

Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Dissertação de Mestrado – Área de Especialização em Energia

Projeto e análise de funcionamento de um motor síncrono de relutância através de elementos finitos

Rúben Miguel Serém Santos

Júri:

Professor Doutor António Paulo Mendes Breda Dias Coimbra (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Fernando José Teixeira Estevão Ferreira (Vogal)

Coimbra, setembro 2019



UNIVERSIDADE D
COIMBRA



Agradecimentos

Começo por expressar a minha sincera gratidão pela oportunidade dada pelo Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes que, desde o início, me motivou e procurou pelo meu sentido crítico. Desta forma foi possível ter sucesso neste projeto e, por isso, estou extremamente agradecido.

Ao coorientador, Doutor Bruno Batista por se demonstrar sempre disponível para ajudar a concluir este projeto e por todas as dicas.

À WEG, por me ter proporcionado este projeto desafiante que me enriqueceu a vários níveis.

Aos meus colegas e amigos de curso que fizeram parte deste percurso inesquecível. Em particular, ao Rui Pereira que, independentemente da situação, se demonstrou prestável. Sempre se demonstrou disponível para ajudar e para ter uma boa conversa.

Aos meus pais, ao meu irmão e a toda a minha família, pela paciência, pela motivação e pela força que sempre me deram.

À Filipa, pela coragem, pela motivação, pela determinação e pelo carinho dado ao longo de todo este percurso. Por tudo isto estou eternamente agradecido.

Chega ao fim o meu percurso académico, cheio de experiências, de aprendizagens e de amigos para a vida.

A todos, muito obrigado.

Resumo

Na atualidade, com o desenvolvimento da eletrônica de potência, a máquina síncrona de relutância (SynRM) apresenta grandes benefícios, no que se refere ao seu rendimento, à sua resposta dinâmica elevada, ao seu custo e ao seu peso. De acordo com estas vantagens, e tendo em consideração a representação massiva dos motores elétricos no consumo energético nas indústrias, é importante apostar no desenvolvimento e otimização deste tipo de motores elétricos.

Com esse intuito, esta dissertação foca-se no projeto de um motor síncrono de relutância de 7.5 kW, a partir de um estator de um motor de indução, proposto pela WEG.

Para esse efeito recorre-se à análise dos esquemas equivalente por fase e fasorial da máquina síncrona clássica, com as respetivas adequações para o SynRM. Desta forma, é exequível determinar os parâmetros de desempenho deste motor, nomeadamente o valor do binário eletromagnético desenvolvido e sua oscilação, o fator de potência aparente ou interno e o seu rendimento.

Por forma a otimizar e potenciar os parâmetros de desempenho do SynRM são implementadas soluções de otimização na estrutura rotórica anisotrópica laminada (TLA). Essas soluções incidem, essencialmente, na seleção do número ótimo de barreiras de fluxo a colocar no rotor e, conseqüentemente, no seu posicionamento e dimensionamento.

De modo a avaliar e comprovar as alterações nos parâmetros de desempenho, por parte das soluções de otimização, é imprescindível utilizar um software de elementos finitos. Esta ferramenta permite realizar um estudo detalhado do domínio magnético, isto é, recorrendo à análise da densidade de fluxo magnético, das linhas de campo magnético e do valor das indutâncias segundo o eixo d (L_d) e q (L_q).

Por fim, de forma a validar os resultados obtidos são retiradas as conclusões, com base na comparação entre as várias geometrias rotóricas (TLA). Deste modo é escolhido a geometria mais otimizada, para ser alvo de um estudo minucioso.

PALAVRAS-CHAVE: *Motor Síncrono de Relutância (SynRM), Projeto Otimizado, Rotor Anisotrópico Transversalmente Laminado (TLA), Análise com Recurso a Elementos Finitos (FEA), Barreiras de Fluxo.*

Abstract

Nowadays, with the development of power electronics synchronous reluctance machines (SynRM) offer great benefits in terms of performance, high dynamic response, cost and weight. According to these advantages and considering the massive representation of the electric motors in the energy consumption in the industries, it is important to invest on the development and optimization of this type of electric motors.

With this ambition, this dissertation focuses on the design of a 7.5 kW synchronous reluctance motor, based on a stator of an induction motor, proposed by WEG.

For this purpose, we use the analysis of the phasor and phase equivalent schemes of the classical synchronous machine, with their respective adaptations for SynRM. In this way, it is feasible to determine the performance parameters of this motor, namely the value of the developed electromagnetic torque and its oscillation, apparent or internal power factor and its efficiency.

In order to optimize and enhance the performance parameters of SynRM, optimization solutions are implemented in the laminated anisotropic rotor structure (TLA). These solutions essentially focus on the selection of the optimum number of flux barriers to be placed on the rotor and, consequently, on their positioning and sizing.

In order to evaluate and verify the changes in the performance parameters by the optimization solutions, it is imperative to use finite element software (FEA). This tool allows to carry out a detailed study of the magnetic field, i.e., using the analysis of the magnetic flux density, the magnetic field lines and the value of the inductances according to the d (L_d) and q (L_q) axis.

Finally, in order to validate the obtained results, the conclusions are drawn, based on the comparison between the various rotor geometries (TLA). In this way is chosen the most optimized geometry, to be the subject of a detailed study.

KEYWORDS: *Synchronous Reluctance Motor (SynRM), Optimized Design, Transversally Laminated Anisotropic Rotor (TLA), Finite Element Resource Analysis (FEA), Flux Barriers.*

Simbologia

Símbolo	Designação	Unidade
α	<i>Distância angular entre duas barreiras de fluxo adjacentes</i>	graus mecânicos
β	<i>Distância angular entre duas ranhuras estáticas adjacentes</i>	graus mecânicos
δ	<i>Ângulo de carga</i>	graus mecânicos
η	<i>Rendimento</i>	%
θ	<i>Ângulo de fator de potência aparente ou interno</i>	graus elétricos
$\bar{\lambda}_d, \bar{\lambda}_q$	<i>Vetor do fluxo segundo o eixo d e q</i>	Wb
$\bar{\lambda}_m$	<i>Vetor do fluxo de magnetização</i>	Wb
$\bar{\lambda}_{dm}, \bar{\lambda}_{qm}$	<i>Vetor do fluxo de magnetização segundo o eixo d e q</i>	Wb
λ_r	<i>Fluxo de saturação extra</i>	Wb
ξ	<i>Rácio de saliência</i>	-
ρ	<i>Resistividade</i>	$\Omega \cdot m$
σ	<i>Condutividade elétrica do núcleo de ferro</i>	$(\Omega \cdot m)^{-1}$
ω	<i>Velocidade angular síncrona</i>	rad/s
ω_r	<i>Velocidade angular</i>	rad/s
B	<i>Densidade de fluxo magnético</i>	T
B_{0m}	<i>Valor máximo da densidade de fluxo da curva de histerese à frequência f_0</i>	T
B_m^h	<i>$h^{\text{ésimo}}$ harmónico do valor máximo da densidade de fluxo à frequência hf_1</i>	T
d	<i>Espessura das lâminas de ferro</i>	mm
\bar{E}_m	<i>Força eletromotriz induzida</i>	V

e_1, e_2	<i>Binário eletromagnético pulsante positivo e negativo</i>	Nm
f	<i>Frequência</i>	Hz
$filSB$	<i>Raio de abertura próximo do fundo da ranhura estatórica</i>	mm
$filSO$	<i>Raio de abertura próximo do topo da ranhura estatórica</i>	mm
FP	<i>Fator de potência aos terminais do motor</i>	-
FPI	<i>Fator de potência interno ou aparente</i>	-
H	<i>Campo magnético</i>	A/m
$h1s, h2s, h3s$	<i>Componentes associadas à altura da ranhura estatórica</i>	mm
i_a, i_b, i_c	<i>Valores instantâneos da corrente estatórica de cada uma das fases</i>	A
i_d, i_q	<i>Valores instantâneos da corrente estatórica segundo o eixo d e q</i>	A
\bar{I}_m	<i>Vetor da corrente de magnetização</i>	A
$\bar{I}_{dm}, \bar{I}_{qm}$	<i>Vetores da corrente de magnetização segundo o eixo d e q</i>	A
I_m	<i>Valor eficaz da corrente de magnetização</i>	A
\bar{I}_s	<i>Vetor da corrente estatórica por fase</i>	A
$ \bar{I}_s $	<i>Módulo do vetor da corrente estatórica por fase</i>	A
k	<i>Fator de preenchimento</i>	-
k_h	<i>Coefficiente das perdas histeréticas</i>	-
k_e	<i>Coefficiente das perdas por excesso</i>	-
$k_{isolamento}$	<i>Rácio de isolamento</i>	-

L_d, L_q	<i>Indutância segundo o eixo d e q</i>	H
L_s	<i>Indutância de fugas do estator</i>	H
L_m	<i>Indutância de magnetização</i>	H
l	<i>Comprimento de condutor (enrolamento estático)</i>	mm
L	<i>Comprimento do motor</i>	mm
$L1X_5, L2X_5, L1Y_5, L2Y_5$	<i>Variáveis que parametrizam os extremos das barreiras de fluxo</i>	-
n_s	<i>Número de ranhuras estáticas</i>	-
n_r	<i>Número de ranhuras rotóricas</i>	-
n_l	<i>Número de barreiras de fluxo</i>	-
n	<i>Velocidade nominal síncrona</i>	rpm
P_{ferro}	<i>Perdas totais no ferro</i>	W
P_{totais}	<i>Perdas totais do motor</i>	W
P	<i>Número de pólos</i>	-
P_n	<i>Potência mecânica nominal desenvolvida pelo motor</i>	W
P_{em}	<i>Potência eletromagnética</i>	W
P_{Joule}	<i>Potência de perdas por efeito Joule nos enrolamentos estáticos</i>	W
R_s, R_{fase}	<i>Resistência de perdas por efeito Joule nos enrolamentos estáticos</i>	Ω
R_{cs}, R_{cr}	<i>Resistência equivalente de perdas no ferro no estator e no rotor</i>	Ω
$RR1, RR2, RR3, RR4, RR5$	<i>Componente radial de cada uma das barreiras</i>	mm
$RadCAI, RadCAO$	<i>Distância entre o centro de cada uma das circunferências e o ponto central do veio do motor</i>	mm

R_{aI}, R_{aO}	<i>Raio de cada uma das circunferências</i>	mm
R_{SO}	<i>Componente tangencial de cada uma das barreiras de fluxo</i>	mm
S_{SO}	<i>Abertura da ranhura estatórica</i>	mm
S	<i>Secção dos condutores</i>	mm ²
T_{em}, T	<i>Valor médio do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor</i>	Nm
$T_{em-entreferro}$	<i>Valor máximo do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor</i>	Nm
t	<i>Tempo</i>	segundo
$TR1, TR2, TR3, TR4, TR5$	<i>Componente tangencial das barreiras de fluxo</i>	mm
\bar{V}	<i>Vetor da tensão estatórica por fase</i>	V
\bar{V}_d, \bar{V}_q	<i>Vetor da tensão estatórica segundo o eixo d e q</i>	V
$ \bar{V} $	<i>Módulo do vetor da tensão estatórica por fase</i>	V
$w1s, w2s, w3s$	<i>Componentes associadas à largura da ranhura estatórica</i>	mm
W_{ar}	<i>Soma das componentes radiais, segundo o eixo q, das barreiras de fluxo</i>	mm
W_{ferro}	<i>Soma das componentes radiais, segundo o eixo q, dos segmentos de ferro</i>	mm

Abreviaturas

SynRM – Synchronous Reluctance Motor, Motor Síncrono de Relutância.

TLA – Transversally Laminated Anisotropy, Anisotropia Laminada Transversalmente.

ALA – Axially Laminated Anistropy, Anisotropia Laminada Trasnversalmente.

FEA – Finite Element Analysis, Análise com Recurso a Elementos Finitos.

PMSM – Permanent Magnet Synchronous Motor, Motor Síncrono de Ímanes Permanentes.

LSSynRM – Line-Start Synchronous Reluctance Motor, Motor Síncrono de Relutância com Arranque Direto da Rede.

IPM – Interior Permanent Magnet, Ímanes Permanentes Interiores.

FMM – Força Magnetomotriz.

EMF – Eletromotive Force, Força Eletromotriz.

Índice de Ilustrações

Figura 1.1. Vista explosiva de um motor síncrono de ímanes permanentes ([6] adaptado).	23
Figura 1.2. Vista geral do estator e do rotor de um motor síncrono de relutância comutável ([8] adaptado).....	23
Figura 1.3. Estruturas típicas de rotores de máquinas síncronas de relutância, (a) rotor axialmente laminado e (b) rotor transversalmente laminado ([10] adaptado).	24
Figura 2.4. Esquema equivalente por fase do motor síncrono de relutância, incluindo as	27
Figura 2.5. Diagrama vetorial do motor síncrono de relutância no regime permanente, incluindo as perdas no ferro no estator e no rotor [5].	27
Figura 2.6. Comparação da posição dos segmentos de ferro do rotor consoante a rotação da máquina síncrona de relutância de (a) para (d).	34
Figura 3.7. Representação de 1/4 de um motor síncrono de relutância com uma geometria rotórica TLA de 4 pólos e 5 barreiras de fluxo.	35
Figura 3.8. O <i>késimo</i> segmento de ferro e a força magneto motriz corresponde em p.u.[12].	37
Figura 3.9. Representação da saturação magnética da componente tangencial dos segmentos de ferro quando é aplicada uma FMM segundo o eixo q.....	37
Figura 3.10. Perspetiva geral dos ângulos α e β no motor síncrono de relutância de 4 pólos.....	39
Figura 4.11. Esquema do enrolamento estatórico para cada uma das fases.	41
Figura 4.12. Curva característica do material ferromagnético utilizado no motor síncrono de relutância.	42
Figura 4.13. Representação dos parâmetros da Tabela 4.15.	46
Figura 4.14. Coordenadas paramétricas das componentes radiais das barreiras de fluxo.	47
Figura 4.15. Malha de pontos auxiliar para regiões críticas.....	48
Figura 4.16. Malha de pontos para o rotor com 4 barreiras de fluxo.....	48
Figura 4.17. Malha de pontos para rotor com 5 barreiras de fluxo.....	48
Figura 4.18. Caracterização das regiões do motor síncrono de relutância.....	51
Figura 4.19. Representação de 1/4 do motor síncrono de relutância de 4 pólos, 5 barreiras de fluxo e um estator de 48 ranhuras.....	51
Figura 4.20. Valores das indutâncias, segundo os eixos d e q, em função do corrente estatórica.	52
Figura 4.21. Valores da indutância, segundo o eixo d, em função da posição rotórica, para vários regimes de carga.....	53
Figura 4.22. Densidade de fluxo segundo o eixo d para a geometria rotórica de 4 barreiras de fluxo e com componente tangencial e radial de 2.7 mm.	54
Figura 4.23. Linhas de campo magnético segundo o eixo d.	55
Figura 4.24. Linhas de campo magnético segundo o eixo q.	55
Figura 4.25. Valor médio do binário eletromagnético em função do desfasamento inicial da corrente estatórica.	56

Figura 4.26. Binário eletromagnético desenvolvida para o motor com rotor com 4 barreiras de fluxo.	58
Figura 5.27. Representação das oscilações do binário eletromagnético, em função das alterações da geometria rotórica com 4 barreiras de fluxo.	63
Figura 5.28. Representação das oscilações do binário eletromagnético, em função das alterações da geometria rotórica com 5 barreiras de fluxo.	64
Figura 5.29. Geometria do motor para o cenário $\alpha = \beta$	65
Figura 5.30. Representação da oscilação do binário eletromagnético para o cenário em que $\alpha = \beta$	65
Figura 5.31. Representação das oscilações do binário eletromagnético, em função da alteração da componente tangencial das barreiras de fluxo.	66
Figura 5.32. <i>Von-Mises stress</i> para a geometria rotórica de 4 barreiras de fluxo a 3000 rpm.	67
Figura 5.33. <i>Von-Mises stress</i> para a geometria rotórica de 5 barreiras de fluxo a 3000 rpm.	68
Figura 5.34. Valores da indutância, segundo o eixo d, em função da posição rotórica, para vários regimes de carga.....	69
Figura 5.35. Valores da indutância em função da corrente estatórica segundo cada um dos eixos d e q.	69
Figura 5.36. Densidade de fluxo magnético segundo o eixo d.....	70
Figura 5.37. Linhas de campo magnético segundo o eixo d.	71
Figura 5.38. Linhas de campo magnético segundo o eixo q.	71
Figura 5.39. Curva do fator de potência interno em função do ângulo de fator de potência.	72
Figura 5.40. Curva do valor médio do binário eletromagnético em função do ângulo de fator de potência.	73
Figura 5.41. Rendimento do motor síncrono de relutância.	74

Índice de Tabelas

Tabela 1.1. Topologias de motores elétricos mais utilizados em veículos elétricos.	22
Tabela 3.2. Valores de α para as geometrias rotóricas com 4 e 5 barreiras de fluxo.	40
Tabela 4.3. Características nominais do motor a projetar.	41
Tabela 4.4. Dados do enrolamento estatórico do motor.	41
Tabela 4.5. Descrição da ranhura estatórica.	42
Tabela 4.6. Dimensões do motor síncrono de relutância.	42
Tabela 4.7. Curva característica do material ferromagnético utilizado no estator e no rotor do motor síncrono de relutância.	43
Tabela 4.8. Descrição da ranhura estatórica de acordo com a Overlay.	44
Tabela 4.9. Descrição do formato das ranhuras estatóricas: StatorHW.	44
Tabela 4.10. Descrição da parte inferior da ranhura: StatorHW.	44
Tabela 4.11. Descrição geral do estator de acordo com a Overlay.	44
Tabela 4.12. Dados do enrolamento estatórico de acordo com a Overlay.	44
Tabela 4.13. Descrição do tipo de rotor: Rotor IPM.	45
Tabela 4.14. Descrição do tipo do íman embebido: Rotor IPM.	45
Tabela 4.15. Descrição dos valores correspondentes aos parâmetros da Tabela 4.14.	45
Tabela 4.16. Descrição geral do rotor.	46
Tabela 4.17. Variáveis a adicionar nas coordenadas paramétricas da Figura 4.14.	47
Tabela 4.18. Aplicação magneto estática 2D.	50
Tabela 4.19. Característica do componente mecânico – Rotor.	50
Tabela 4.20. Característica do componente mecânico – Estator.	50
Tabela 4.21. Caracterização do cenário de simulação.	52
Tabela 4.22. Aplicação transitório magnético 2D.	56
Tabela 4.23. Características do componente mecânico – Rotor.	57
Tabela 4.24. Caracterização do cenário de simulação.	58
Tabela 4.25. Perdas totais no ferro em função do nível de carga.	59
Tabela 4.26. Perdas e rendimento do motor, em função do nível de carga.	61
Tabela 5.27. Aumento de cada uma das componentes radiais das barreiras e consequências no valor médio e na oscilação de binário eletromagnético, para a geometria rotórica de 4 barreiras de fluxo.	63
Tabela 5.28. Aumento de cada uma das componentes radiais das barreiras e consequências no valor médio e na oscilação de binário eletromagnético, para a geometria rotórica de 5 barreiras de fluxo.	64
Tabela 5.29. Efeitos das alterações das componentes tangenciais das barreiras de fluxo no valor médio e na oscilação do binário eletromagnético, para a geometria de 5 barreiras de fluxo.	66
Tabela 5.30. Valores de indutância associados à Figura 5.35.	69
Tabela 5.31. Valores do fator de potência interno em função do ângulo de fator de potência.	72
Tabela 5.32. Caracterização das perdas totais do motor síncrono de relutância.	74
Tabela 5.33. Caracterização dos valores do rendimento do motor.	74

