitproperties('B');
    flux_C_ferrite = mo_getcircuitproperties('C');

```

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

```

    % Armazenar o fluxo (3° valor do vetor retornado) em arrays
    flux_A iq ferrite = [flux_A iq ferrite, flux_A ferrite(3)];
    flux_B iq ferrite = [flux_B iq ferrite, flux_B ferrite(3)];
    flux_C iq ferrite = [flux_C iq ferrite, flux_C ferrite(3)];

    mo_close;
    mi_close;
end
closefemm;

% Inicialização do array para armazenar o fluxo q
phi_q iq ferrite = [];

for i = 1:length(flux_A iq)
    % Fluxos das fases a, b, c
    phi_a ferrite = flux_A iq ferrite(i);
    phi_b ferrite = flux_B iq ferrite(i);
    phi_c ferrite = flux_C iq ferrite(i);

    % Cálculo do fluxo em q
    phi_q ferrite = (1/sqrt(3)) * (phi_b ferrite - phi_c ferrite); % Fluxo no eixo q

    % Armazenar os resultados
    phi_q iq ferrite = [phi_q iq ferrite, phi_q ferrite];
end

% Multiplicar o array dos fluxos em q por 4
phi_q iq ferrite = phi_q iq ferrite * 4;

% Exibir os fluxos resultantes em d e q para cada valor de iq
disp('Fluxos resultantes em q para cada valor de iq (ferrite):');
disp(phi_q iq ferrite);

% Cálculo da indutâncias Lq
L_q iq ferrite = (phi_q iq ferrite + 0.0482) ./ (1:16); % Divisão dos fluxos q pelos valores de iq

% Exibir os resultados das indutâncias para cada valor de id
disp('Indutâncias Lq para cada valor de iq (ferrite):');
disp(L_q iq ferrite);

%% PMASR - NdFeB

% Inicialização dos arrays para armazenar os fluxos
flux_A id NdFeB = []; % Fluxo da corrente A para diferentes valores de id
flux_B id NdFeB = []; % Fluxo da corrente B para diferentes valores de id
flux_C id NdFeB = []; % Fluxo da corrente C para diferentes valores de id

flux_A iq NdFeB = []; % Fluxo da corrente A para diferentes valores de iq
flux_B iq NdFeB = []; % Fluxo da corrente B para diferentes valores de iq
flux_C iq NdFeB = []; % Fluxo da corrente C para diferentes valores de iq

%% Ensaios para valores de id com iq = 0
openfemm;

for id = 1:16
    iq = 0;

    % Correntes de fase para id
    iphase_A = id * sqrt(2);
    iphase_B = -0.5 * id * sqrt(2);
    iphase_C = -0.5 * id * sqrt(2);

    opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_NdFeB.fem');
    %opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_NdFeB_fases.fem');

    % Modificar as correntes de fase
    mi_modifycirprop('A', 1, iphase_A);
    mi_modifycirprop('B', 1, iphase_B);
    mi_modifycirprop('C', 1, iphase_C);

    % Ajuste do limite deslizante para zero
    mi_modifyboundprop('SlidingBand', 11, 0);
    mi_zoomnatural;

    % Salvar e analisar a simulação
    mi_saveas(['temp_id_', num2str(id), '.fem']);
    mi_analyze(1);
    mi_loadsolution;

    % Obter e armazenar os fluxos das correntes nas fases
    mo_zoomnatural;
    flux_A NdFeB = mo_getcircuitproperties('A');
    flux_B NdFeB = mo_getcircuitproperties('B');
    flux_C NdFeB = mo_getcircuitproperties('C');

    % Armazenar o fluxo (3° valor do vetor retornado) em arrays
    flux_A id NdFeB = [flux_A id NdFeB, flux_A NdFeB(3)];
    flux_B id NdFeB = [flux_B id NdFeB, flux_B NdFeB(3)];
    flux_C id NdFeB = [flux_C id NdFeB, flux_C NdFeB(3)];

    mo_close;
    mi_close;
end
closefemm;

```

## Motor Síncrono de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