Índice

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract.....	vii
Simbologia.....	ix
Abreviaturas	xiii
Índice de Ilustrações	xv
Índice de Tabelas	xvii
Índice	19
1. Introdução	21
1.1. Motor Síncrono de Ímanes Permanentes	22
1.2. Motor de Relutância Comutado.....	23
1.3. Motor Síncrono de Relutância	24
2. Princípios Básicos de Funcionamento do SynRM.....	26
2.1. Esquema Equivalente por Fase do SynRM	27
2.2. Fator de Potência Interno.....	29
2.3. Binário Eletromagnético.....	30
2.3.1. Oscilação de Binário.....	31
2.4. Perdas no Ferro.....	31
2.5. Rendimento e Rácio Binário/Corrente	32
2.6. Acoplamento Cruzado.....	33
2.7. Estator Ranhurado	33
3. Soluções para a Otimização do Motor Síncrono de Relutância	35
3.1. Número de Barreiras de Fluxo.....	35
3.2. Posicionamento das Barreiras de Fluxo e Dimensionamento dos Segmentos.....	36
3.3. Rácio de Isolamento Segundo o Eixo Q.....	38
3.4. Posicionamento Angular da Componente Tangencial das Barreiras de Fluxo.....	38
4. Projeto do Motor Síncrono de Relutância	41
4.1. Descrição da Geometria Estatórica do SynRM	43
4.2. Descrição da Geometria Rotórica do SynRM	45
4.3. Descrição do Mesh do SynRM	47
4.4. Simulação em Regime Magneto Estático	49

4.4.1. Resultados e Conclusões da Simulação	52
4.5. Simulação em Regime Transitório Magnético	56
4.5.1. Resultados e Conclusões da Simulação	58
5. Otimização dos Parâmetros de Desempenho do SynRM.....	62
5.1. Binário Eletromagnético.....	62
5.2. Análise do Desempenho Mecânico.....	67
5.3. Análise Magnética.....	68
5.4. Fator de Potência Interno.....	71
5.5. Rendimento.....	73
6. Conclusão	75
7. Trabalhos Futuros.....	78
Bibliografia	79

1. Introdução

As máquinas elétricas estão presentes em quase todas as aplicações industriais - geradores de grande potência (500 MW e superior), motores de diferentes gamas (desde alguns kW até vários MW), em aplicações domésticas, aeroespaciais e até na indústria automóvel, como são exemplos os veículos elétricos e híbridos.

Visando o mercado da tração elétrica, na qual se inclui os veículos elétricos, existe uma vasta gama de máquinas utilizadas, desde o motor de indução, até aos motores síncronos, seja de relutância ou ímanes permanentes. De acordo com [1], a previsão de crescimento da população em todo o mundo, nos próximos 50 anos, será de 4 mil milhões de pessoas, pelo que o número de carros produzidos crescerá para cerca de 2.5 mil milhões. Deste modo, o recurso às máquinas elétricas viabilizará a questão que se coloca relativamente ao abastecimento de todo este setor e minimizará as consequências ambientais que poderiam advir.

Atualmente, o veículo elétrico compete com o mercado de veículos com motores de combustão interna, algo que não se verificava em 1834, aquando do seu aparecimento. Isto porque, na altura, para além de o motor de combustão interna apresentar maior rendimento e credibilidade, ainda existiam problemas associados ao armazenamento de energia elétrica em baterias. Assim, o veículo elétrico não apresentou argumentos suficientemente válidos e esteve fora da ribalta até cerca de 1930 [1].

De acordo com o mencionado, os engenheiros têm dedicado o seu trabalho na conceção de máquinas elétricas com recurso a melhorias nos materiais usados e estratégias otimizadas de projeto, motivados pelos seguintes objetivos [2, 3]:

- Binário elevado e elevada densidade de potência;
- Binário elevado para velocidades baixas e potência elevada para velocidades elevadas;
- Várias gamas de velocidade;
- Oscilações baixas de binário;
- Resposta dinâmica elevada;
- Rendimento elevado;
- Fiabilidade e robustez;
- Custos razoáveis.

Apesar de todos estes aspetos, a escolha de motores para aplicações ligadas a veículos elétricos está diretamente associada com o seu custo e rendimento, que por sua vez vão ser influenciados pela arquitetura da máquina. Num plano geral, com foco no tema desta tese, existem 3 tipos de motores síncronos que são os mais utilizadas neste setor:

- Motor Síncrono de Relutância;
- Motor Síncrono de Ímanes Permanentes;
- Motor Síncrono de Relutância Comutável.

Apesar de alguns tipos de motores não fazerem parte do foco desta tese a Tabela 1.1 sumariza alguns dos modelos de motores utilizados no setor de veículos elétricos.

Tabela 1.1. Topologias de motores elétricos mais utilizados em veículos elétricos.

BMW X5	Motor de Indução
Toyota Prius	Motor Síncrono de Ímanes Permanentes
Citroen Berlingo	Motor Corrente Contínua
Tesla Model S	Motor de Indução
Ford Focus	Motor Síncrono de Ímanes Permanentes
Nissan Leaf	Motor Síncrono de Ímanes Permanentes
Honda Insite	Motor Síncrono de Ímanes Permanentes
Holden ECOMmodore	Motor de Relutância Comutado

Nos subcapítulos que se seguem serão discutidas as características detalhadas de cada uma das máquinas síncronas, supra mencionadas, e será estabelecido um termo de comparação entre as mesmas, tendo como objetivo desmistificar o porquê da utilização deste tipo de motor para as variadíssimas aplicações, nomeadamente nos veículos elétricos.

1.1. Motor Síncrono de Ímanes Permanentes

O motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM) por apresentar um maior rendimento e um menor custo, apresenta-se como um bom substituto do motor mais utilizado na indústria – o motor de indução.

Para além dos pontos positivos referidos, este motor tem uma característica determinante – a ausência do enrolamento de excitação no rotor em detrimento da presença de ímanes permanentes. Este último fator proporciona uma diminuição da inércia da máquina e um aumento do rendimento, devido à ausência da gaiola rotórica e às menores perdas por efeito Joule no enrolamento de excitação, respetivamente. Pelo facto de a excitação da máquina ser fornecida pelos ímanes permanentes, não necessita de um circuito de excitação alimentado por uma fonte externa. Por fim, a dimensão da máquina, ou seja o motor síncrono de ímanes permanentes é, para o mesmo nível de potência, mais pequeno [4].

Em suma, as características globais desta máquina são o elevado rendimento, uma vasta gama de velocidades, necessidade diminuta de manutenção, operação a alta velocidade, resposta dinâmica elevada e simples de controlar [5].

Tendo em conta a localização dos ímanes no rotor pode-se dividir este tipo de máquinas em duas categorias - a máquina síncrona com ímanes permanentes colocados na superfície ou no interior do rotor.

A impossibilidade de regular a excitação deste motor torna a zona de funcionamento em potência constante algo limitada, pelo que leva a uma redução do rendimento para velocidades elevadas.

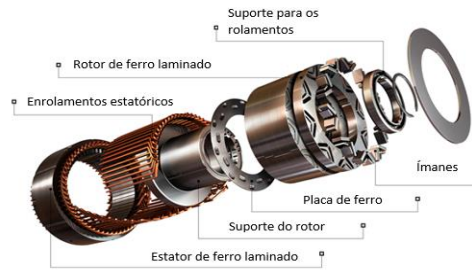


Figura 1.1. Vista explosiva de um motor síncrono de ímanes permanentes ([6] adaptado).

1.2. Motor de Relutância Comutado

O facto de possuir, do ponto de vista construtivo, materiais de custo razoável, de ser robusto, possuir rendimentos elevados, potências e binários satisfatórios e algoritmos de controlo relativamente simples, torna o motor síncrono de relutância comutável um candidato sério para competir e substituir o motor de indução e o PMSM [7]. Para além disto, o rotor destes motores possui uma estrutura sem qualquer tipo de enrolamentos, ímanes, comutadores ou escovas [5].

Outro fator a ter em consideração nestas máquinas é ao facto de possuir uma estrutura de duas saliências, por outras palavras, o valor da indutância não é linear, porque apresenta valores de relutância também eles não lineares. Por essa razão, o fluxo magnético que atravessa o entreferro, encontrará um valor de relutância variável conforme a posição do rotor.

O binário produzido por este motor baseia-se no princípio de relutância mínima, ou seja, o pólo do rotor tem tendência em alinhar-se com o pólo do estator, por forma a que o fluxo magnético “encontre” permanentemente um caminho de relutância mínima [7]. Como consequência destes fenómenos, o binário desta máquina apresenta, na maior parte das vezes, um binário com oscilações indesejadas.



Figura 1.2. Vista geral do estator e do rotor de um motor síncrono de relutância comutável ([8] adaptado).

1.3. Motor Síncrono de Relutância

Nos últimos anos tentou-se alcançar uma alternativa para o motor de indução, pelo que vários tipos de motores surgiram a favor desta ideia, tendo o motor síncrono de relutância (SynRM) sido aquele que mais tem sofrido inovações.

Durante algum tempo, o LSSynRM foi posto de parte pelo facto de o seu rendimento ser baixo, nomeadamente por apresentar uma gaiola que permite realizar o arranque desta máquina, o que causa problemas de estabilidade e um binário de arranque baixo [9]. No entanto, com o desenvolvimento na área da eletrónica de potência, conseguiu-se eliminar este problema.

Em adição, é possível construir uma máquina síncrona de relutância a partir de um motor de indução, ou seja, utilizando exatamente o mesmo estator. Este motor tem também a vantagem de não apresentar perdas por efeito Joule no rotor devido à ausência do enrolamento de excitação, dado que o rotor é apenas constituído por ferro (segmentos) e ar (barreiras de fluxo).

Baseados na estrutura anisotrópica (propriedade do material que o altera conforme a direção) existem 2 tipos de geometria rotóricas utilizados [5]:

- Rotor anisotrópico transversalmente laminado (TLA);
- Rotor anisotrópico axialmente laminado (ALA).

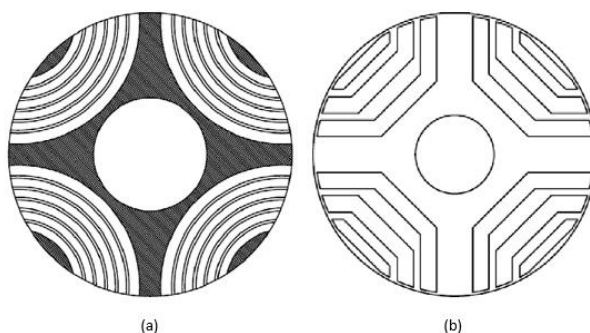


Figura 1.3. Estruturas típicas de rotores de máquinas síncronas de relutância, (a) rotor axialmente laminado e (b) rotor transversalmente laminado ([10] adaptado).

No caso do rotor TLA, dependendo da potência do motor, é possível obter um rácio de saliência (ξ), inferior a 10, fator determinado pelo quociente entre as indutâncias segundo o eixo d (L_d) e o eixo q (L_q), respetivamente. Todavia, comparativamente a ALA, no TLA é mais prático conceber as barreiras de fluxo e colocá-las numa posição ótima, no rotor.

Por outro lado, para a estrutura rotórica do tipo ALA, o ξ é superior e é mais adequado para aplicações que exijam maior robustez mecânica. No entanto, é necessário retirar demasiado ferro do núcleo rotórico, pelo que a consequência será a saturação dos caminhos do fluxo segundo o eixo direto [11]. Tal como é referido em [12] há efetivamente um aumento considerável de perdas no

ferro, neste tipo de rotor. Isto ocorre devido ao fenómeno discutido em 2.7. - Aparecimento de oscilações de fluxo na parte interior do rotor (junto ao veio).

Apesar de ambas as estruturas rotóricas (TLA e ALA) apresentarem oscilações não desejadas, do binário eletromagnético, o modelo de rotor escolhido para projetar será o TLA.

As características mais relevantes deste tipo de motores são [5]:

- Custo reduzido;
- Rendimento elevado;
- Rácio binário por ampere elevado;
- Facilidade de implementação de controlo;
- Fiabilidade;
- Robustez;
- Topologia do estator e do inversor de controlo igual ao motor de indução.

O binário desta máquina é criado com base na variação do valor de relutância e consequentemente no valor da indutância em função da posição rotórica. Por outras palavras, o binário de relutância é proporcional à diferença das indutâncias segundo o eixo direto (L_d) e o eixo de quadratura (L_q). Assim, pretende-se otimizar o rácio de saliência, com recurso à maximização do fluxo segundo o eixo d e à minimização do fluxo segundo o eixo q, com o intuito de se obter um motor otimizado.

2. Princípios Básicos de Funcionamento do SynRM

O foco deste capítulo incide essencialmente nos aspetos analíticos a ter em consideração relativamente à máquina síncrona de relutância, pelo que em conjunto com o capítulo 3, que se irá focar nos aspetos de otimização do motor, será suficiente para avaliar todos os resultados e fenómenos obtidos no capítulo 5. Para alcançar este objetivo é necessário, numa primeira fase, explicar os princípios básicos de funcionamento da máquina síncrona, nomeadamente os princípios de relutância.

O motor síncrono de relutância baseia-se nos conceitos de relutância e de forças magneto motrizes rotativas para que seja possível a produção do binário. Por este motivo, é relevante frisar a importância do conceito de relutância e explicá-lo de uma forma simples, isto porque o motor síncrono de relutância é composto por uma estrutura magnética anisotrópica.

Comparando os dois tipos de materiais, um anisotrópico e isotrópico, o que os define é a capacidade de manter as suas características em função da sua posição. O material isotrópico apresenta exatamente as mesmas características, ao contrário do anisotrópico. Com base nesta afirmação, quando um campo magnético é aplicado ao material anisotrópico, só há produção de binário se houver um deslocamento relativo entre o campo e o eixo d desse material. Neste caso existirá uma distorção do campo principal e a direção dessa distorção será essencialmente alinhada com o eixo q .

Convém referir que o campo criado pelo motor síncrono de relutância é produzido através de um enrolamento distribuído sinusoidalmente que se encontra num estator ranhurado e que cruza com o rotor através do entreferro, tal e qual como acontece num motor de indução. Para além disso, o campo roda à velocidade síncrona e tem uma distribuição sinusoidal.

Nestas condições existirá sempre um binário que atua para reduzir a energia potencial do sistema, reduzindo a distorção do campo segundo o eixo q . Tal como refere [12], se o ângulo de carga for mantido constante, com recurso a um controlo apropriado, a energia eletromagnética será convertida em energia mecânica.

Por fim, é importante salientar que a corrente estatórica é responsável pela produção do campo principal e do binário que, tal como fora dito acima, se repercute na atenuação da distorção do campo principal. Esta atenuação poderá ser minimizada através da alteração do ângulo de defasamento inicial da corrente (θ), ou seja, o ângulo do fator de potência que remete para a distância angular entre o vetor da corrente de magnetização e o eixo d .

Relativamente aos próximos subcapítulos serão introduzidos o esquema equivalente por fase e o diagrama fasorial, para que seja possível determinar as equações que permitem calcular os parâmetros de desempenho do motor, nomeadamente o binário eletromagnético e sua oscilação, o fator de potência interno ou aparente e o rendimento.

2.1. Esquema Equivalente por Fase do SynRM

As equações que melhor definem o funcionamento do motor síncrono de relutância derivam essencialmente das equações da máquina síncrona clássica. No entanto, o SynRM não possui enrolamento de excitação e o rotor não é dotado de gaiola ou de enrolamentos. Para além disso é relevante salientar que apenas é possível fazer o arranque da máquina com o devido controlo, ao contrário do motor de indução, associado à ausência da gaiola no rotor.

As Figuras 2.4 e 2.5 demonstram o esquema equivalente por fase e o diagrama fasorial do SynRM, respetivamente, tendo em consideração as perdas no ferro no estator e no rotor.

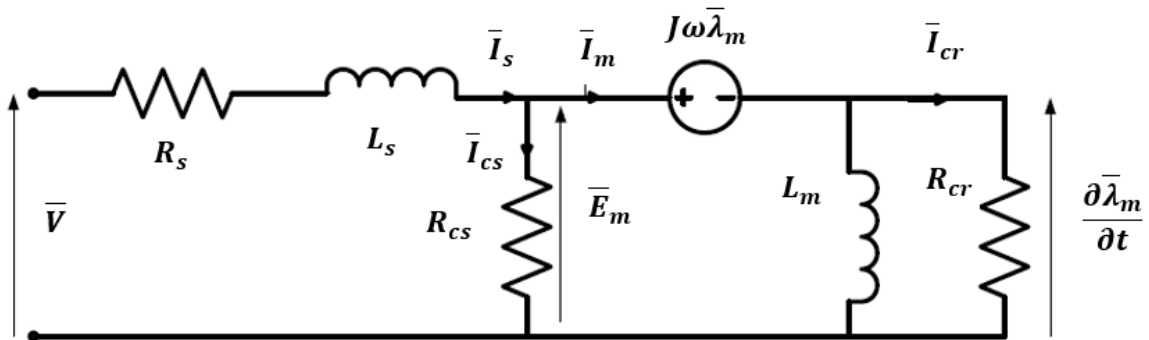


Figura 2.4. Esquema equivalente por fase do motor síncrono de relutância, incluindo as perdas no ferro no estator e no rotor [5].

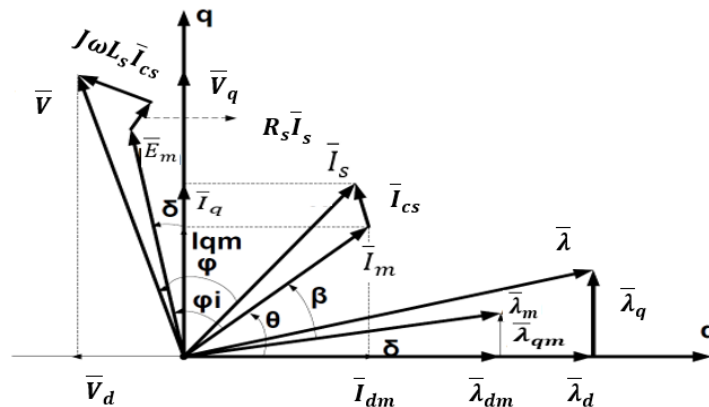


Figura 2.5. Diagrama vetorial do motor síncrono de relutância no regime permanente, incluindo as perdas no ferro no estator e no rotor [5].