```

% Inicialização do array para armazenar os fluxos d
phi_d_id_NdFeB = [];

for i = 1:length(flux_A_id_NdFeB)
    % Fluxos das fases a, b, c
    phi_a_NdFeB = flux_A_id_NdFeB(i);
    phi_b_NdFeB = flux_B_id_NdFeB(i);
    phi_c_NdFeB = flux_C_id_NdFeB(i);

    % Cálculo do fluxo em d
    phi_d_NdFeB = (2/3) * (phi_a_NdFeB - 0.5 * phi_b_NdFeB - 0.5 * phi_c_NdFeB); % Fluxo no eixo d

    % Armazenar os resultados
    phi_d_id_NdFeB = [phi_d_id_NdFeB, phi_d_NdFeB];
end

% Multiplicar o array dos fluxos em d por 4
phi_d_id_NdFeB = phi_d_id_NdFeB * 4;

% Exibir os fluxos resultantes em d e q para cada valor de id
disp('Fluxos resultantes em d para cada valor de id (NdFeB):');
disp(phi_d_id_NdFeB);

% Cálculo da indutâncias Ld
L_d_id_NdFeB = phi_d_id_NdFeB ./ (1:16); % Divisão dos fluxos d pelos valores de id

% Exibir os resultados das indutâncias para cada valor de id
disp('Indutâncias Ld para cada valor de id (NdFeB):');
disp(L_d_id_NdFeB);

% disp('Torques para diferentes valores de id (NdFeB):');
% disp(torque_id_NdFeB);

%% Ensaio para valores de iq com id = 0
openfemm;

for iq = 1:16
    id = 0;

    % Correntes de fase para iq
    iphase_A = 0;
    iphase_B = (sqrt(3)/2)* iq * sqrt(2);
    iphase_C = (-sqrt(3)/2)* iq * sqrt(2);

    opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_NdFeB.fem');
    %opendocument('SynRM_Simetria_FINAL_NdFeB_fases.fem');

    % Modificar as correntes de fase
    mi_modifycircprop('A', 1, iphase_A);
    mi_modifycircprop('B', 1, iphase_B);
    mi_modifycircprop('C', 1, iphase_C);

    % Ajuste do limite deslizante para zero
    mi_modifyboundprop('SlidingBand', 11, 0);
    mi_zoomnatural;

    % Salvar e analisar a simulação
    mi_saveas(['temp_iq_', num2str(iq), '.fem']);
    mi_analyze(1);
    mi_loadsolution;

    % Obter e armazenar os fluxos das correntes nas fases
    mo_zoomnatural;
    flux_A_NdFeB = mo_getcircuitproperties('A');
    flux_B_NdFeB = mo_getcircuitproperties('B');
    flux_C_NdFeB = mo_getcircuitproperties('C');

    % Armazenar o fluxo (3º valor do vetor retornado) em arrays
    flux_A_iq_NdFeB = [flux_A_iq_NdFeB, flux_A_NdFeB(3)];
    flux_B_iq_NdFeB = [flux_B_iq_NdFeB, flux_B_NdFeB(3)];
    flux_C_iq_NdFeB = [flux_C_iq_NdFeB, flux_C_NdFeB(3)];

    mo_close;
    mi_close;
end
closefemm;

% Inicialização do array para armazenar o fluxo q
phi_q_iq_NdFeB = [];

for i = 1:length(flux_A_iq_NdFeB)
    % Fluxos das fases a, b, c
    phi_a_NdFeB = flux_A_iq_NdFeB(i);
    phi_b_NdFeB = flux_B_iq_NdFeB(i);
    phi_c_NdFeB = flux_C_iq_NdFeB(i);

    % Cálculo do fluxo em q
    phi_q_NdFeB = (1/sqrt(3)) * (phi_b_NdFeB - phi_c_NdFeB); % Fluxo no eixo q

    % Armazenar os resultados
    phi_q_iq_NdFeB = [phi_q_iq_NdFeB, phi_q_NdFeB];
end

% Multiplicar o array dos fluxos em q por 4
phi_q_iq_NdFeB = phi_q_iq_NdFeB * 4;

```

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

```

% Exibir os fluxos resultantes em d e q para cada valor de iq
disp('Fluxos resultantes em q para cada valor de iq (NdFeB):');
disp(phi_q_iq_NdFeB);

% Cálculo da indutâncias Lq
L_q_iq_NdFeB = (phi_q_iq_NdFeB + 0.1912) ./ (1:16); % Divisão dos fluxos q pelos valores de iq

% Exibir os resultados das indutâncias para cada valor de id
disp('Indutâncias Lq para cada valor de iq (NdFeB):');
disp(L_q_iq_NdFeB);

%% Gráficos das indutâncias

% Plot dos valores de Ld em função de id
figure;
plot(1:16, L_d_id, '-ob', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(1:16, L_d_id_ferrite, '-sr', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(1:16, L_d_id_NdFeB, '-^g', 'LineWidth', 1);
title('Comparação Indutâncias Ld em função de id');
xlabel('i_d (A)');
ylabel('L_d (H)');
legend('SynRM', 'PMASR Ferrite', 'PMASR NdFeB');
xlim([1 16]); % Definir limite do eixo x começando em 1
grid on;

% Plot dos valores de Lq em função de iq
figure;
plot(1:16, L_q_iq, '-ob', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(1:16, L_q_iq_ferrite, '-sr', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(1:16, L_q_iq_NdFeB, '-^g', 'LineWidth', 1);

plot(1:16, L_q_iq_NdFeB, '-sr', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(1:16, L_q_iq_ferrite, '-^g', 'LineWidth', 1);

title('Comparação Indutâncias Lq em função de iq');
xlabel('i_q (A)');
ylabel('L_q (H)');
legend('SynRM', 'PMASR Ferrite', 'PMASR NdFeB');
xlim([1 16]); % Definir limite do eixo x começando em 1
grid on;

```

### %% Gráficos dos fluxos

```

% Plot dos fluxos phi_d em função de id
figure;
plot(1:16, phi_d_id, '-ob', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(1:16, phi_d_id_ferrite, '-sr', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(1:16, phi_d_id_NdFeB, '-^g', 'LineWidth', 1);
title('Comparação Fluxos \phi_d em função de i_d');
xlabel('i_d (A)');
ylabel('\phi_d (Wb)');
legend('SynRM', 'PMASR Ferrite', 'PMASR NdFeB');
xlim([1 16]); % Definir limite do eixo x começando em 1
grid on;

% Plot dos fluxos phi_q em função de iq
figure;
plot(1:16, phi_q_iq, '-ob', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(1:16, phi_q_iq_ferrite, '-sr', 'LineWidth', 1); hold on;
plot(1:16, phi_q_iq_NdFeB, '-^g', 'LineWidth', 1);
title('Comparação Fluxos \phi_q em função de i_q');
xlabel('i_q (A)');
ylabel('\phi_q (Wb)');
legend('SynRM', 'PMASR Ferrite', 'PMASR NdFeB');
xlim([1 16]); % Definir limite do eixo x começando em 1
grid on;

```

## B4. Gráfico Binário vs. Ângulo. SynRM, PMASR Ferrite + NdFeB

```

% Configurações iniciais

dtheta = 5; % número de graus abrangidos por cada passo
Imax = 10;

% Definir os modelos FEMM para cada máquina
modelos = {'SynRM_Simetria_FINAL.fem', 'SynRM_Simetria_FINAL_Ferrite.fem', 'SynRM_Simetria_FINAL_NdFeB.fem'};
cores = {'b', 'r', 'g'}; % Cores para cada curva
legendas = {'SynRM', 'PMASR Ferrite', 'PMASR NdFeB'}; % Legendas para o gráfico

% Arrays para armazenar os resultados
all_tq = cell(1, 3); % Cada célula armazenará os torques para um modelo
all_q = cell(1, 3); % Cada célula armazenará os ângulos para um modelo

% Loop para cada modelo de máquina
for m = 1:3
    tq = []; % Armazena os torques da máquina atual
    q = []; % Armazena os ângulos correspondentes

    openfemm;

    for k = 0:(90/dtheta)
        theta = k * dtheta;