Com base nas figuras anteriores e eliminando a componente associada à excitação rotórica causada por enrolamentos ou gaiola, o modelo matemático do SynRM pode ser expresso através das equações (2.1) e (2.2).

$$\bar{V} = \bar{E}_m + R_s \bar{I}_s + j\omega L_s \bar{I}_s \quad (2.1)$$

$$\bar{E}_m = \frac{d\bar{\lambda}_m}{dt} + j\omega\bar{\lambda}_m \quad (2.2)$$

Em cada uma das equações anteriores \bar{V} corresponde ao vetor da tensão por fase, $\bar{\lambda}_m$ é o fluxo de magnetização por fase, L_s é a indutância equivalente por fase correspondente ao fluxo de fugas dos enrolamentos estatóricos, R_s é a resistência equivalente por fase correspondente às perdas por efeito Joule nos enrolamentos estatóricos, \bar{I}_s é o vetor da corrente estatórica por fase, ω é velocidade angular elétrica e \bar{E}_m é a força eletromotriz do entreferro por fase.

Tendo em conta que $\bar{I}_m = \bar{I}_{dm} + j\bar{I}_{qm}$, desprezando o efeito de acoplamento cruzado e com recurso à Figura 2.5 conclui-se que o fluxo de magnetização é dado pela equação (2.3). No entanto, o fenómeno mencionado em 2.6 permite concluir que o fluxo segundo o eixo d poderá não ser apenas causado pela corrente segundo esse mesmo eixo. Por outras palavras o fluxo segundo o eixo d é influenciado pela presença de um corrente segundo o eixo q elevada e pode inclusivamente agravar o efeito da reação da armadura, desmagnetizando o eixo d e diminuindo o seu valor. A consequência inevitável está intimamente conotada à redução do binário.

$$\bar{\lambda}_m = L_{dm}\bar{I}_{dm} + jL_{qm}\bar{I}_{qm} \quad (2.3)$$

Da equação anterior \bar{I}_{dm} e \bar{I}_{qm} são as correntes de magnetização segundo cada um dos eixos d e q e L_{dm} e L_{qm} são as indutâncias de magnetização segundo o eixos d e q.

No regime permanente, ou seja $\frac{d\lambda_m}{dt} \cong 0$, se forem aplicadas as equações (2.2) e (2.3) na expressão (2.1) é possível determinar as equações vectoriais da tensão por fase e as suas componentes segundo o eixo d e q, tal como está expresso em (2.5) e (2.6), respetivamente.

$$\bar{V} = (-\omega L_{dm}\bar{I}_{qm} + R_s\bar{I}_{dm}) + j(\omega L_{dm}\bar{I}_{dm} + R_s\bar{I}_{qm}) \quad (2.4)$$

$$\bar{V}_d = -\omega L_{dm}\bar{I}_{qm} + R_s\bar{I}_{dm} \quad (2.5)$$

$$\bar{V}_q = \omega L_{dm}\bar{I}_{dm} + R_s\bar{I}_{qm} \quad (2.6)$$

Com base nas equações e esquemas presentes neste subcapítulo, o modelo matemático do SynRM passa a estar definido e é agora possível caracterizar os parâmetros de desempenho do motor.

2.2. Fator de Potência Interno

O conceito de fator de potência de uma máquina elétrica remete para a eficiência com que é utilizada a energia elétrica absorvida pelo motor e é transformada em trabalho, ou neste caso, em energia mecânica.

Tal como é referido em [12], o SynRM apresenta um fator de potência 5% a 10% mais baixo do que o motor de indução e os motivos prendem-se ao facto do motor síncrono de relutância apresentar uma reatância segundo o eixo q superior. Para além disso sofre as consequências do fenómeno do acoplamento cruzado mencionadas em 2.6 e de poder apresentar diferentes distribuições de fluxo no rotor, algo que não é recomendável e explicado em 3.1 e 3.2.

Relativamente ao PMSM e de acordo com [9], este motor é dotado de ímanes permanentes e por esse motivo o fluxo de fugas reduz simultaneamente o efeito do acoplamento cruzado e o fluxo segundo o eixo q, pelo que consequentemente reduz também o valor L_q .

Todos estes motivos demonstram uma clara inferioridade do SynRM, associado a este parâmetro de desempenho, pelo que se torna necessário otimizar o fator de potência. Para isso é necessário atuar na redução do fluxo segundo o eixo q e consequentemente o valor de L_q , por forma a maximizar o valor do rácio de saliência, que é um dos parâmetros definidos pela equação (2.7), tal como refere [12].

$$\begin{aligned}
 FPI &= \cos(\varphi_i) = \sin(\beta) = \cos\left(\frac{\pi}{2} + \delta - \theta\right) \\
 &= \cos\left(\tan^{-1}\left(\frac{\frac{L_{dm} I_{dm}}{L_{qm} I_{qm}} + \frac{I_{qm}}{I_{dm}}}{\frac{L_{dm}}{L_{qm}} - 1}\right)\right) = \frac{(\xi - 1)}{\sqrt{\xi^2 \frac{1}{\sin^2\theta} + \frac{1}{\cos^2\theta}}} \quad (2.7) \\
 &= (\xi - 1) \sqrt{\frac{\sin(2\theta)}{2(\tan\theta + \xi^2 \cot\theta)}}
 \end{aligned}$$

Da equação anterior ξ corresponde ao rácio de saliência, θ ao ângulo do desfasamento inicial da corrente e δ ao ângulo de carga. O valor do fator de potência interno é influenciado pelo rácio de saliência e é maximizado se $\tan(\theta) = \sqrt{\xi}$, pelo que o seu valor máximo pode ser calculado através da equação (2.8).

$$(FPI)_{\text{máximo}} = \cos(\varphi_i)_{\text{máximo}} = \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \quad (2.8)$$

O fator de potência medido aos terminais da máquina pode ser calculado pela equação (2.9).

$$FP = \frac{\bar{V}_d \bar{I}_d + \bar{V}_q \bar{I}_q}{|\bar{V}| |\bar{I}_s|} \quad (2.9)$$

2.3. Binário Eletromagnético

Um dos parâmetros determinantes em qualquer máquina elétrica é o binário eletromagnético que desenvolve, que no caso das máquinas síncronas é produzido através da interação entre o fluxo que atravessa o entreferro e a corrente de magnetização correspondente. Com base na Figura 2.5, nas equações (2.3) e (2.4) e no rácio de saliência, diferentes equações para o cálculo do valor máximo do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor podem ser obtidas, tais como (2.10) e (2.13).

$$\begin{aligned}
 T_{em-entreferro} &= 1.5 \frac{P}{2} (\bar{\lambda}_m \times \bar{I}_m) = 1.5 \frac{P}{2} |\bar{\lambda}_m| |\bar{I}_m| \sin \beta \\
 &= 1.5 \frac{P}{2} (\bar{\lambda}_{dm} \bar{I}_{qm} - \bar{\lambda}_{qm} \bar{I}_{dm}) = 1.5 \frac{P}{2} (L_{dm} - L_{qm}) \bar{I}_{dm} \bar{I}_{qm} \quad (2.10) \\
 &= 1.5 \frac{P}{2} (L_{dm} - L_{qm}) I_m^2 \sin(2\theta)
 \end{aligned}$$

Da equação anterior, I_m é o valor eficaz da corrente no estator, β é o ângulo correspondente ao desfaseamento entre o fluxo e a corrente de magnetização e P é o número de pólos. A partir desta equação é possível concluir que o binário eletromagnético apresenta uma enorme dependência da diferença das indutâncias, segundo o eixo d e q, respetivamente, para um determinado valor de corrente estatórica.

Para que se possa relacionar o binário eletromagnético com \bar{E}_m é necessário reescrever as equações que se referem à força eletromotriz que atravessa o entreferro, com base em (2.3).

$$\bar{\lambda}_{dm} = \frac{\bar{E}_{qm}}{\omega} = \frac{\bar{E}_m \cos(\delta)}{\omega} = \frac{\sqrt{2} E_m \cos(\delta)}{\omega} \quad (2.11)$$

$$\bar{\lambda}_{qm} = \frac{(-\bar{E}_{dm})}{\omega} = \frac{\bar{E}_m \sin(\delta)}{\omega} = \frac{\sqrt{2} E_m \sin(\delta)}{\omega} \quad (2.12)$$

Posteriormente altera-se a equação (2.10) com base em (2.11) e (2.12).

$$T_{em-entreferro} = 1.5 \frac{P}{2} (\xi - 1) \left(\frac{E_m}{\omega L_{dm}} \right)^2 \sin(2\delta) \quad (2.13)$$

As equações (2.10) e (2.13) demonstram que para uma determinada tensão e velocidade, o binário eletromagnético é maximizado para um valor de δ ou θ , no entanto durante o funcionamento do motor é mais prático alterar o ângulo θ do que o ângulo de carga.

2.3.1. Oscilação de Binário

Tal como foi mencionado em 2.3, o binário eletromagnético é um dos parâmetros determinantes para analisar o desempenho de uma máquina elétrica. No entanto, é necessário ter em consideração que existem oscilações no binário criadas pelo facto do motor ser constituído por um estator ranhurado, ou por outras palavras, associado à variação da indutância em função da posição rotórica, tal como aborda 2.6 e é expresso no segundo termo da equação (2.14) [13].

$$T_{em-entreferro}(\vartheta) \cong \frac{3P}{2} (\bar{\lambda}_{dm} \bar{I}_{qm} - \bar{\lambda}_{qm} \bar{I}_{dm}) + \frac{3}{4} \left(\bar{I}_{dm} \frac{\partial \bar{\lambda}_{dm}}{\partial \vartheta} + \bar{I}_{qm} \frac{\partial \bar{\lambda}_{qm}}{\partial \vartheta} \right) \quad (2.14)$$

No que se refere à mitigação do fenómeno da oscilação do binário é possível proceder à seleção cuidadosa do número e da posição da componente tangencial das barreiras de fluxo, tal como será discutido em 3.2.

Além do mais, de acordo com [14] e [15], uma das estratégias utilizadas para a redução deste fenómeno, não desejado, é a construção de um rotor enviesado ou distorcido. De uma forma sucinta, é comumente designado por *rotor skew* e uma distorção do rotor equivalente à distância angular entre duas ranhuras estatóricas adjacentes permite a redução na oscilação do binário num fator de 3 ou 4. Ainda sobre este estudo, é importante referir que este método de projeto não influencia significativamente as perdas no ferro do motor.

Para terminar este assunto, o *skew* do rotor não permite anular completamente a oscilação do binário eletromagnético, associado ao fenómeno descrito em 2.6, isto é, a interação entre os fluxos segundo os eixos d e q.

2.4. Perdas no Ferro

Com base no que foi referido em 2.3.1, relativamente aos efeitos do estator ranhurado, é necessário referir que esse fenómeno não só provoca oscilações no binário, como também distorções na densidade de fluxo. A consequência destas distorções, tal como expressam os parâmetros da equação (2.15), são o aumento das perdas no ferro e a diminuição do rendimento do motor. Para além disso, evita que a densidade de fluxo no rotor seja constante, ao contrário do que era expectável, associado ao sincronismo.

A densidade de perdas no ferro, W/kg, para cada harmónico da densidade de fluxo num determinado ponto de uma área é dado pela equação (2.15) [12].

$$dP_{ferro} = k_h B_{0m}^2 f_0 + \pi^2 \frac{\partial^2 \sigma}{6} \left(B_m^h(hf_1) \right)^2 + k_e \left(B_m^h(hf_1) \right)^{\frac{3}{2}} \quad (2.15)$$

Da equação anterior, B_{0m} é o valor máximo da densidade de fluxo da curva de histerese numa determinada área à frequência f_0 e B_m^h é h ésimo harmónico à frequência hf_1 . σ é a

condutividade elétrica do núcleo de ferro, d é a espessura das laminas de ferro, k_h é o coeficiente das perdas histeréticas e k_e é o coeficiente de perdas por excesso. Desta forma, as perdas totais são representadas pela soma das perdas em todos os harmônicos.

Desta forma, é de todo relevante frisar quais as soluções para mitigar ou minimizar estas perdas no ferro, nomeadamente o uso de um material magnético com perdas baixas e redução da espessura das lâminas de ferro.

2.5. Rendimento e Rácio Binário/Corrente

A importância do rendimento de uma máquina elétrica está associada à quantidade de perdas que demonstra. De outra forma, é dado pelo quociente entre a potência que o motor desenvolve e a potência que absorve, respetivamente. Por esse motivo, é necessário ter em consideração as perdas no ferro, abordado em 2.4, e por efeito Joule nos enrolamentos estatóricos, expresso na equação (4.29), desprezando as perdas nas testas das bobinas.

Tal como refere [16] e [5], as equações (2.16) e (2.17) demonstram como esse rácio pode ser obtido.

$$\eta = \left(1 + \frac{P_{totais}}{\omega T}\right)^{-1} \quad (2.16)$$

Da equação anterior, P_{totais} corresponde à soma de todas as perdas demonstradas pelo motor, $\omega = \frac{2\pi n}{60}$ é a velocidade angular elétrica, n a velocidade nominal síncrona e T o binário desenvolvido.

Para efeitos de aproximação dos cálculos, considere-se a condição de funcionamento a baixa velocidade, pelo que nesta situação as perdas no ferro são desprezáveis face às perdas no cobre (perdas por efeito Joule) no estator.

$$\eta \approx \left(1 + \frac{1}{\frac{\omega_r}{3R_s} \left(\frac{T}{I_s}\right)^2}\right)^{-1} \quad (2.17)$$

Da equação (2.17), conclui-se que o fator $\left(\frac{T}{I_s}\right)$ é importante porque se for maximizado o rendimento da máquina será superior. Logo, de acordo com a equação (2.10), atuando na otimização do rácio de saliência é possível otimizar o binário eletromagnético, o rácio $\left(\frac{T}{I_s}\right)$ e o rendimento.

No entanto, para condições de funcionamento a velocidade elevada já não se aplicam estas considerações, pelo que as perdas no ferro associadas às oscilações na densidade de fluxo no ferro têm que ser tomadas em consideração.

O fenômeno que causa as perdas no ferro está também conotado com o aumento da oscilação de binário, no entanto em nada afeta o seu valor médio. Uma vez que os parâmetros que influenciam o rendimento, através do aumento das perdas no ferro, poderão não ser os mesmos que influenciam o valor médio do binário desenvolvido, é necessário haver um compromisso entre a diminuição da oscilação do binário e do próprio valor médio do binário.

2.6. Acoplamento Cruzado

De acordo com o que foi abordado em 2.1 e com [12], o efeito de acoplamento cruzado remete para a dependência entre o fluxo segundo um dos eixos e a corrente segundo o outro eixo, em particular, a dependência do λ_{dm} com a i_{qm} .

Este fenômeno pode agravar o efeito da reação da armadura provocando uma desmagnetização do eixo d associado a um valor de corrente elevado segundo o eixo q. Por outro lado, este fenômeno está intimamente ligado à redução do binário eletromagnético, associado à diminuição da indutância segundo o eixo d.

O aumento da espessura das barreiras de fluxo e a parte do material magnético que é partilhado entre o eixo d e q está na origem deste fenômeno.

2.7. Estator Ranhurado

Um dos fenômenos que maior impacto apresenta nos parâmetros de desempenho abordados anteriormente é a presença de um estator ranhurado numa máquina elétrica.

Para que seja perceptível o efeito e as consequências deste fenômeno, é necessário analisar a Figura 2.6 e ter por base [17] e [12].

Considere-se que o rotor roda apenas o equivalente a uma ranhura estatórica. A partir desta ideia, é necessário verificar que existem duas situações extremas, nomeadamente na situação (a) e (c). Em (a) os dentes do estator e os segmentos estão em fase, pelo que neste caso o fluxo encontra um caminho de relutância mínima, logo indutância máxima, ao contrário do que se verifica em (c). No entanto, quando o rotor está nas posições (b) e (d) o segmento central partilha metade com o dente do estator e outra com a ranhura.

Ao aplicar um fluxo segundo o eixo d é também criado um fluxo segundo o eixo q e, por este motivo, há uma relação entre a indutância segundo o eixo d e q, causada pelas ranhuras estatóricas. Mais ainda, a variação da indutância em detrimento da posição rotórica causa oscilações de binário e flutuações de fluxo entre os segmentos do rotor, causando maiores perdas no ferro.

Se não for abordada esta questão no momento do projeto da máquina, as perdas no rotor num motor síncrono de relutância poderão ser tão elevadas como num motor de indução.

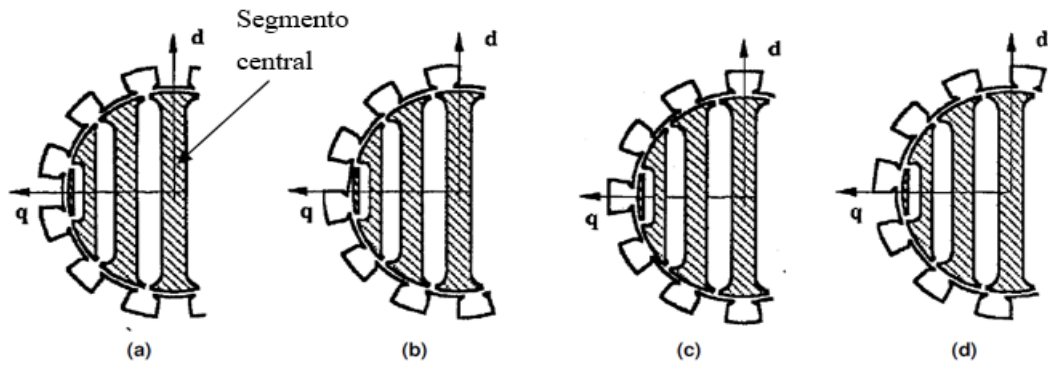


Figura 2.6. Comparação da posição dos segmentos de ferro do rotor consoante a rotação da máquina síncrona de relutância de (a) para (d).

3. Soluções para a Otimização do Motor Síncrono de Relutância

O objetivo deste capítulo remete para a análise das soluções de otimização dos parâmetros de desempenho do motor síncrono de relutância, abordados no capítulo anterior. Para isso, são analisadas as alterações do binário eletromagnético e sua oscilação, as perdas totais e o rendimento, em função de alterações introduzidas no rotor, nomeadamente a alteração do número de barreiras, no rácio de isolamento e nas componentes tangencial e radial das barreiras de fluxo. As implementações destas estratégias de otimização são efetuadas no projeto do motor síncrono de relutância, apresentadas no capítulo seguinte, e o resultados e conclusões serão analisados no capítulo 5.

3.1. Número de Barreiras de Fluxo

Antes de se proceder ao estudo proposto neste subcapítulo, relativamente à escolha do número de barreiras de fluxo a colocar no rotor, é essencial proceder ao esclarecimento do conceito de componente tangencial e radial de uma barreira de fluxo, remetendo para a Figura 3.7. Posto isto, é também necessário indicar que a componente tangencial pode ser indicada como ranhura rotórica (n_r) e a sua contagem é feita tendo em consideração que cada barreira de fluxo possui duas componentes tangenciais ou dois extremos.