        % Ângulo correspondente para esta iteração
        theta = theta*pi/180; % Ângulo em radianos
    end
end

```

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

```
% Correntes de fase variando com o ângulo
iphase_A = I_max * cos(theta);
iphase_B = I_max * cos(theta - 2 * pi / 3); % 120 graus de defasagem
iphase_C = I_max * cos(theta + 2 * pi / 3); % -120 graus de defasagem

% Abrir modelo FEMM correspondente
opendocument(modelos(m));

% Atualizar corrente e fronteira deslizante
mi_modifycircprop('A', 1, iphase_A);
mi_modifycircprop('B', 1, iphase_B);
mi_modifycircprop('C', 1, iphase_C);
%mi_modifyboundprop('SlidingBand', 11, -tta);

% Salvar e rodar a simulação
mi_zoomnatural;
mi_saveas('temp2.fem');
mi_analyze(1);
mi_loadsolution;

% Calcular torque
mo_groupselectblock(2);
torque = mo_gapintegral('SlidingBand', 0);
%torque = -torque + deslocamentos_binario(m); % Aplicar deslocamento

% Armazenar resultados
tq = [tq, torque];
q = [q, theta*180/pi];

mo_close;
mi_close;

end

closefemm;

% Armazenar os resultados para plotagem
all_tq(m) = tq;
all_q(m) = q;

end

% Plotar todas as curvas no mesmo gráfico
figure;
hold on;
for m = 1:3
    plot(all_q(m), all_tq(m), 'Color', cores(m), 'LineWidth', 1);
end
hold off;

% Configurar o gráfico
xlabel('Ângulo, Graus');
ylabel('Binário, N*m');
title('Binário vs. Ângulo');
legend(legendas, 'Location', 'Best');
grid on;
```

## B5. Simulações Matlab Simulink: Velocidades, Correntes e Binários

```
%% Magnetos Permanentes

YPM=0.0 ; %Fluxo Magnetos Permanentes SynRM

%YPM=(-0.0482); %Fluxo Magnetos Permanentes Ferrite

%YPM=(-0.1912); %Fluxo Magnetos Permanentes NdFeB

%% Velocidades:

% Nome do modelo Simulink
model_name = 'SynRM_COC_MTPA_Ld_Lq';

% Executar a simulação do modelo e aguardar que termine
sim(model_name);

% Criar o gráfico comparando Wref e Wm ao longo do tempo
figure;
plot(t, Wref, 'r-', 'LineWidth', 0.5); % Wref com linha azul
hold on;
plot(t, Wm, 'b-', 'LineWidth', 0.5); % Wm com linha vermelha tracejada
hold off;

% Adicionar título, eixos e legenda
xlabel('Tempo [s]');
ylabel('Velocidade [rpm]');
title('Evolução temporal de W_[ref] e W_m');
legend('W_[ref]', 'W_m', 'Location', 'Best');
grid on;
```

## Motor Síncron de Relutância assistido por Magnetos Permanentes para Sistemas de Tração

```
%% Correntes

% Criar o gráfico das correntes reais e de referência ao longo do tempo
figure;
plot(t, i1, 'b-', 'LineWidth', 0.5); % i1 com linha azul
hold on;
plot(t, i2, 'g-', 'LineWidth', 0.5); % i2 com linha verde
plot(t, i3, 'r-', 'LineWidth', 0.5); % i3 com linha vermelha
plot(t, i1_Ref, 'b--', 'LineWidth', 1); % i1_Ref com linha azul tracejada
plot(t, i2_Ref, 'g--', 'LineWidth', 1); % i2_Ref com linha verde tracejada
plot(t, i3_Ref, 'r--', 'LineWidth', 1); % i3_Ref com linha vermelha tracejada
hold off;

% Adicionar título, eixos e legenda
xlabel('Tempo [s]');
ylabel('Corrente [A]');
title('Evolução temporal das Correntes i123 e i123Ref');
legend('i1', 'i2', 'i3', 'i1_(Ref)', 'i2_(Ref)', 'i3_(Ref)', 'Location', 'Best');
grid on;