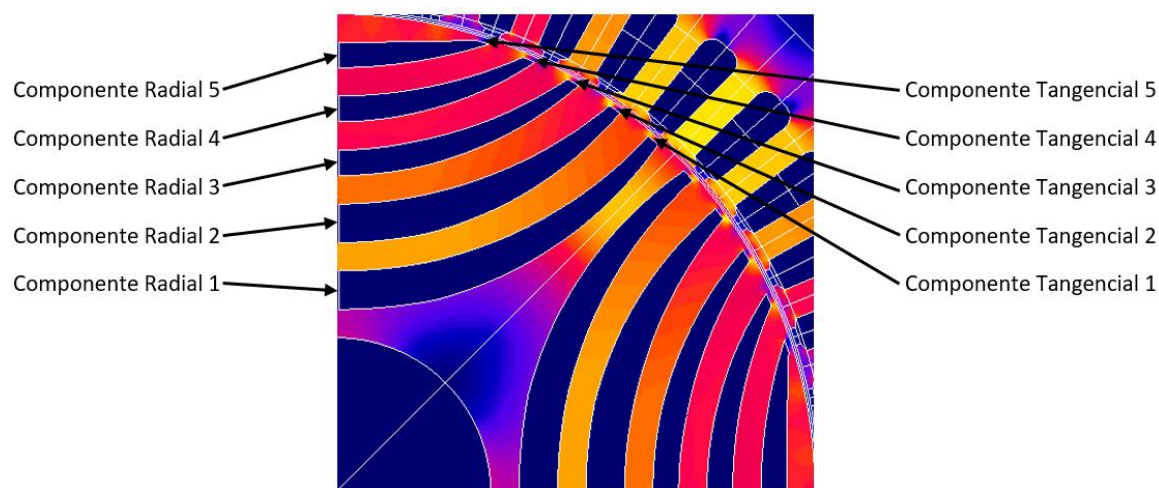


Figura 3.7. Representação de 1/4 de um motor síncrono de relutância com uma geometria rotórica TLA de 4 pólos e 5 barreiras de fluxo.

Com base no que foi explicado acima, e por forma a determinar o número de barreiras de fluxo a colocar no rotor da máquina síncrona de relutância, é essencial cumprir uma regra fulcral associada à maximização do desempenho da máquina. De acordo com [5], $n_s = n_r \pm 4, n_r \pm 6, n_r \pm 8 \dots$, em que n_s corresponde ao número de ranhuras estatóricas e n_s e n_r devem ser pares.

A seleção de um número de ranhuras rotóricas semelhante ao número de ranhuras estatóricas deve-se ao facto de um maior número de barreiras de fluxo, que está implicitamente associado a um maior número de segmentos, implica menor quantidade de perdas no ferro. De outro ponto de vista, a adição de segmentos está conotada a um aumento da indutância segundo o eixo d, que caracterizará a reação do rotor face às forças magneto motrizes provenientes do estator, também segundo o eixo d.

Por fim, os segmentos de ferro mais próximos do veio do motor podem apresentar dimensões reduzidas comparativamente aos restantes, isto porque existirá um aumento da componente radial das barreiras de fluxo nessa região associado a questões de robustez mecânica. Com este requisito, será possível manter uma densidade de fluxo distribuída de igual forma por todos os segmentos e, tal como é abordado em 2.4, minimizar as perdas no ferro no rotor do motor.

Por outro lado, o número de segmentos de ferro deve ser controlado/limitado para que se evite o rotor axialmente laminado. Ao limitar o número de segmentos, o fluxo que circula na componente tangencial desses segmentos, segundo o eixo q, não poderá ser mais reduzida e o foco passará a ser a componente que atravessa os segmentos, também segundo o eixo q. Daqui retira-se que a quantidade de ar segundo o eixo q deve ser maximizada para que se obtenha um valor mínimo de indutância segundo esse eixo.

Desta forma, é possível maximizar o binário eletromagnético e o fator de potência aparente, pelo que ambos dependerem do rácio de saliência, tal como expressa a equação (2.10) e (2.7).

3.2. Posicionamento das Barreiras de Fluxo e Dimensionamento dos Segmentos

Tendo em conta que em 3.1 foram abordadas as implicações da escolha de um determinado número de barreiras de fluxo é agora necessário determinar o seu posicionamento e dimensão ao longo do rotor. Para isso, da mesma forma como foi efetuado no subcapítulo anterior, é necessário estabelecer princípios ou regras que se foquem na otimização do SynRM.

Tal como refere [12], de uma forma global, a estrutura rotórica deve permitir que o fluxo segundo o eixo d atravessasse toda a superfície polar por forma a obter uma indutância de magnetização elevada. Em contrapartida, o fluxo segundo o eixo q tem que ser minimizado por forma a obter uma indutância baixa segundo esse eixo.

A referência anterior permite concluir que há necessidade de criar um rotor segmentado com um número considerável de segmentos e que eles sejam orientados de acordo com a direção do fluxo segundo o eixo d, por forma a minimizar a relutância segundo esse eixo, e perpendicular ao eixo q.

Adicionalmente, é necessário ter em consideração que o dimensionamento dos segmentos se baseia na quantidade de força magneto motriz segundo o eixo d que é criada em cada segmento, tal como é demonstrado na Figura 3.8.

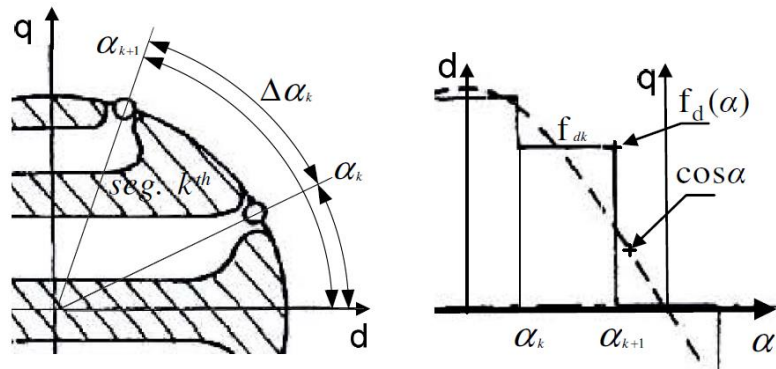


Figura 3.8. O $k^{\text{ésimo}}$ segmento de ferro e a força magneto motriz corresponde em p.u.[12].

Ainda em relação à figura anterior é possível afirmar que, se o princípio de dimensionamento mencionado anteriormente for respeitado, é garantido uma densidade de fluxo praticamente constante em todos os segmentos. Além do mais, há uma diminuição nas perdas no ferro, uma melhor utilização do ferro no rotor e os segmentos apresentam um nível de saturação relativamente uniforme.

Contudo, para que seja maximizada a força magneto motriz segundo o eixo d em cada um dos segmentos, é importante salientar que esta regra não se aplica nas componentes tangenciais dos segmentos. De outra forma, as mesmas devem estar saturadas permitindo desconectar os segmentos entre si.

Do ponto de vista de robustez mecânica, os segmentos de ferro devem estar conectados fisicamente com recurso a pequenas porções de ferro segundo o eixo q e junto ao entreferro. Desta forma, quando é aplicada uma força magneto motriz segundo o eixo q, durante as condições normais de funcionamento, estes pedaços de ferro ficam saturados e desconectam-se magneticamente, tal como representa a Figura 3.9.

No entanto, tal como refere [12], a introdução de barreiras no rotor causa uma redução de binário. Por este motivo é necessário um fluxo extra λ_r , por forma a saturar novamente as porções de ferro, tal como demonstra a equação (3.18).

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} P \lambda_r I_d \quad (3.18)$$

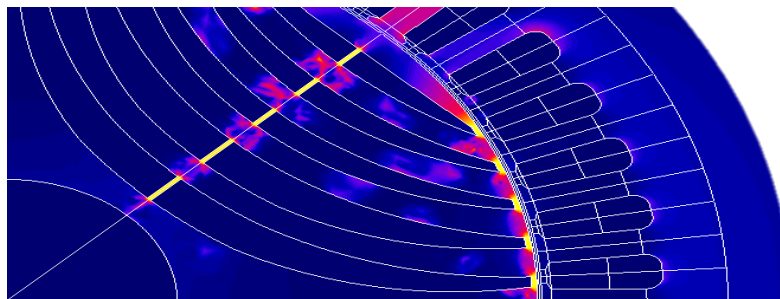


Figura 3.9. Representação da saturação magnética da componente tangencial dos segmentos de ferro quando é aplicada uma FMM segundo o eixo q.

3.3. Rácio de Isolamento Segundo o Eixo Q

Com o intuito de avaliar se os valores da componente radial das barreiras de fluxo permitem maximizar o valor do binário eletromagnético é possível realizar um estudo relativamente à quantidade de ferro que constitui o rotor do SynRM.

Por outras palavras, de acordo com a equação (3.19) [5], o rácio de isolamento permite determinar a relação entre a quantidade de ar e ferro que está presente no rotor. Este parâmetro é dado pelo quociente entre a soma das componentes radiais das barreiras de fluxo e a dos segmentos de ferro, pelo que é feita a medição em relação ao eixo q. Isto permite concluir que um rácio igual a 0 significa que o rotor é composto apenas por ferro e um rácio de 1 é sinónimo que a largura total de ferro e de ar é o mesmo.

Por exemplo, para as geometrias rotóricas de 4 e 5 barreiras de fluxo com componente radial de 2.7 mm cada, um raio rotórico de 74.4 mm e o veio com 24 mm, os valores do rácio de isolamento são de $\frac{2.7*4}{74.4-24-2.7*4} = 0.27$ e $\frac{2.7*5}{74.4-24-2.7*5} = 0.366$, respetivamente. Com recurso aos valores calculados anteriormente é possível concluir que existe uma quantidade diminuta de ar e por esse motivo as barreiras de fluxo não representam uma oposição significativa à circulação de fluxo segundo o eixo q. Por este motivo, a indutância segundo esse eixo vai ser elevada e consequentemente o valor do binário será reduzido, tal como expressa (2.10).

$$K_{isolamento} = \frac{W_{ar}}{W_{ferro}} \quad (3.19)$$

3.4. Posicionamento Angular da Componente Tangencial das Barreiras de Fluxo

Ao contrário do que foi abordado nos subcapítulos anteriores, ou seja, os métodos adotados serviram para atuar essencialmente no valor do binário eletromagnético e nas perdas no ferro, a estratégia aqui usada foca-se essencialmente na diminuição da oscilação do binário.

Partindo do princípio de que o núcleo estatórico é magneticamente energizado ou excitado, um fluxo magnético sinusoidal é criado pelo enrolamento estatórico. Por conseguinte, o rotor tende a alinhar-se com o caminho de menor relutância ficando a rodar à velocidade do campo girante. Para alcançar este propósito é necessário deslocar o eixo d rotórico até que os campos magnéticos nos pólos do motor se alinhem.

Com base na Figura 3.10, com a máquina em movimento, quando a componente tangencial da barreira de fluxo e a ranhura estatórica se aproximam, zona identificada por e_1 , em e_2 há um afastamento. O resultado desta interação cria em e_1 um binário pulsante positivo e em e_2 um binário pulsante negativo [18]. Se for selecionado um valor de α apropriado, de acordo com a equação (3.20), essas pulsações tendem a cancelar-se permitindo assim a redução da oscilação de binário.

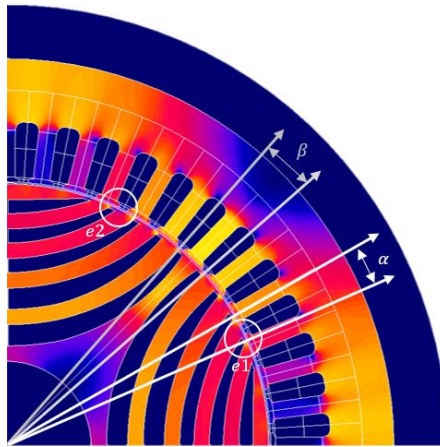


Figura 3.10. Perspectiva geral dos ângulos α e β no motor síncrono de relutância de 4 pólos.

Em conformidade com a Figura 3.10, α corresponde à distância angular entre a componente tangencial de duas barreiras de fluxo adjacentes. A primeira barreira de fluxo, de acordo com a numeração indicada na Figura 3.7, sofrerá uma translação em relação ao eixo d ou eixo horizontal de $\frac{\alpha}{2}$.

De acordo com [5] a expressão que melhor define o ângulo α é representada pela equação (3.20).

$$\alpha = \frac{180}{P} \frac{1}{\frac{n_s}{n_r} (n_l + \frac{R_{so}}{S_{so}})} \quad (3.20)$$

Da equação anterior, P representa o número de pólos da máquina, n_s e n_r representam o número de ranhuras estatóricas e rotóricas, respetivamente e n_l corresponde ao número de barreiras de fluxo. Para além disso, R_{so} e S_{so} representam o comprimento da componente tangencial das barreiras de fluxo e abertura das ranhuras estatórica, respetivamente.

De modo a que seja alcançado um cenário em que a oscilação de binário seja diminuta é necessário garantir que a interação entre as ranhuras estatóricas e rotóricas seja minimizada. Para isso basta definir um valor de α e β diferentes, na qual β representa a distância angular entre duas ranhuras estatóricas. De salientar que numa fase inicial do projeto, tal como é mencionado em [13], as componentes tangenciais e radiais das barreiras de fluxo devem apresentar os mesmo comprimento das ranhuras do estator.

Com base no que foi dito anteriormente, na Tabela 3.2 estão resumidos os cálculos dos valores de α e β , necessários para o projeto do motor síncrono de relutância, para as duas geometrias rotóricas mais comuns, ou seja, para a geometria com 4 e 5 barreiras de fluxo.

Tabela 3.2. Valores de α para as geometrias rotóricas com 4 e 5 barreiras de fluxo.

n_s	n_r	n_l	S_{SO} (mm)	R_{SO} (mm)	α (°)	β (°)
48	32	4	2.7	1	6.86°	7.5°
				2	6.3°	
				2.5	6.1°	
				2.7	6°	
				3	5.87°	
	40	5	2.7	1	6.98°	
				2	6.5°	
				2.5	6.3°	
				2.7	6.25°	
				3	6.1°	

4. Projeto do Motor Síncrono de Relutância

O objetivo deste capítulo remete para o projeto de um motor síncrono de relutância de 7.5 kW, com base no estator de um motor de indução, proposto pela WEG. Pelo facto de ser utilizado um estator de uma máquina de indução as condições nominais do SynRM são as mesmas, assim como o enrolamento estatórico, tal como está indicado nas Tabelas 4.3 e 4.4, respetivamente.

Tabela 4.3. Características nominais do motor a projetar.

P_n (kW)	Pólos	f (Hz)	Tensão nominal (V)	Corrente nominal (A)	Velocidade nominal (rpm)
7.5	4	50	400/690	14.1/8.17	1500

Tabela 4.4. Dados do enrolamento estatórico do motor.

Número de ranhuras	Tipo de camada	Tipo de enrolamento	Ligação	Passo	Bobinas/Grupo	Grupos/Fase	Número de espiras
48	Simples	Concêntrico	Série	1:10:12	2	4	25

De acordo com os dados fornecidos pela Tabela 4.4 é possível realizar o esquema do enrolamento estatórico em conformidade com a Figura 4.11. Com esse intuito é necessário ter em consideração que o estator é composto por 48 ranhuras e é de camada simples. Por este motivo, e tendo em consideração que um enrolamento de camada simples possui um único lado de bobina em cada ranhura, o número de bobinas corresponde a metade do número de ranhuras, ou seja, 24. A vantagem do uso deste tipo de enrolamento consiste num melhor isolamento entre fases, sem que seja necessário uma grande quantidade de material isolante [19].

Em seguida, é possível determinar que existem 2 bobinas/pólo/fase ou, de outro modo, 2 bobinas/grupo. Além disso existem 8 bobinas/fase ou, em alternativa, 4 grupos/fase.

Concluindo este assunto, devido ao facto de o enrolamento ser concêntrico, as testas das bobinas de uma mesma fase não se cruzam. Por este motivo, as bobinas de um mesmo grupo têm passos diferentes e a indicação do passo é dada por 1:10:12. De outra forma, é possível afirmar que o menor passo da bobina é 9 e o maior é 11.

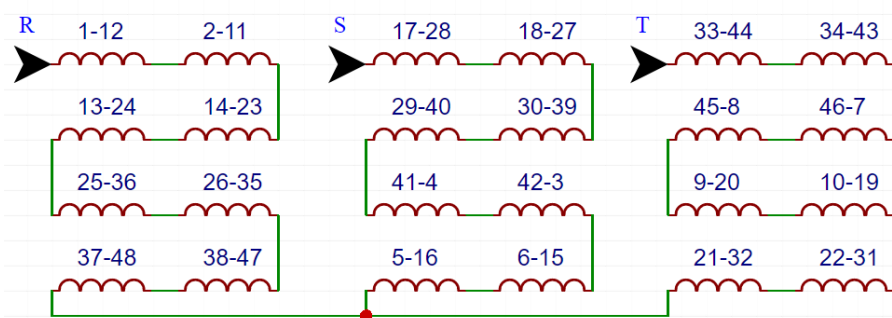
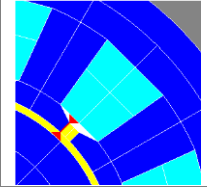
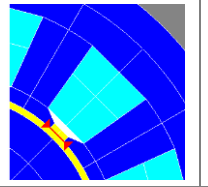
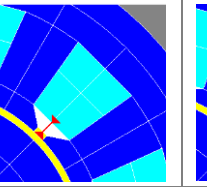
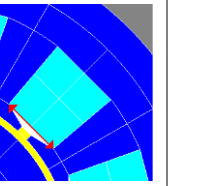
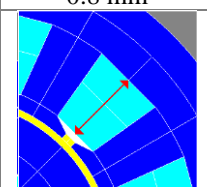
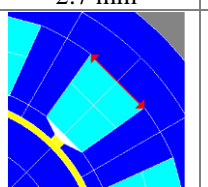
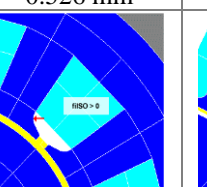
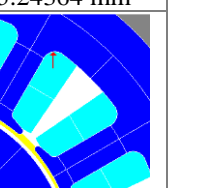


Figura 4.11. Esquema do enrolamento estatórico para cada uma das fases.

No que diz respeito à caracterização das ranhuras do estator, lugar onde está alojado o enrolamento estatórico, toda a sua geometria e respectivas dimensões estão expressas na Tabela 4.5.

Tabela 4.5. Descrição da ranhura estatórica.

			
0.8 mm	2.7 mm	0.526 mm	5.24364 mm
			
15.674 mm	6.98768 mm	0°	2.29384 mm

No que se refere às dimensões do motor síncrono de relutância, da mesma forma como feito para as ranhuras estatóricas e para o enrolamento do estator, também aqui foi adaptado do motor de indução e estão expressas na Tabela 4.6.

Tabela 4.6. Dimensões do motor síncrono de relutância.

<i>Diâmetro interno do rotor (mm)</i>	<i>Diâmetro externo do rotor (mm)</i>	<i>Diâmetro interno do estator (mm)</i>	<i>Diâmetro externo do estator (mm)</i>	<i>Comprimento do motor (mm)</i>	<i>Entreferro (mm)</i>
48	148.8	150	220	170	0.6

Com o propósito de concluir a caracterização do estator é necessário indicar o material magnético que compõe as laminas de ferro que constituem tanto o estator, como o rotor. Por conseguinte, a Figura 4.12 e a Tabela 4.7 definem a curva característica do material magnético utilizado no motor síncrono de relutância.

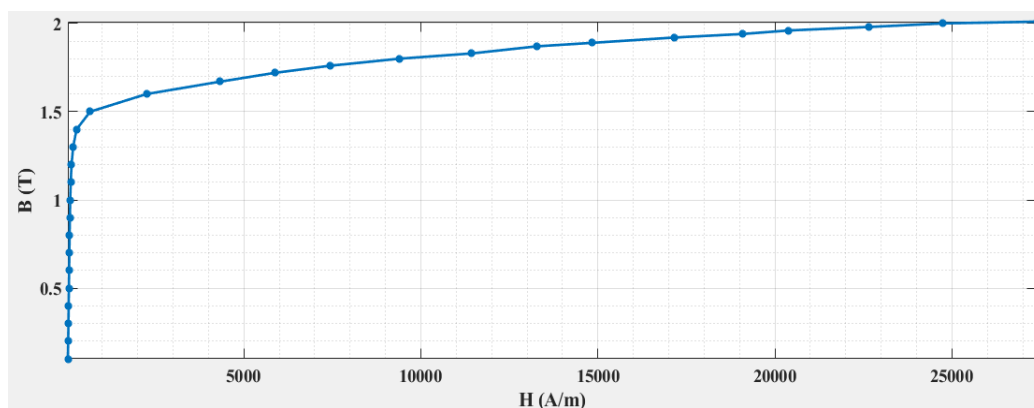


Figura 4.12. Curva característica do material ferromagnético utilizado no motor síncrono de relutância.

Tabela 4.7. Curva característica do material ferromagnético utilizado no estator e no rotor do motor síncrono de relutância.

Curva B(H)											
Nome	B(T)	H(A/m)		B(T)	H(A/m)		B(T)	H(A/m)		B(T)	H(A/m)
Chapa Magnética	0.1	29		1.00	96		1.76	7427		2.00	24742
	0.2	39		1.10	110		1.80	9387		2.01	27396
	0.3	46		1.20	134		1.83	11436			
	0.4	52		1.30	178		1.87	13266			
	0.5	58		1.40	276		1.89	14846			
	0.6	65		1.50	661		1.92	17154			
	0.7	72		1.60	2255		1.94	19078			
	0.8	78		1.67	4327		1.96	20388			
	0.9	87		1.72	5880		1.98	22666			

Tendo em conta que as dimensões e o estator do motor síncrono de relutância estão completamente definidos é agora necessário projetar o rotor da máquina. Para isso, aplicam-se os princípios mencionados em 3 associado ao número e ao posicionamento ideal das barreiras de fluxo.

Por este motivo recorreu-se a uma ferramenta de elementos finitos que permite conceber toda a geometria do motor. Além disso, permite efetuar a análise dos parâmetros que caracterizam o seu desempenho, tais como o binário eletromagnético e sua oscilação, o fator de potência aparente e o rendimento. Para que tal seja possível é necessário proceder a uma análise magnética detalhada, isto é, determinar o valor das indutâncias L_d e L_q , determinar as perdas no ferro e analisar a densidade de fluxo e as linhas de campo magnético do motor.

Por forma a simplificar o projeto do motor recorreu-se a uma Overlay disponibilizada pelo software de elementos finitos, pelo que a sua utilização será abordada em 4.1, 4.2 e 4.3. O uso desta Overlay em conjunto com os dados correspondentes às dimensões do motor, à geometria das ranhuras estatóricas, à caracterização do enrolamento estatórico e à geometria das barreiras de fluxo permite uma construção simples de toda a geometria do motor.

4.1. Descrição da Geometria Estatórica do SynRM

No fim do capítulo anterior fez-se referência ao uso de uma Overlay que permite projetar o SynRM de uma forma simples. Com base neste ponto de vista, neste subcapítulo são abordados os dados necessários para projetar as ranhuras e o enrolamento estatórico do motor.

No que diz respeito à conceção das ranhuras estatóricas, da mesma forma que foi feito na Tabela 4.5, é imperativo fornecer os valores associados às dimensões das ranhuras. Com essa finalidade, as Tabelas 4.8, 4.9 e 4.10 descrevem a ranhura estatórica de acordo com a Overlay, pelo que o tipo de ranhura utilizada é denominada por StatorHW.

Tabela 4.8. Descrição da ranhura estatórica de acordo com a Overlay.

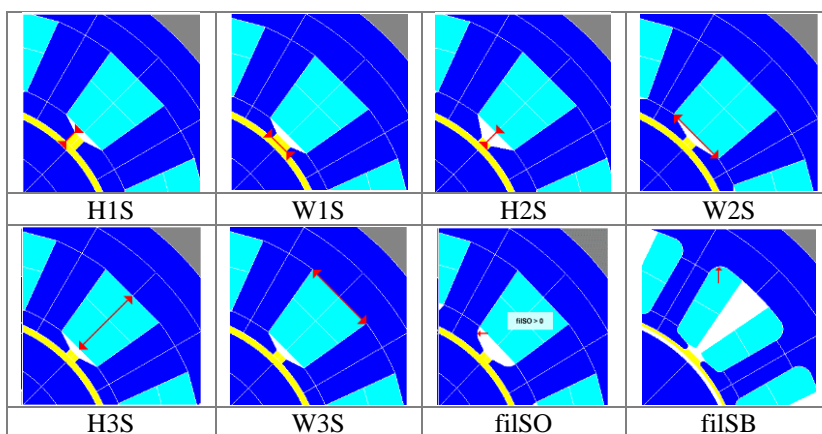


Tabela 4.9. Descrição do formato das ranhuras estatóricas: StatorHW.

<i>Informação geral</i>						
<i>h1s</i>	<i>w1s</i>	<i>h2s</i>	<i>w2s</i>	<i>h3s</i>	<i>w3s</i>	<i>filSO</i>
0.8	2.7	0.526	5.24364	15.674	5.98768	0

Tabela 4.10. Descrição da parte inferior da ranhura: StatorHW.

<i>Parte inferior da ranhura</i>	<i>filSB</i>
Côncavo	2.29384

Além disso, ainda em relação à geometria do estator, com base nos dados fornecidos pelas Tabelas 4.4 e 4.6, na Tabela 4.11 é feita a descrição geral do estator do SynRM.

Tabela 4.11. Descrição geral do estator de acordo com a Overlay.

<i>Número de ranhuras</i>	<i>LamShape</i>	<i>Raio externo do estator</i>	<i>Configuração do estator</i>	<i>Ângulo estatórico</i>
48	Circular	110	Normal	0°

Com a finalidade de descrever totalmente o estator, de acordo com a Overlay, é imprescindível definir o enrolamento estatórico. Para que tal se proceda, com base na Tabela 4.4 e no que foi dito no capítulo anterior associado aos dados do enrolamento, é possível caracterizá-lo de acordo com a Tabela 4.12.

Tabela 4.12. Dados do enrolamento estatórico de acordo com a Overlay.

<i>Enrolamento</i>	<i>Número de Fases</i>	<i>Tipo de Enrolamento Clássico</i>	<i>Abertura</i>	<i>Número de Bobinas por Pólo por Fase</i>	<i>Posição das Bobinas na Ranhura, no Caso de 2 Camadas</i>
Clássico	3	Concêntrico	11	2	-

No subcapítulo seguinte é abordada a configuração da estrutura rotórica, de acordo com a Overlay, por forma a caracterizar completamente a geometria do SynRM.

4.2. Descrição da Geometria Rotórica do SynRM

De acordo com a metodologia de projeto do SynRM abordada em 4.1, o foco deste subcapítulo baseia-se na criação da geometria rotórica do motor.

Com essa finalidade, usou-se o rotor do tipo IPM, que permite substituir os ímanes permanentes por barreiras de fluxo, tal como é expresso nas Tabelas 4.13 e 4.14. No entanto, é necessário salientar que, por motivos associados às limitações da Overlay, apenas é possível criar 4 barreiras de fluxo. Por este motivo, será discutido à posteriori a estratégia a utilizar, caso se pretenda adicionar mais do que 4 barreiras de fluxo.

Desta forma, é possível definir a geometria de cada uma das barreiras de fluxo, de acordo com a Tabela 4.15. No entanto, é necessário salientar que, por motivos associados às limitações da Overlay, apenas é possível criar 4 barreiras de fluxo. Por este motivo, será discutido à posteriori a estratégia a utilizar, caso se pretenda adicionar mais do que 4 barreiras de fluxo.

Tabela 4.13. Descrição do tipo de rotor: Rotor IPM.

<i>Informação geral</i>			
<i>Raio do veio</i>	<i>Espessura do íman</i>	<i>Arco do pólo magnético</i>	<i>Número de blocos de ímanes por pólo</i>
24 mm	-	-	-

Tabela 4.14. Descrição do tipo do íman embebido: Rotor IPM.

<i>Tipo</i>	<i>Distância entre o entreferro e componente tangencial da barreira de fluxo (Bridge)</i>	<i>Barreiras</i>	<i>Canal</i>	<i>Fendas</i>
Type6Alter	0.8	RadCAO RaO RadCAI RaI Post	Sem canal	0

Tabela 4.15. Descrição dos valores correspondentes aos parâmetros da Tabela 4.14.

<i>Barreiras</i>														
<i>RadCAI</i>			<i>RadCAO</i>			<i>RaI</i>			<i>RaO</i>					
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>			
110	110	110	110	110	110	77.27	67.19	57.11	74.57	64.49	54.41			
<i>4</i>		<i>5</i>	<i>4</i>		<i>5</i>	<i>4</i>		<i>5</i>	<i>4</i>		<i>5</i>			
110		110	110		110	47.03		45.35	44.33		42.65			
<i>Post</i>														
<i>1</i>			<i>2</i>			<i>3</i>			<i>4</i>			<i>5</i>		
0.8			0.8			0.8			0.8			0.8		

Com o intuito de clarificar o que corresponde a cada um dos parâmetros identificados na Tabela 4.15 é necessário fazer referência à Figura 4.13. De uma forma simples, o projeto de cada uma das barreiras de fluxo consiste em criar duas circunferências com a possibilidade de variar o valor do seu raio e do seu centro, de modo independente. Esta metodologia de projeto surge da

necessidade de alterar a posição das barreiras ao longo do rotor, por forma a alcançar uma densidade de fluxo uniforme em cada um dos segmentos de ferro, de acordo com 3.1 e 3.2.

De volta aos parâmetros da Figura 4.13, RadCAO e RadCAI correspondem à distância entre o centro de cada uma das circunferências e o ponto central do veio do motor. Além disso, RaI e RaO correspondem ao raio de cada uma das circunferências. Por fim, a variável Post está associada à componente de ferro que divide uma mesma barreira de fluxo e que garante uma maior robustez mecânica, tal como é abordado em 3.2.

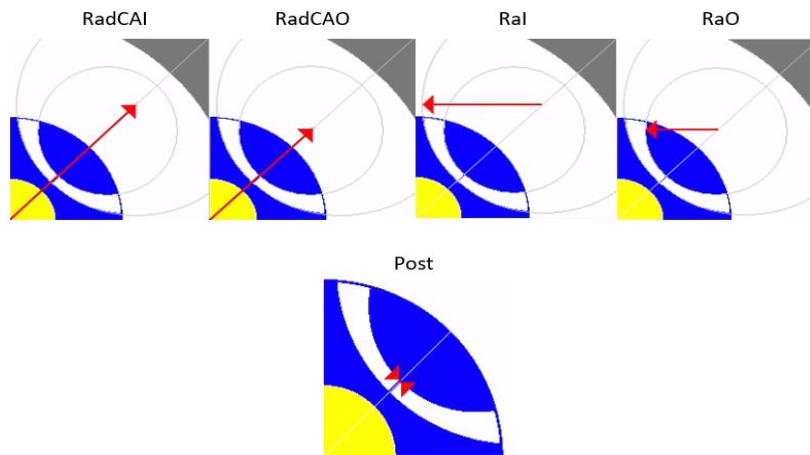


Figura 4.13. Representação dos parâmetros da Tabela 4.15.

Por forma a concluir o uso da Overlay é necessário realizar uma descrição geral dos parâmetros mencionados na Tabela 4.16.

Tabela 4.16. Descrição geral do rotor.

<i>Número de pólos</i>	<i>Raio externo do rotor</i>	<i>Ângulo de desvio do rotor</i>
4	74.4	0°

Tendo em consideração que toda a geometria do SynRM com 4 barreiras de fluxo fica definida, é necessário proceder à definição do valor de α . Para além disso, tal como foi referido no início do subcapítulo, é indispensável analisar a situação em que se insere um maior número de barreiras.

No que diz respeito ao valor de α , para um rotor com 4 barreiras de fluxo e uma componente tangencial de 2.7 mm, toma o valor de 6°. A razão pela qual se posiciona a componente tangencial das barreiras de fluxo de acordo com α , está intimamente conotada com a minimização da oscilação do binário eletromagnético, fenómeno que será sujeito a análise no capítulo seguinte.

No que se refere à adição de barreiras de fluxo no rotor, o procedimento baseia-se na cópia de uma das 4 barreiras criadas pela Overlay. Em adição, com recurso aos parâmetros da Tabela 4.15 é necessário criar os pontos da Tabela 4.17. Em seguida, é necessário atribuir às componentes radiais da nova barreira de fluxo as equações paramétricas da Figura 4.14. Para terminar, procede-se ao cálculo do valor de α em função do número de barreiras adicionado e posiciona-se a componente tangencial das barreiras de fluxo.

Tabela 4.17. Variáveis a adicionar nas coordenadas paramétricas da Figura 4.14.

$L1X_5$	$-\text{Sqrt}(\text{RAI}_5^{**2} - (\text{POST}_5/2)^{**2}) + \text{RADCAI}_5$
$L2X_5$	$-\text{Sqrt}(\text{RAO}_5^{**2} - (\text{POST}_5/2)^{**2}) + \text{RADCAO}_5$
$L1Y_5$	$\text{POST}_5/2$
$L2Y_5$	$\text{POST}_5/2$

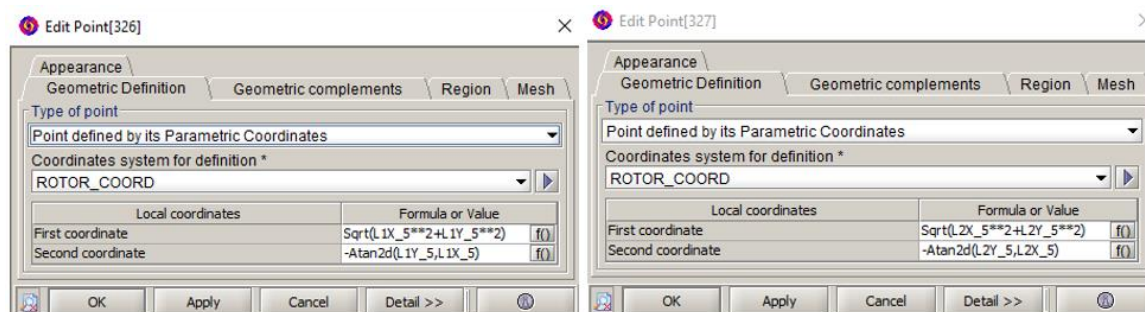


Figura 4.14. Coordenadas paramétricas das componentes radiais das barreiras de fluxo.

Após toda a geometria estar concluída, independentemente do número de barreiras, aplica-se uma malha de pontos (mesh) para que seja exequível a análise magnética do motor. As razões associadas à escolha apropriada do mesh são discutidas em 4.3.

4.3. Descrição do Mesh do SynRM

Em conformidade com o que foi dito no final de 4.2, isto é, após a geometria estar completa, é necessário aplicar o mesh a todas as regiões, linhas e pontos que constituem a mesma. Todavia, há que ter em consideração, que uma maior densidade de pontos está intimamente conotada a uma melhor qualidade nos resultados da simulação. Por conseguinte, acresce no tempo de simulação e, por esse motivo, apenas será atribuída uma maior densidade de pontos às regiões críticas, nomeadamente às ranhuras estatóricas, às componentes tangenciais e radiais das barreiras de fluxo e ao entreferro.

Em contrapartida, outra solução pode ser implementada no que se refere ao relaxamento das linhas da geometria do motor. De outra forma, tal como sugere a Figura 4.15, numa determinada linha, o número de pontos da malha a analisar passará a ser tanto maior, quanto menor o relaxamento. Esta solução surge, não só da necessidade de avaliar alguns pontos estratégicos de forma local e não de forma global, como também trará vantagens ao nível do tempo de simulação.

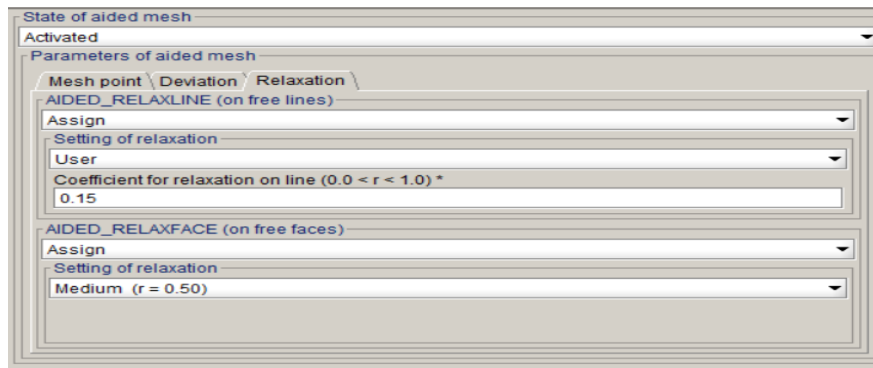


Figura 4.15. Malha de pontos auxiliar para regiões críticas.

Com base na solução associada à diminuição do relaxamento das linhas das regiões críticas, foi possível obter os resultados das Figuras 4.16 e 4.17, para as geometrias rotóricas com 4 e 5 barreiras de fluxo, respetivamente. Além disso, é possível concluir que o mesh aplicado a ambas as geometrias foi um sucesso, de acordo com as elevadas percentagens de elementos avaliados e de boa qualidade.

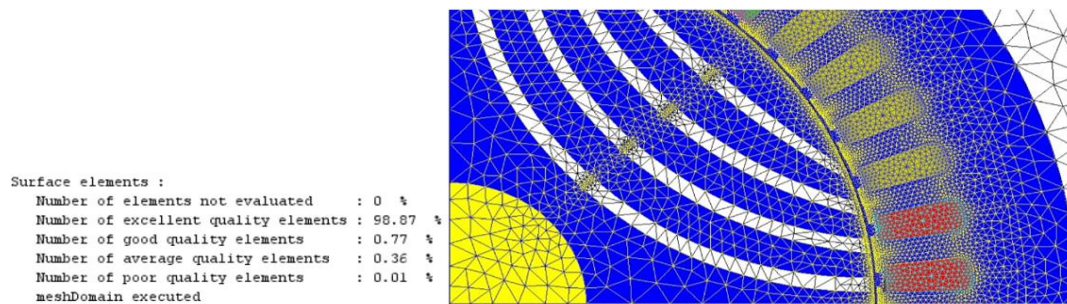


Figura 4.16. Malha de pontos para o rotor com 4 barreiras de fluxo.