%% Binários

% Criar o gráfico comparando Tref, Te e TL ao longo do tempo
figure;
plot(t, Tref, 'b-', 'LineWidth', 1); % Tref com linha azul
hold on;
plot(t, Te, 'r-', 'LineWidth', 0.5); % Te com linha vermelha
plot(t, TL, 'g-', 'LineWidth', 1); % TL com linha verde
hold off;

% Adicionar título, eixos e legenda
xlabel('Tempo [s]');
ylabel('Binário [Nm]');
title('Evolução temporal dos Binários T_(ref), T_e, e T_L');
legend('T_(ref)', 'T_e', 'T_L', 'Location', 'Best');
grid on;

%% Gráfico Wref e TL em janelas separadas

figure;

% Criar primeiro subplot para Wref
subplot(2,1,1);
plot(t, Wref, 'b-', 'LineWidth', 1);
xlabel('Tempo [s]');
ylabel('Velocidade [rpm]');
title('Evolução temporal de W_(ref)');
grid on;

% Criar segundo subplot para TL
subplot(2,1,2);
plot(t, TL, 'r-', 'LineWidth', 1);
xlabel('Tempo [s]');
ylabel('Binário [Nm]');
title('Evolução temporal de T_L');
grid on;
```

## Anexo C - Datasheets

### C1. Ferrite Magnets/Ceramic Magnets Datasheet

#### Ferrite Magnets/Ceramic Magnets Datasheet

Ferrite Magnets are also known as Ceramic Magnets, Ceramic Ferrite Magnets, Ferroba Magnets and Hard Ferrite Magnets. Ceramic Ferrite magnets are one of the most widely used permanent magnet materials in the world. Ferrite magnets are a low cost magnet material perfectly suited for higher volume production runs.

They are termed ceramic due to their excellent electrical insulation ability. Ferrite magnets are superb in damp, wet or marine environments – Ferrite magnets are corrosion free. Because the iron is already in a stable oxidized form in its structure, the iron cannot oxidize ("rust") any further when in water.

Strontium Ferrite (SrO.6Fe2O3) magnets and Barium Ferrite (BaO.6Fe2O3) magnets are the two types of ceramic Ferrite magnet. The Strontium Ferrite magnets are the most commonly manufactured due to having stronger magnetic properties.

The Ferrite magnets (Ceramic magnets) have a characteristic "pencil lead" colour (i.e. a dark grey colour).

They are ferrimagnetic in magnetic performance (good magnetic field and power but, size for size, not as powerful as NdFeB or SmCo). Ferrite Magnets are extremely popular in motor, generator, loudspeaker and marine designs but are found in almost all industries. e.g. Automotive, Sensor, Machines, Aerospace, Military, Advertising, Electrical/Electronic, Academic, Design House, and R&D.