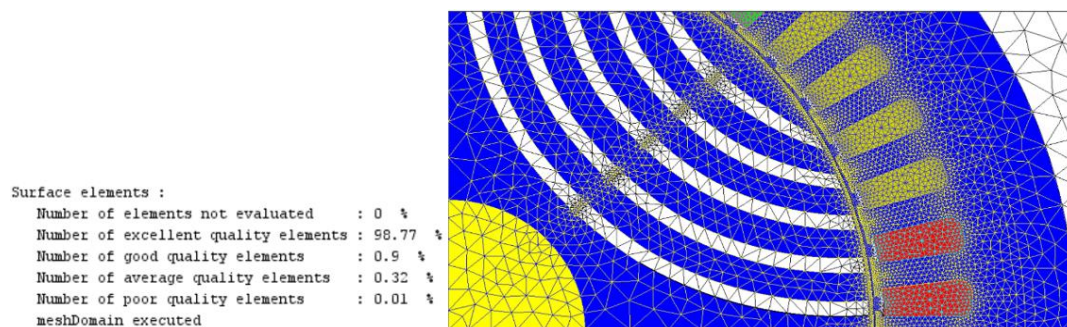


Figura 4.17. Malha de pontos para rotor com 5 barreiras de fluxo.

Com base nos resultados obtidos nas secções e figuras anteriores, estão reunidas as condições para se proceder à execução das simulações. Posto isto, em 4.4, realizam-se as simulações associadas ao regime multi estático, que permitem obter os dados associados à densidade de fluxo e linhas de campo magnético. Além disso, permite obter os valores de L_d e L_q , por forma a ser exequível o cálculo analítico do valor do binário eletromagnético e a análise do efeito da saturação magnética.

4.4. Simulação em Regime Magneto Estático

Com o objetivo de satisfazer as propostas de simulação do final de 4.3, é necessário proceder à avaliação da densidade de fluxo magnético, das linhas de campo magnético e das indutâncias, segundo cada um dos eixos d e q. Para além disso, no que remete para a análise da saturação magnética, é avaliada a influência do nível de carga no valor das indutâncias.

Deste modo, é imprescindível proceder-se à transformação do sistema de eixos *abc* em *dq*, com recurso à transformada de Park. Além disso, por se pretender analisar de forma independente o eixo d e q, alinha-se o eixo d com a fase *a* da corrente estatórica, anulando a componente segundo o eixo q.

Com o intuito de efetuar a transformação do sistema de eixos, considere-se, como ponto de partida, um sistema trifásico equilibrado de correntes que alimenta o enrolamento estatórico, de acordo com a equação (4.21).

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Tendo em consideração que se pretende analisar, de forma independente e para um dado instante, cada um dos eixos d e q, isto é, em $t=0s$, cada uma das fases da corrente tomará os valores expressos na equação (4.22).

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} \cos(0^\circ) & \cos\left(0^\circ - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(0^\circ + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Com recurso à matriz de transformação de Park, considerando $t=0s$, é possível determinar os valores de corrente para cada um dos eixos d e q, enunciado pela equação (4.23).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Com base na equação (4.23) verifica-se que a corrente segundo o eixo d toma o mesmo módulo e argumento que a fase *a* da corrente estatórica. Para além disso, observa-se que a componente segundo o eixo q da corrente foi anulada, cumprindo o objetivo inicialmente proposto.

Para finalizar este assunto, no caso de se pretender analisar o eixo q, basta alinhar uma das fases da corrente com o eixo q, considerando que o eixo d e q estão desfasados 90° elétricos.

Tendo em conta o que foi dito anteriormente, isto é, desde a criação da geometria do motor, até à transformação do sistema de eixos *abc* em *dq*, é agora necessário criar um cenário de simulação, por forma a efetuar a análise magnética em regime multi estático.

Para esse fim, recorrendo à ferramenta de elementos finitos, cria-se a aplicação física, em concreto, a aplicação magneto estática, de acordo com a Tabela 4.18. Em relação à Tabela 4.18 é importante salientar que, ao trabalhar no domínio 2D, é necessário indicar o comprimento do motor.

Tabela 4.18. Aplicação magneto estática 2D.

Definição			Coeficiente das bobinas
Domínio do tipo 2D	Unidade de comprimento	Profundidade do domínio	
Plano 2D	Milímetro	170	Coeficientes automáticos (periodicidade e simetria tomada em conta)

Após a definição da aplicação magnética procede-se à criação do enrolamento estatórico do motor, para posteriormente alimentá-lo, para vários níveis de carga. Com essa finalidade, a impedância do enrolamento é simulada com recurso a 3 bobinas, uma por cada fase, percorridas pelas correntes da equação (4.22), em função de I_m . Além disso, é criada uma variável auxiliar que permite armazenar o valor de I_m e variar o seu valor, de acordo com o que é feito na Tabela 4.21.

Com o objetivo de determinar as posições associadas ao eixo d e q, é necessário recorrer à variação da posição rotórica do motor. No entanto, isto apenas é possível se forem devidamente caracterizadas quais as regiões da geometria do motor que correspondem ao estator e ao rotor. Em função do que foi dito anteriormente, procede-se à criação dos componentes mecânicos (mechanical sets) que permitem fazer essa caracterização, tal como demonstram as Tabelas 4.19 e 4.20.

Tabela 4.19. Característica do componente mecânico – Rotor.

Nome	Tipo de componente mecânico	Eixo				Cinemática
		Eixo de rotação	Sistema de coordenadas	Coordenadas do ponto pivot		
				Primeiro	Segundo	
Rotor	Rotação à volta de um eixo	Rotação à volta de um eixo paralelo a Oz	XY1	0	0	Multi Estático

Tabela 4.20. Característica do componente mecânico – Estator.

Nome	Tipo de componente mecânico
Estator	Fixo

Retomando o que foi dito anteriormente, no que se refere à caracterização das regiões da geometria e recorrendo às Figuras 4.18 e 4.19, é possível determinar o que corresponde ao estator e ao rotor. Além disso, faz-se a atribuição da composição dos materiais de cada uma das regiões,

isto é, define-se o que corresponde a material magnético, a ar e a condutores elétricos. Para além disso tudo, é necessário indicar, no que se refere ao enrolamento estático, o seu número de espiras.

PHASE_NEG_1	PHASE_NEG_3	PHASE_POS_1	PHASE_POS_2					
PHASE	PHASE	PHASE	PHASE					
Coil conductor region	Coil conductor region	Coil conductor region	Coil conductor region					
Coil conductor region	Coil conductor region	Coil conductor region	Coil conductor region					
COILCONDUCTOR_1	COILCONDUCTOR_3	COILCONDUCTOR_1	COILCONDUCTOR_2					
50	100	50	100					
false	false	false	false					
All the symmetrical and periodical conductors are in series	All the symmetrical and periodical conductors are in series	All the symmetrical and periodical conductors are in series	All the symmetrical and periodical conductors are in series					
All the symmetrical and periodical conductors are in series	All the symmetrical and periodical conductors are in series	All the symmetrical and periodical conductors are in series	All the symmetrical and periodical conductors are in series					
Negative orientation for the current	Negative orientation for the current	Positive orientation for the current	Positive orientation for the current					
Negative orientation for the current	Negative orientation for the current	Positive orientation for the current	Positive orientation for the current					
RED_2	YELLOW_2	RED_1	GREEN_1					
VISIBLE	VISIBLE	VISIBLE	VISIBLE					
STATOR	STATOR	STATOR	STATOR					
INFINITE	PRESLOT	ROTATING_AIRGAP	ROTOR	ROTOR_AIR	SHAFT	STATOR	WEDGE	STATOR_AIR
Infinite region	PRESLOT	ROTATING_AIRGAP	ROTOR	ROTOR_AIR	SHAFT	STATOR	WEDGE	STATOR_AIR
Air or vacuum region	Air or vacuum region	Air or vacuum region	Magnetic non conducting region	Air or vacuum region	Air or vacuum region	Magnetic non conducting region	Air or vacuum region	Air or vacuum region
Air or vacuum region	Air or vacuum region	Air or vacuum region	Magnetic non conducting region	Air or vacuum region	Air or vacuum region	Magnetic non conducting region	Air or vacuum region	Air or vacuum region
			CHAPA_MAGNETICA			CHAPA_MAGNETICA		
Turquoise	Yellow	Yellow	Cyan	White	Yellow	Cyan	White	White
VISIBLE	VISIBLE	VISIBLE	VISIBLE	VISIBLE	VISIBLE	VISIBLE	VISIBLE	VISIBLE
STATOR	STATOR	STATOR	ROTOR	ROTOR	ROTOR	STATOR	STATOR	STATOR

Figura 4.18. Caracterização das regiões do motor síncrono de relutância.

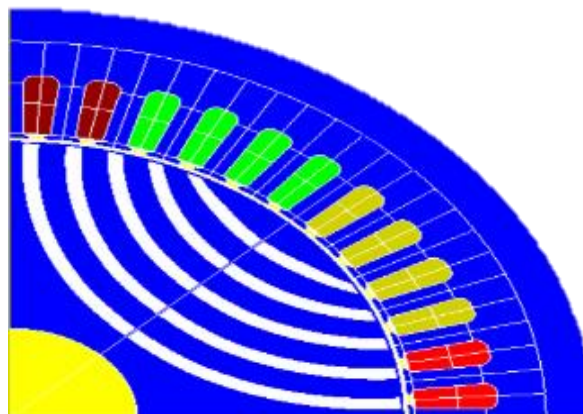


Figura 4.19. Representação de 1/4 do motor síncrono de relutância de 4 pólos, 5 barreiras de fluxo e um estator de 48 ranhuras.

Por fim, tendo em conta o que foi abordado relativamente à variação do nível de carga e da posição rotórica, é possível realizar o cenário de simulação em função de alguns intervalos, de acordo com a Tabela 4.21.

No que se refere ao nível de carga, atendendo às condições nominais da Tabela 4.3, a escolha do passo reduzido, no intervalo de 8 A a 9 A, está associado ao facto do regime nominal ser estabelecido em 8.2 A.

Por outro lado, em relação à posição rotórica, a escolha do intervalo de 0° a 45° mecânicos está conotada com a presença dos pontos de maior e menor relutância do motor, isto é, o eixo q e d, respetivamente.

Tabela 4.21. Caracterização do cenário de simulação.

Parâmetro de controle				
Parâmetro de controle	Intervalo			
	Limite inferior	Limite superior	Método	Valor do passo
Corrente	2	8	Step value	1
Corrente	8	9	Step value	0.2
Corrente	9	12	Step value	1
ANGPOS_ROTOR	0	45	Step value	1

4.4.1. Resultados e Conclusões da Simulação

Em concordância com que o foi proposto em 4.4, isto é, a avaliação da densidade de fluxo magnético, das linhas de campo magnético, da saturação magnética e dos valores de L_d e L_q , neste subcapítulo são discutidos os resultados das simulações e retiradas as respectivas conclusões.

No que se refere ao valor das indutâncias, segundo o eixo d e q, e com base na Figura 4.20 é possível determinar o valor do binário eletromagnético pelo método analítico, com recurso à equação (2.10).

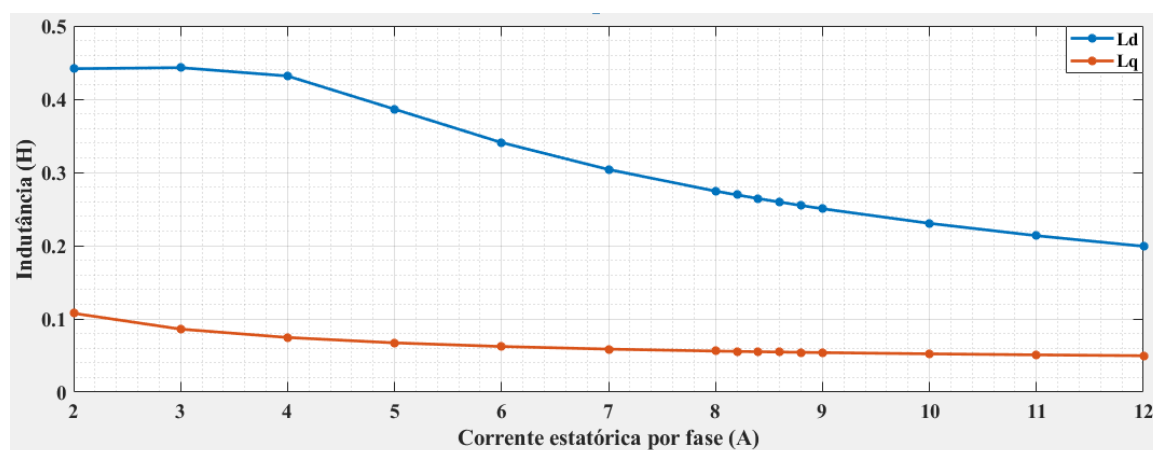


Figura 4.20. Valores das indutâncias, segundo os eixos d e q, em função do corrente estática.

De outra forma, para a carga nominal, de acordo com a Figura 4.20, $L_d = 269.293 \text{ mH}$ e $L_q = 55.5997 \text{ mH}$. Em função destes valores, o valor máximo de binário eletromagnético produzido é de cerca de $T_{em-entreferro} = 1.5 \frac{P}{2} (L_{dm} - L_{qm}) I_m^2 \sin(2\theta) = 1.5 * 2 * (0.269293 - 0.0555997) * (8.2)^2 * \sin(2 * 60^\circ) = 37.33 \text{ Nm}$. Com base neste valor, a potência eletromagnética, sem considerar as perdas no ferro e por efeito Joule, é de cerca de $P_{em} = T_{em-entreferro} * \frac{2\pi n_s}{60} = 37.33 * \frac{2\pi * 1500}{60} \approx 5.8 \text{ kW}$.

De acordo com este valor, tendo em consideração que o motor projetado visava os 7.5 kW é possível concluir que é necessário proceder a otimizações na estrutura rotórica. Por outras palavras, no que remete à otimização do valor do binário do eletromagnético, é necessário atuar de

acordo com o que é mencionado em 3.1, 3.2 e 3.3 e verificar se há possibilidade de obter binários superiores.

No que diz respeito à análise dos valores das indutâncias, segundo o eixo d e q, para avaliar o efeito da saturação magnética, é necessário recorrer à Figura 4.21 e à equação (2.10). Com base nesta figura, é possível depreender que o valor de L_d é máximo em 45° , pelo que está alinhado com o eixo d rotórico. Por outro lado, é mínimo em 0° , pelo que, está alinhado segundo o eixo q. Para além disso, um aumento sequencial do nível de carga conduzirá, inevitavelmente, a uma diminuição do valor da indutância segundo os dois eixos, com maior relevo para o eixo d.

Assim sendo, com base no que foi dito anteriormente e com recurso à equação (2.10), é possível concluir que, aumentando o regime de carga, com maior foco nos regimes de carga acima do nominal, não é possível obter ganhos significativos no valor de binário eletromagnético. Em adição, para a situação de carga anterior, o material magnético do motor encontra-se saturado, o que se traduz em maiores perdas no ferro e menores rendimentos.

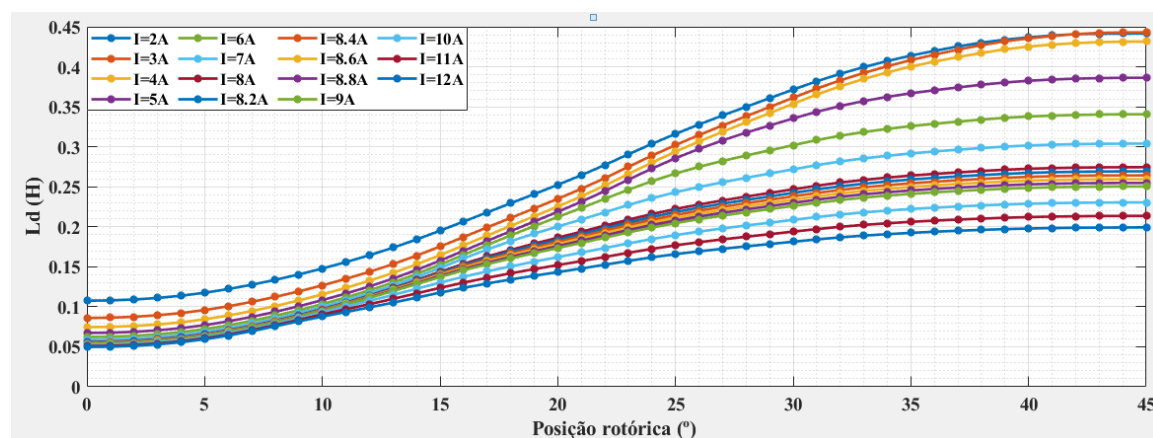


Figura 4.21. Valores da indutância, segundo o eixo d, em função da posição rotórica, para vários regimes de carga.

Com o intuito de avaliar se o dimensionamento e posicionamento dos segmentos de ferro foram adequados é necessário recorrer ao que foi abordado em 3.2 e à Figura 3.8. Desta forma, é possível afirmar que, se uma força magneto motriz segundo o eixo d for aplicada, nenhuma reação rotórica é apresentada e é imposta uma densidade de fluxo sinusoidal e constante em cada um dos segmentos. A consequência do que foi dito anteriormente está conotada a menores perdas no ferro e a um maior aproveitamento do material magnético.

Com base no que foi dito anteriormente e de acordo com a Figura 4.22 é possível visualizar que a densidade de fluxo é relativamente constante em todos os segmentos de ferro. Por este motivo é factual afirmar que o rotor projetado cumpre os requisitos associados ao dimensionamento das barreiras de fluxo e consequentemente ao dimensionamento dos segmentos de ferro. No entanto, a densidade de fluxo nos segmentos não vai ao encontro do valor desejado de cerca de 1.5 T, de acordo com a Tabela 4.7.

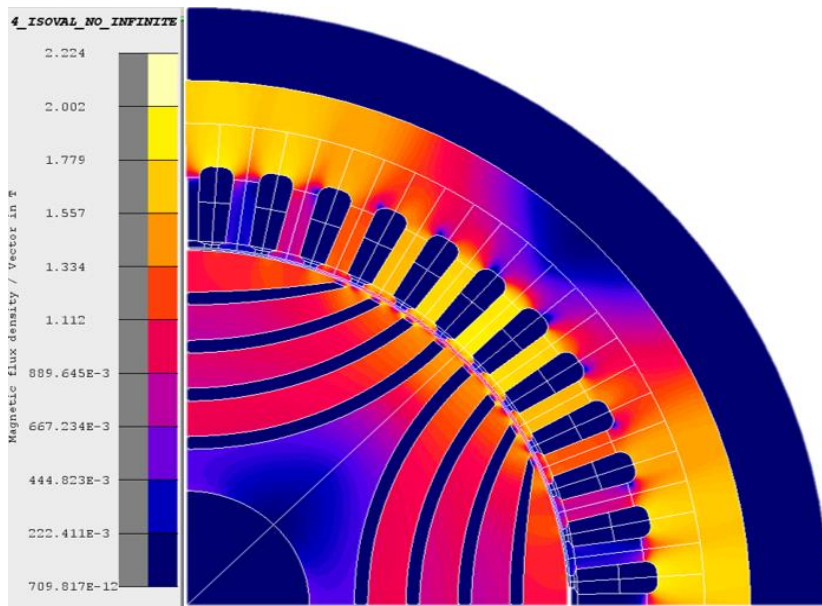


Figura 4.22. Densidade de fluxo segundo o eixo d para a geometria rotórica de 4 barreiras de fluxo e com componente tangencial e radial de 2.7 mm.

Finalmente, no que se refere às linhas de campo magnético, segundo cada um dos eixos, é possível realizar comparações entre o que está representado nas Figuras 4.23 e 4.24 e o que foi abordado em 3.2.

De outra forma, de acordo com a Figura 4.23, conclui-se que as linhas de campo, impostas por uma força magneto motriz segundo o eixo d, percorrem toda a superfície polar do motor e se fecham devidamente. As consequências destes fenômenos estão associadas a uma maximização da indutância de magnetização segundo o eixo d. Para além disso traduz-se numa diminuição do fluxo de perdas segundo esse eixo.

Por outro lado, em relação à Figura 4.24, é possível observar que as linhas de campo, impostas por uma força magneto motriz segundo o eixo q, atravessam as barreiras de fluxo com alguma facilidade. Deste modo, não é exequível a minimização do fluxo segundo o eixo q e da indutância segundo esse eixo. Por fim, como resultado do que foi dito anteriormente, há uma redução do valor de binário eletromagnético desenvolvido pelo motor.

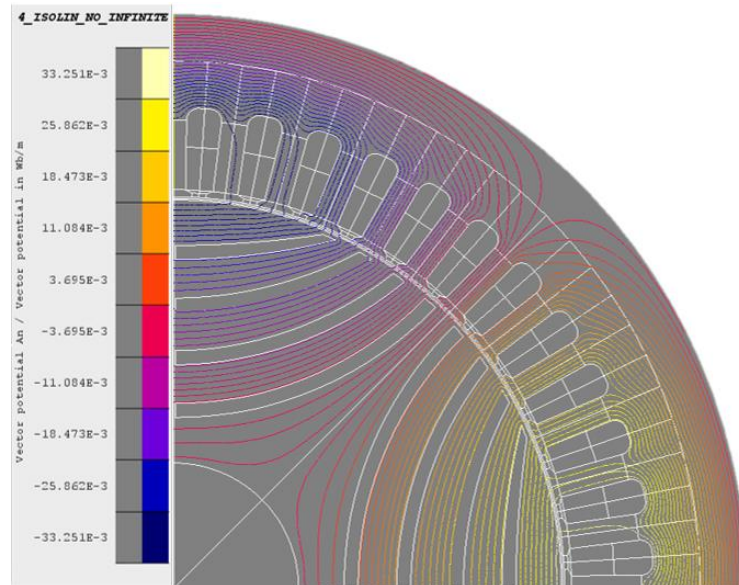


Figura 4.23. Linhas de campo magnético segundo o eixo d.

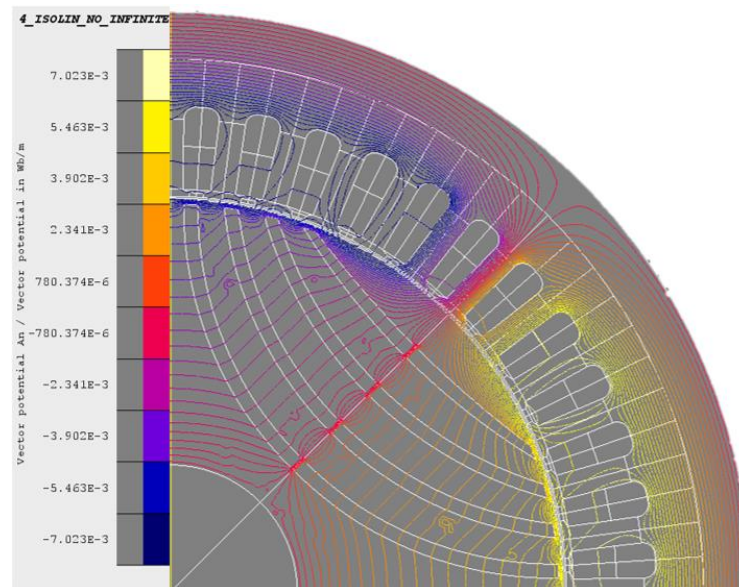


Figura 4.24. Linhas de campo magnético segundo o eixo q.

De uma forma resumida, os resultados obtidos neste subcapítulo não foram satisfatórios, tendo em vista o cálculo analítico do valor máximo do binário eletromagnético e da falta de oposição, por parte das barreiras de fluxo, às linhas de campo magnético segundo o eixo q.

Por conseguinte, no próximo subcapítulo, para a mesma estrutura rotórica, recorre-se à análise do valor médio do binário eletromagnético, à avaliação das perdas totais presentes no motor e ao cálculo do valor do rendimento, para vários instantes e regimes de carga. De relembra que, para o regime multi estático, é possível realizar simulações para vários instantes, no entanto exige um maior número de simulações.

4.5. Simulação em Regime Transitório Magnético

Em concordância com o que foi dito no final de 4.4.1 é necessário determinar o valor médio do binário eletromagnético, das perdas no motor e o seu rendimento.

Com esse propósito, o software de elementos finitos disponibiliza ferramentas próprias para determinar o valor médio do binário eletromagnético. Em adição, faculta um algoritmo que permite calcular as perdas no ferro no estator e no rotor, para posteriormente proceder ao cálculo do rendimento do motor.

Desta forma, tal como foi efetuado no subcapítulo anterior e de acordo com a Tabela 4.22, é necessário definir a aplicação magnética a utilizar na simulação.

Tabela 4.22. Aplicação transitório magnético 2D.

Definição			Coeficiente das bobinas	Inicialização transitória
Domínio do tipo 2D	Unidade de comprimento	Profundidade do domínio		
Plano 2D	Milímetro	170	Coeficientes automáticos (periodicidade e simetria tomada em conta)	Solução inicial nula (variáveis inicializadas a 0)

Após estar definida a aplicação magnética procede-se à criação do enrolamento estatórico, para posteriormente alimentá-lo, para vários níveis de carga.

Com esse foco, a impedância do enrolamento é criada com base em 3 bobinas, uma por cada fase, percorridas pelas correntes da equação (4.24), em função de I_m . Para além disso, com objetivo de variar o valor da corrente estatórica, é criada uma variável auxiliar que permite armazenar o seu valor.

Contudo, ao contrário do que aconteceu no regime magneto estático e de acordo com o que foi abordado em 2, é necessário desfasar o referencial rotórico, por forma a ser criado um binário que permita o arranque do motor e que maximize o valor médio do mesmo. Em função desta solução é possível escolher um ângulo de fator de potência. De acordo com a Figura 4.25, o ângulo que permite maximizar o valor médio do binário eletromagnético é $\theta = 60^\circ$.

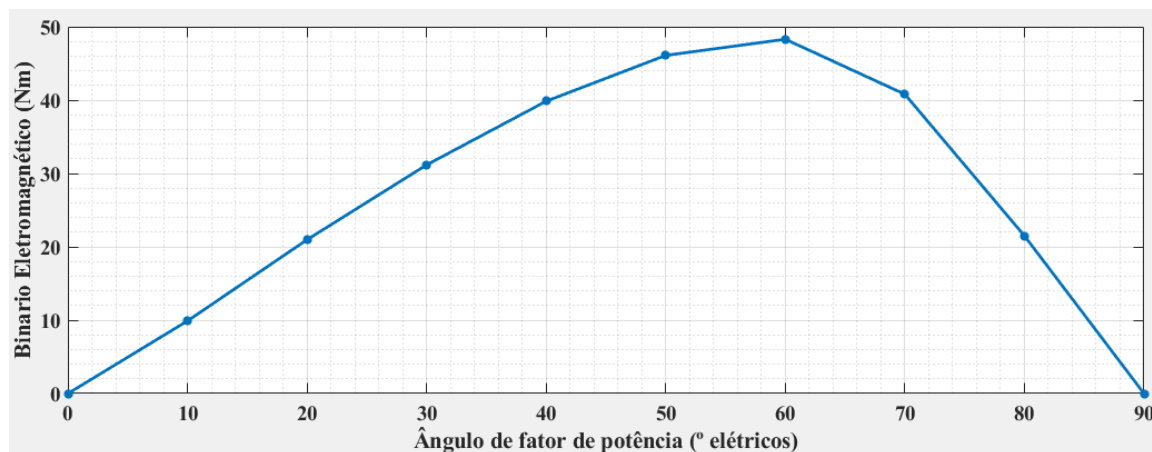


Figura 4.25. Valor médio do binário eletromagnético em função do desfasamento inicial da corrente estatórica.

Desta forma e de acordo com o que está expresso na equação (4.24) é possível caracterizar o sistema trifásico de correntes que circular no enrolamento estático.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_m \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi * 60^\circ}{180^\circ}\right) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi * 60^\circ}{180^\circ}\right) \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi * 60^\circ}{180^\circ}\right) \right] \quad (4.24)$$

Em seguida, pelo facto de ter sido definido o mechanical set em 4.4, é apenas necessário alterar a componente rotórica, isto é, de acordo como mostra a Tabela 4.23. Desta forma, para que seja possível efetuar o arranque do motor, não só é preciso indicar um valor de desfaseamento inicial da corrente, como também é necessário impor a velocidade inicial síncrona.

Tabela 4.23. Características do componente mecânico – Rotor.

Nome	Tipo de componente mecânico	Eixo			
		Eixo de rotação	Sistema de coordenadas	Coordenadas do ponto pivot	
				Primeiro	Segundo
Rotor	Rotação à volta de um eixo	Rotação à volta de um eixo paralelo a Oz	XY1	0	0

Cinemática		
Tipo de cinemática	Geral	
	Velocidade	Posição em $t=0s$
Velocidade imposta	1500 rpm	0°

Por conseguinte, após estar definido o mechanical set, é possível caracterizar as regiões da geometria do motor, isto é, classificá-las de acordo com o que corresponde ao estator e ao rotor. Para além disso, pretende-se determinar a composição de cada uma dessas regiões, em concordância com a existência de ar, ferro ou condutores elétricos, nessa região.

Por fim, o cenário de simulação da Tabela 4.24 surgiu da necessidade da análise do valor médio do binário eletromagnético. Além do mais, são avaliadas as perdas que o motor apresenta e, consequentemente, é determinado o valor do rendimento do motor, para vários níveis de carga.

No que se refere à escolha do intervalo de simulação, o foco está na introdução de um número considerável de períodos e de pontos por período. De outra forma, escolheu-se introduzir 10 períodos e 40 pontos por período, para cada nível de carga.

Tabela 4.24. Caracterização do cenário de simulação.

<i>Parâmetro de controlo</i>				
<i>Parâmetro de controlo</i>	<i>Intervalo</i>			
	<i>Limite inferior</i>	<i>Limite superior</i>	<i>Método</i>	<i>Valor do passo</i>
TIME	0	0.2	Step value	0.0005

<i>Parâmetro de controlo</i>				
<i>Parâmetro de controlo</i>	<i>Intervalo</i>			
	<i>Limite inferior</i>	<i>Limite superior</i>	<i>Método</i>	<i>Valor do passo</i>
Corrente	2	8	Step value	1
Corrente	8	9	Step value	0.2
Corrente	9	12	Step value	1

4.5.1. Resultados e Conclusões da Simulação

De acordo com o que foi sugerido em 4.5, isto é, recorrer às ferramentas disponibilizadas pelo software de elementos finitos para determinar o valor médio do binário, as perdas e o rendimento do motor, neste subcapítulo são analisados os resultados das simulações e retiradas as respetivas conclusões.

No que diz respeito ao valor médio do binário eletromagnético, para a carga nominal e tal como está representado na Figura 4.26, corresponde a cerca de 47 Nm e apresenta uma oscilação de 19%. Em conformidade com estes resultados é possível concluir que a potência eletromagnética é de cerca de 7.38 kW , pelo que é abaixo do expectável, tendo em conta que não se contabilizou as perdas do motor. Daqui retira-se que é necessário atuar na otimização das barreiras de fluxo, em específico, na sua componente radial por forma a maximizar o valor médio do binário eletromagnético.

Por outro lado, isto é, em relação à oscilação do binário é necessário ter em consideração que se está perante um valor elevado. A consequência de uma oscilação elevada está intimamente conotada com maiores perdas no ferro do motor e consequentemente menores rendimentos. Por este motivo, é necessário atuar na componente tangencial das barreiras de fluxo e, assim sendo, no valor de α .

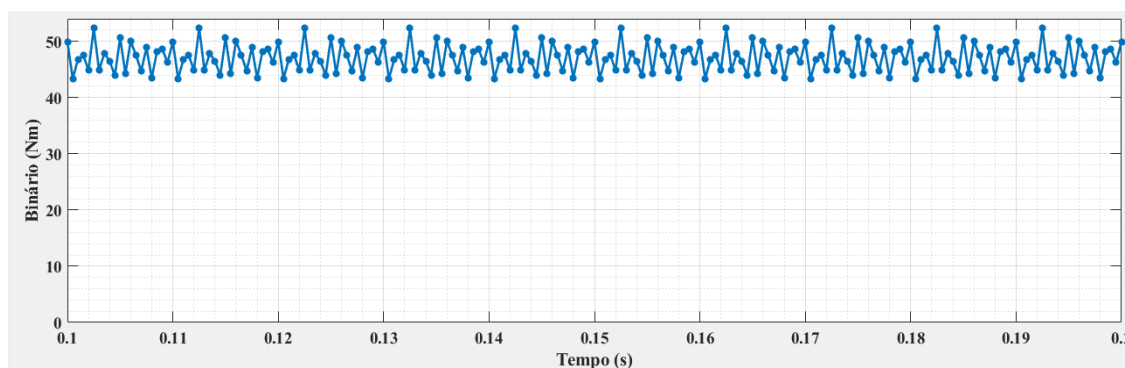


Figura 4.26. Binário eletromagnético desenvolvida para o motor com rotor com 4 barreiras de fluxo.

No que está relacionado com as perdas do motor, em detalhe, as perdas no ferro no estator e no rotor e por efeito Joule nos enrolamentos estatóricos, recorre-se ao algoritmo de perdas de Bertotti, de acordo com a equação (2.15), e à equação (4.29), respetivamente.

No que toca ao algoritmo que permite calcular as perdas no ferro é necessário fornecer alguns coeficientes, nomeadamente, os coeficientes de perdas por histerese, de perdas clássicas e de perdas por excesso. Além disso é necessário a introdução do valor da espessura das laminas de ferro e o fator de empacotamento, correspondente a 0.5 mm e 0.93, respetivamente. De salientar que todos estes coeficientes foram fornecidos pela WEG.

Em concordância com o que foi dito anteriormente, na Tabela 4.25, estão expressas as perdas no ferro no estator e no rotor, para vários níveis de carga.

Tabela 4.25. Perdas totais no ferro em função do nível de carga.

Corrente estatórica por fase (A)	Perdas no ferro (W)
	Rotor com 4 barreiras de fluxo
2	51.5896
3	94.2308
4	146.2432
5	206.2044
6	269.8536
7	318.3720
8	350.6560
8.2	355.8760
8.4	361.3312
8.6	366.9768
8.8	371.1332
9	375.8132
10	396.7396
11	415.7
12	431.7280

Em relação às perdas por efeito Joule nos enrolamentos estatóricos é necessário ter acesso à corrente por fase que circula nesses enrolamentos e a resistência do enrolamento.

Desta forma e começando pela equação (4.25), procede-se ao desenvolvimento de um conjunto de equações que permitam calcular o valor da resistência do enrolamento, para que, *a posteriori*, se calcule o valor das perdas por efeito Joule.

$$R_{fase} = \rho \frac{l}{S} \quad (4.25)$$

Da equação anterior ρ representa a resistividade do cobre, l o comprimento do condutor e S a secção do condutor. Posto isto, é necessário determinar o comprimento total dos condutores que compõem o enrolamento por fase e a secção dos mesmos. Com esse propósito, em função dos valores da Tabela 4.4, o número de ranhuras por fase corresponde a $16 \left(\frac{48}{3}\right)$, pelo que, existem 400 condutores por fase (16*25 espiras). Pelo facto de ser conhecido o número de condutores por fase

é necessário determinar qual o comprimento total que ocupam nas ranhuras da máquina, de acordo com a equação (4.26).

$$R_{fase} = \rho \frac{400L}{S} \quad (4.26)$$

Em função da equação anterior, na qual L corresponde ao comprimento do motor, é necessário ter acesso à secção da ranhura e de valores típicos do fator de preenchimento da mesma.

Em concordância com [20] foi possível concluir que uma ranhura estatórica com uma área de cerca de 100 mm^2 apresenta, tipicamente, um fator de preenchimento de 0.4, ou seja, apenas 40% da área da ranhura é composta por condutores.

Por forma a tornar-se mais evidente a influência deste fator no valor da resistência equivalente por fase dos enrolamentos estatóricas a equação (4.26) foi alterada com base na seguinte consideração, $S = A \frac{25}{k}$. Por outras palavras, torna-se útil a reestruturação da equação de tal forma que o fator de preenchimento seja um dos parâmetros que se possa alterar, tal como demonstra a equação (4.27).

$$R_{fase} = \rho \frac{400L}{A} \frac{25}{k} \quad (4.27)$$

Para efeitos de simplificação dos cálculos é desprezado a resistência no cobre associado às testas das bobinas, isto é, apenas é considerado o comprimento de condutor dentro das ranhuras, ao longo do comprimento da máquina.

No caso do motor projetado, a resistência por fase dos enrolamentos estatóricos é calculada através da equação (4.28).

$$R_{fase} = 1.72 * 10^{-8} \frac{400 * 170 * 10^{-3} * 25}{100 * 10^{-6} * 0.4} = 0.731 \Omega \quad (4.28)$$

Para finalizar este assunto, as perdas por efeito Joule nos enrolamentos estatóricos, representado pela equação (4.29), é calculado com base no valor da corrente estatórica e no valor obtido na equação (4.28).

$$P_{Joule} = 3R_{fase}I_s^2 \quad (4.29)$$

Por fim, para que se proceda ao cálculo do valor do rendimento do motor é necessário adicionar às perdas no ferro, as perdas por efeito Joule no estator. Em seguida, o cálculo do rendimento é efetuado com recurso à equação (2.16) e é expresso na Tabela 4.26.

Tabela 4.26. Perdas e rendimento do motor, em função do nível de carga.