Ferrite magnets can be used at temperatures up to a maximum of +250 degrees C (in a few situations perhaps up to +300 degrees C). There are presently 27 grades of Ferrite Magnet available. The two main grades used today are C5

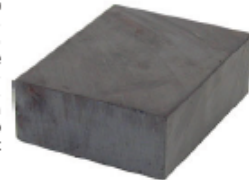
(also known as Ferroba2, Fer2, Y30 and HF26/18) and C8 (also known as Ferroba3, Fer3 and Y30H-1). C5 / Y30 is a general choice of Ferrite Magnet for applications such as overband magnets. C8 / Y30H-1 is a better choice for applications such as loudspeakers and sometimes also motors (C8 has a similar Br to C5 but has a higher Hc and HcJ).

Ferrite magnets can be produced in many shapes and sizes. Machining to size is limited to grinding processes - the electrically insulating Ferrite material does not allow wire spark erosion.

As such, the main shapes are blocks, discs, rings, arcs, and rods. Other shapes and custom sizes may well be possible but tooling charges may apply.

NOTE:- Ferrite magnets are not the same as soft ferrites (as used in transformers) - they are totally different in operation.

\*Transformer\* ferrites do not retain magnetism (soft ferrite). Ferrite magnets are permanent magnets - they retain their magnetism (hard ferrite).



#### Chinese Standard - increasingly popular in UK, EU and globally

Typical Values

Material	Br		Hc (Hcb)		Hd (HcJ)		BHmax	
	mT	kG	kA/m	kOe	kA/m	kOe	kJ/m <sup>3</sup>	MGOe
Y8T	200-235	2.0-2.35	125-160	1.57-2.01	210-280	2.64-3.52	6.5-9.5	0.8-1.2
Y10T	200-235	2.0-2.35	128-160	1.61-2.01	210-280	2.64-3.52	6.4-9.6	0.8-1.2
Y20	320-380	3.2-3.8	195-190	1.70-2.39	140-195	1.78-2.45	18.0-22.0	2.3-2.8
Y22H	310-360	3.1-3.6	220-250	2.76-3.14	280-320	3.52-4.02	20.0-24.0	2.5-3.0
Y23	320-370	3.2-3.7	170-190	2.14-2.39	190-230	2.39-2.89	20.0-25.5	2.5-3.2
Y25	360-400	3.6-4.0	195-170	1.70-2.14	140-200	1.78-2.51	22.5-28.0	2.8-3.5
Y26H	360-390	3.6-3.9	220-250	2.76-3.14	225-255	2.83-3.20	23.0-28.0	2.9-3.5
Y28H-1	360-390	3.6-3.9	200-250	2.51-3.14	225-255	2.83-3.20	23.0-28.0	2.9-3.5
Y28H-2	360-380	3.6-3.8	263-288	3.30-3.62	318-350	4.00-4.40	24.0-28.0	3.0-3.5
Y27H	370-400	3.7-4.0	205-250	2.58-3.14	210-255	2.64-3.20	25.0-29.0	3.1-3.6
Y28	370-400	3.7-4.0	175-210	2.20-2.64	180-220	2.26-2.76	26.0-30.0	3.3-3.8
Y28H-1	380-400	3.8-4.0	240-260	3.02-3.27	250-280	3.14-3.52	27.0-30.0	3.4-3.8
Y28H-2	360-380	3.3-3.8	271-295	3.41-3.71	382-405	4.80-5.09	26.0-30.0	3.3-3.8
Y30	370-400	3.7-4.0	175-210	2.20-2.64	180-220	2.26-2.76	26.0-30.0	3.3-3.8
Y30BH	380-390	3.8-3.9	223-235	2.80-2.95	231-245	2.90-3.08	27.0-30.0	3.4-3.8
Y30H-1	380-400	3.8-4.0	230-275	2.89-3.46	235-290	2.95-3.64	27.0-32.0	3.4-4.0
Y30H-2	395-415	3.95-4.15	275-300	3.46-3.77	310-335	3.90-4.21	27.0-32.5	3.4-4.1
Y32	400-420	4.0-4.2	160-190	2.01-2.39	165-195	2.07-2.45	30.0-33.5	3.8-4.2
Y32H-1	400-420	4.0-4.2	190-230	2.39-2.89	230-250	2.89-3.14	31.5-35.0	4.0-4.4
Y32H-2	400-440	4.0-4.4	224-240	2.81-3.02	230-250	2.89-3.14	31.0-34.0	3.9-4.3
Y33	410-430	4.1-4.3	220-250	2.76-3.14	225-255	2.83-3.20	31.5-35.0	4.0-4.4
Y33H	410-430	4.1-4.3	260-270	3.14-3.39	250-275	3.14-3.46	31.5-35.0	4.0-4.4
Y34	420-440	4.2-4.4	200-230	2.51-2.89	205-235	2.58-2.95	32.5-36.0	4.1-4.5
Y35	430-450	4.3-4.5	215-239	2.70-3.00	217-241	2.73-3.03	33.1-36.2	4.2-4.8
Y36	430-450	4.3-4.5	247-271	3.10-3.41	250-274	3.14-3.44	35.1-38.3	4.4-4.8
Y38	440-460	4.4-4.6	265-305	3.58-3.83	294-310	3.69-3.90	36.6-40.6	4.6-5.1
Y40	440-460	4.4-4.6	330-354	4.15-4.45	340-360	4.27-4.52	37.5-41.8	4.7-5.3



A world leader in magnetic technology

Figura C.72- Ferrite Magnets/Ceramic Magnets Datasheet [45].

## C2. Bonded Neodymium Iron Boron (NdFeB) Magnets Specifications

### 1.3 Magnetic properties and production process of Nd-Fe-B magnets

By observing various permanent magnetic materials in detail, it may be shown that Rare Earth based magnets possess the highest energy density available today, with a Remanence of up to 1.45 T and a maximum Coercivity of 2650 kA/m, while ferrite, for example, possesses a Remanence of only 0.45 T and a Coercivity of about 300 kA/m; bearing in mind, that both intrinsic properties are interacting, so that the highest Remanence can not be achieved at the highest Coercivity.

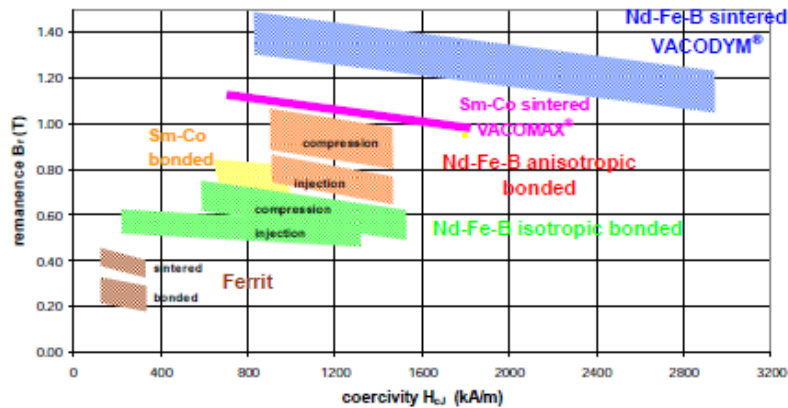


Fig. 3 Overview of permanent magnetic materials as a function of Remanence vs. Coercivity

The following Fig. 4 displays the schematic manufacturing and sintering process of Rare Earth based permanent magnets. In mass production, typically there are two ways of die pressing which are common in industry: Axial field die-Pressing called AP and Transverse field die-Pressing called TP. The TP method involves more manufacturing steps by first pressing blocks and then slicing them to the desired shape, which is more expensive than AP pressing, where the die press speed is much higher, thus reducing the costs significantly.

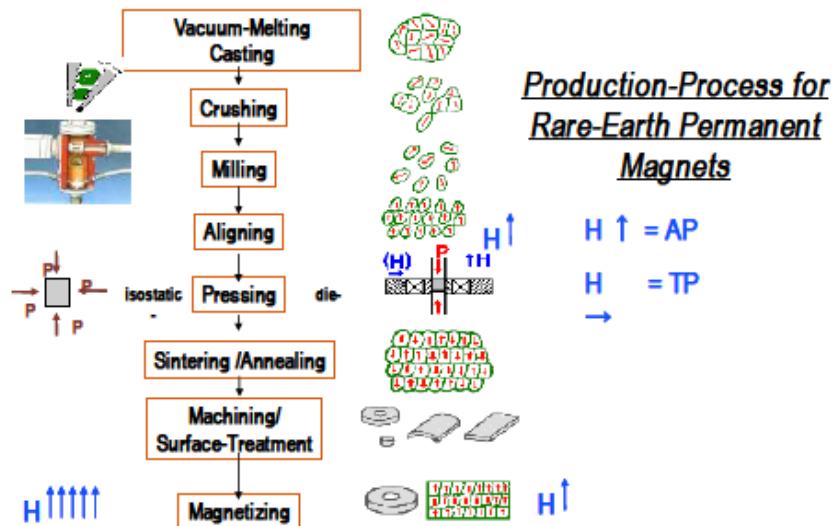


Fig. 4 Manufacturing process of Rare Earth based magnets

Figura C.73- NdFeB Magnets, Properties and Applications [46].