<i>Corrente estatórica por fase (A)</i>	<i>Perdas no ferro (W)</i>	<i>Perdas por efeito Joule (W)</i>	<i>Rendimento (%)</i>
	<i>Rotor com 4 barreiras de fluxo</i>		
2	51.5896	8.7720	88.4188
3	94.2308	19.7370	90.6427
4	146.2432	35.088	91.7610
5	206.2044	54.8250	92.4530
6	269.8536	78.9480	92.9314
7	318.3720	107.4570	93.3021
8	350.6560	140.4573	93.5738
8.2	355.8760	147.4573	93.6197
8.4	361.3312	154.7381	93.6568
8.6	366.9768	162.1943	93.6867
8.8	371.1332	169.8259	93.7280
9	375.8132	177.6330	93.7590
10	396.7396	219.3	93.8810
11	415.7	265.353	93.9461
12	431.7280	315.7920	93.9792

De acordo com os resultados obtidos neste subcapítulo, e tal como fora dito acima, é necessário otimizar o valor médio do binário eletromagnético e a sua oscilação, com recurso ao aumento da componente radial e tangencial das barreiras de fluxo, respetivamente. As consequências da mitigação destes problemas estão diretamente conotadas a uma diminuição das perdas no ferro e um aumento do rendimento do motor.

Desta forma, no capítulo seguinte, são abordadas as estratégias de otimização do SynRM, com o intuito de o motor, não só alcançar valores de binário superiores, como também permitir que obtenha melhor rendimento.

5. Otimização dos Parâmetros de Desempenho do SynRM

Em conformidade com os resultados obtidos no capítulo anterior e com as soluções de otimização do capítulo 3, neste capítulo são otimizados os parâmetros de desempenho do SynRM. A otimização destes parâmetros, nomeadamente o binário eletromagnético desenvolvido e sua oscilação, o fator de potência aparente e o rendimento do motor surge do facto de não terem sido obtidos os resultados pretendidos no capítulo anterior. Além do mais, após se obter a geometria rotórica mais otimizada, para 4 e 5 barreiras de fluxo, é feita uma análise da robustez mecânica das mesmas. Para isso, com o apoio da WEG, utilizou-se a ferramenta *Ansys* que permite realizar a análise do stress mecânico a que o motor é sujeito, mais concretamente o rotor.

5.1. Binário Eletromagnético

O foco deste subcapítulo está na otimização do binário eletromagnético, em função da implementação das soluções de otimização propostas em 3.1, 3.2 e 3.3. Além do mais, procede-se à análise da oscilação do binário eletromagnético com recurso à solução de otimização descrita em 3.4.

No que se refere à otimização do binário eletromagnético, com base nos resultados obtidos em 4.4.1, conclui-se que é necessário atuar na componente radial das barreiras de fluxo. Desta forma, em concordância com a equação (2.10), minimizando o fluxo segundo o eixo q e consequentemente a indutância segundo esse eixo, é possível maximizar o valor do binário eletromagnético.

Com este objetivo, para a geometria rotórica de 4 barreiras de fluxo, procedeu-se ao aumento da componente radial das mesmas até se obter um rácio de saliência elevado, isto é, até a um valor próximo da situação em que o comprimento total de ferro e de ar se igualam, segundo o eixo q .

Com base no procedimento mencionado anteriormente, na Figura 5.27 e na Tabela 5.27 estão representados as otimizações efetuadas na geometria rotórica e os resultados obtidos, para a carga nominal.

Tabela 5.27. Aumento de cada uma das componentes radiais das barreiras e consequências no valor médio e na oscilação de binário eletromagnético, para a geometria rotórica de 4 barreiras de fluxo.

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i>	<i>f</i>
<i>Barreira 1 (mm)</i>	2.7	4	6	8	8	8
<i>Barreira 2 (mm)</i>	2.7	4	4	4	6	8
<i>Barreira 3 (mm)</i>	2.7	4	4	4	4	4
<i>Barreira 4 (mm)</i>	2.7	4	4	4	4	4
Rácio de Isolamento	0.27	0.465	0.55	0.66	0.77	0.9
T_{em} (Nm)	47.0177	48.2961	48.5634	48.5878	48.62	48.1225
Oscilação de Binário (%)	19	19.3657	15.98	13.52	14.8	15

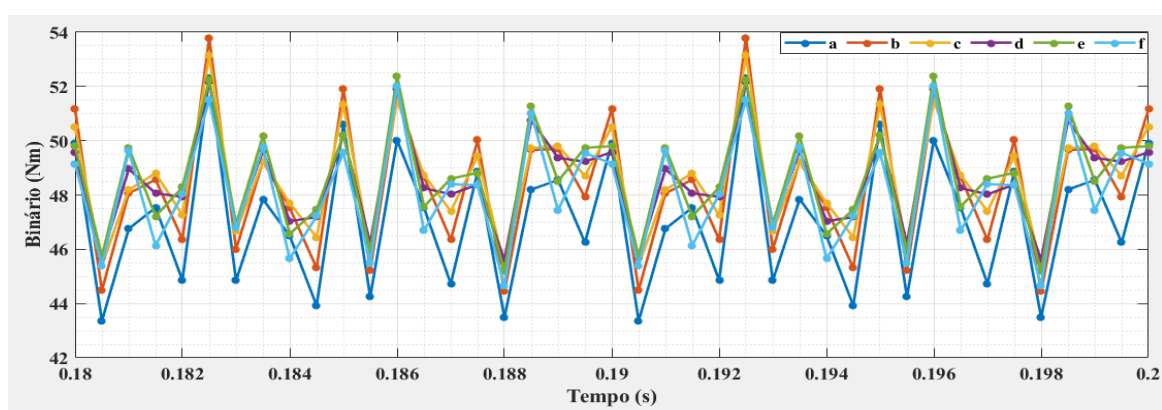


Figura 5.27. Representação das oscilações do binário eletromagnético, em função das alterações da geometria rotórica com 4 barreiras de fluxo.

Com suporte nos dados disponibilizados anteriormente é possível concluir que, em função do aumento da componente radial das barreiras de fluxo, se observou um aumento considerável do valor médio do binário eletromagnético. A partir desta análise é factual afirmar que a solução de otimização proposta teve influência direta na minimização da indutância L_q e, por este motivo, as barreiras de fluxo estão a desempenhar corretamente a sua função de bloquear o fluxo segundo este eixo. Desta forma, tendo como critério de desempate uma oscilação de binário inferior, a solução mais otimizada refere-se à situação *d*.

Por outro lado, é importante referir que a situação em que o rácio de isolamento é aproximadamente 1 conduz, inevitavelmente, a uma redução do valor médio do binário eletromagnético. Por conseguinte, conclui-se que está encontrado limite de otimização do que se refere à solução implementada.

Com o intuito de avaliar os efeitos do aumento do número de barreiras de fluxo, isto é, a solução de otimização abordada em 3.1, no valor do binário eletromagnético, adicionou-se uma barreira à geometria rotórica anterior. Esta adição tem como base o que é abordado nas referências [12] e [5], isto é, o número ideal de barreiras de fluxo para que o valor de binário eletromagnético

não se altere de forma considerável está entre as 3 e as 5. Desta forma, a escolha do número ideal de barreiras de fluxo fixou-se em 4 e 5.

Por conseguinte, procedeu-se ao aumento da componente radial das barreiras de fluxo até se obter um rácio de isolamento igual a 1.

Com base no procedimento descrito anteriormente, na Figura 5.28 e na Tabela 5.28 estão representadas as otimizações efetuadas na geometria rotórica e os resultados obtidos, para a carga nominal.

Tabela 5.28. Aumento de cada uma das componentes radiais das barreiras e consequências no valor médio e na oscilação de binário eletromagnético, para a geometria rotórica de 5 barreiras de fluxo.

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i>	<i>f</i>
<i>Barreira 1 (mm)</i>	2.7	4	6	8	6	6
<i>Barreira 2 (mm)</i>	2.7	4	4	4	6	6
<i>Barreira 3 (mm)</i>	2.7	4	4	4	4	6
<i>Barreira 4 (mm)</i>	2.7	4	4	4	4	4
<i>Barreira 5 (mm)</i>	2.7	4	4	4	4	4
Rácio de Isolamento	0.36	0.66	0.77	0.9	0.9	1
T_{em} (Nm)	48.4353	49.4207	49.3614	49.7557	49.861	49.82
Oscilação de Binário (%)	11.65	12.41	9.9	7.578	6.98	13.75

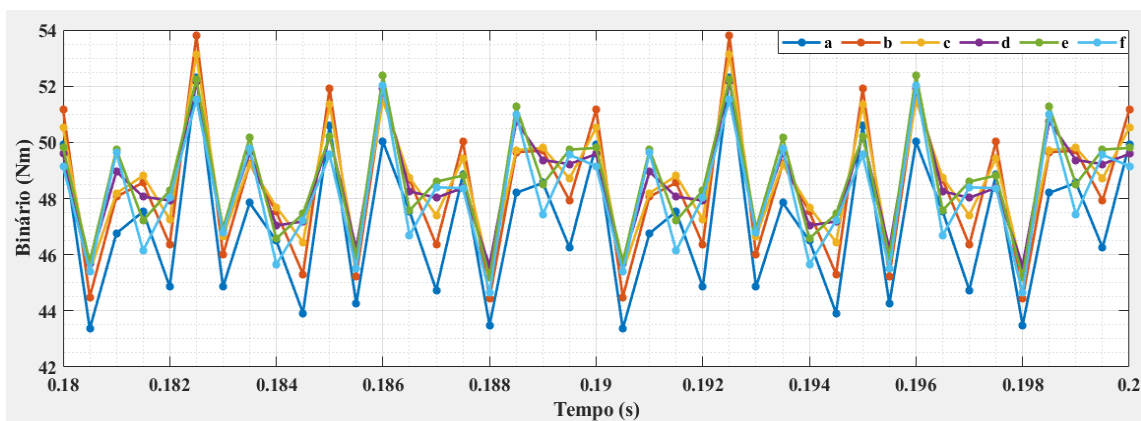


Figura 5.28. Representação das oscilações do binário eletromagnético, em função das alterações da geometria rotórica com 5 barreiras de fluxo.

De acordo com a situação *a* das Tabelas 5.27 e 5.28 é possível visualizar que, para um número diferente de barreiras de fluxo, com a mesma geometria, o valor do binário eletromagnético não se altera de forma considerável. Por outro lado, o valor da oscilação do binário é quem sofre maior impacto com esta alteração.

De outra forma, o aumento do número das barreiras influencia diretamente a componente de fluxo, segundo o eixo q , que circula nas componentes tangenciais dos segmentos de ferro. Em contrapartida, não altera consideravelmente a componente de fluxo que atravessa os segmentos de ferro. Além disso, o aumento do número de barreiras não demonstra grande impacto na componente

de indutância segundo o eixo d. Por todos estes motivos torna-se evidente que o valor médio do binário não sofrerá alterações consideráveis, pelo que, existe uma alteração da oscilação do binário.

Para concluir este assunto é feita a comparação entre as geometrias rotóricas de 4 e 5 barreiras de fluxo, com o mesmo rácio de saliência, das situações f e e das Tabelas 5.27 e 5.28, respetivamente. Desta comparação é possível concluir que, para o mesmo rácio de saliência e um número diferente de barreiras, a variação do valor do binário eletromagnético não é o fator com maior impacto. Em alternativa, a oscilação do binário eletromagnético é reduzida para menos de metade, no caso da geometria rotórica de 5 barreiras de fluxo.

Após ter sido discutido o impacto que as alterações na componente radial das barreiras de fluxo demonstram no valor do binário eletromagnético, é necessário avaliar as repercussões da modificação da componente tangencial das mesmas. Deste modo, com base no que foi abordado em 3.4 atua-se no valor de R_{so} e conseqüentemente no valor de α , por forma a avaliar os efeitos destas alterações no valor da oscilação do binário eletromagnético.

Com este propósito, numa primeira fase, optou-se por analisar a geometria rotórica da situação e da Tabela 5.28 e avaliar o pior cenário, isto é, em que $\alpha = \beta = 7.5^\circ$, tal como está representado na Figura 5.29.

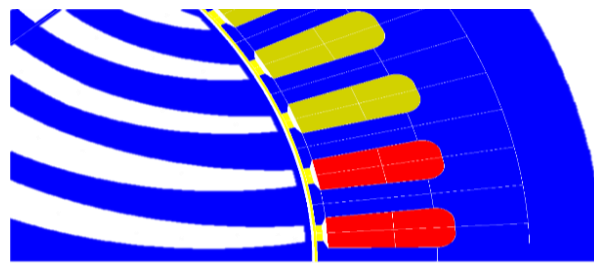


Figura 5.29. Geometria do motor para o cenário $\alpha = \beta$.

De acordo com o que está representado na Figura 5.30, a consequência do alinhamento das componentes tangenciais e da abertura das ranhuras estatóricas é uma oscilação de binário de cerca de 62%. Além disso, tal como foi dito em 2.3.1, a presença de um estator ranhurado está diretamente associado a oscilações no binário, pelo que, é necessário minimizar as interações entre as ranhuras estatóricas e as barreiras de fluxo. Por forma a mitigar o problema da interação entre o estator e o rotor é necessário garantir que $\alpha \neq \beta$.

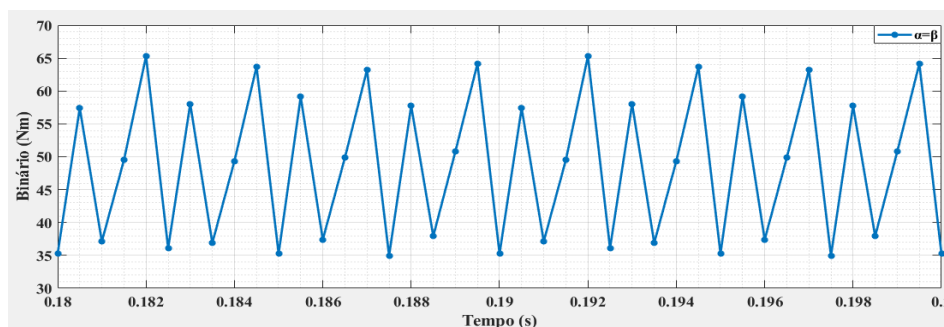


Figura 5.30. Representação da oscilação do binário eletromagnético para o cenário em que $\alpha = \beta$.

De volta à questão associada à alteração da componente tangencial da barreira de fluxo (R_{SO}) e consequentemente do valor de α , na Tabela 5.29 e na Figura 5.31 estão representadas essas alterações para a geometria rotórica anterior e carga nominal.

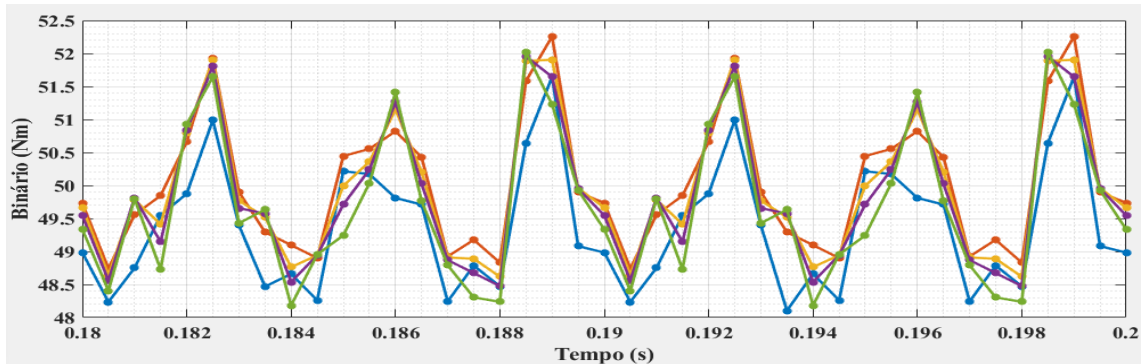


Figura 5.31. Representação das oscilações do binário eletromagnético, em função da alteração da componente tangencial das barreiras de fluxo.

Tabela 5.29. Efeitos das alterações das componentes tangenciais das barreiras de fluxo no valor médio e na oscilação do binário eletromagnético, para a geometria de 5 barreiras de fluxo.

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i>
<i>Componente Tangencial das Barreiras de Fluxo (mm)</i>	1	2	2.5	2.7	3
$\alpha(^{\circ})$	6.98°	6.5°	6.3°	6.25°	6.1°
$T_{em} (Nm)$	49.3957	50.0297	49.9538	49.8610	49.7005
<i>Oscilação de Binário (%)</i>	7.17%	7.03%	6.6%	6.98%	7.7%

A partir dos resultados obtidos na tabela anterior é importante concluir que, a redução da componente tangencial das barreiras de fluxo, até um determinado limite, provoca um aumento na quantidade de ferro segundo o eixo d. Por este motivo, o valor médio do binário eletromagnético sofre um ligeiro acréscimo.

No que se refere à oscilação do binário eletromagnético, é possível concluir que o cenário mais otimizado é dado pela situação *c*. Deste modo, é com base nesta geometria rotórica que são realizadas as análises dos subcapítulos seguintes, nomeadamente a avaliação da saturação magnética com recurso ao valor das indutâncias, a densidade de fluxo e as linhas de campo magnético. Além disso é determinado o fator de potência aparente e são determinadas todas as perdas envolvidas do motor síncrono de relutância.

Antes de se proceder ao estudo do que foi mencionado anteriormente, é necessário abordar o tema da robustez mecânica das geometrias rotóricas de 4 e 5 barreiras, mais otimizadas. Para isso, em 5.2, são analisadas com algum detalhe os pontos críticos de cada geometria. Além disso, é importante frisar que, todas as simulações foram efetuadas pela WEG, por forma a validar o projeto das geometrias rotóricas do SynRM.

5.2. Análise do Desempenho Mecânico

Tal como fora dito no final de 5.1, neste subcapítulo analisam-se as possíveis deformações nos pontos críticos das geometrias rotóricas mais otimizadas. Estas deformações estão conotadas à presença de forças rotativas e são analisadas através do algoritmo de Von-Misses. Esta análise é realizada a elevada velocidade, isto é, 3000 rpm, pelo que, neste cenário, as forças rotativas são predominantes. Para além disso, pelo facto de o SynRM ser projetado com um entreferro pequeno, a distorção mecânica é um problema grave, no caso em que o motor roda a velocidades elevadas.

Contrariamente, a baixas velocidades, as forças predominantes são as forças magnéticas aplicadas em cada um dos segmentos de ferro.

Por tudo isto, nas Figuras 5.32 e 5.33 estão representados os stresses mecânicos a que estão sujeitas as regiões críticas de cada uma das geometrias rotóricas de 4 e 5 barreiras de fluxo, respetivamente. Com recurso a estas figuras é possível concluir que, as regiões sujeitas a maiores stresses mecânicos são as componentes tangenciais e radiais das barreiras de fluxo, tal como fora dito em 3. Além do mais, tendo como referência o valor de 200 MPa estabelecido pela WEG, como o limite máximo aceitável para a geometria rotórica ser aprovada, no que se refere a limites de robustez mecânica, nenhuma das geometrias ultrapassa esses valores. Em adição, a geometria rotórica de 5 barreiras de fluxo, que será utilizada para realizar o estudo dos subcapítulos posteriores, apresenta um valor máximo de 117.63, abaixo do valor máximo para a geometria de 4 barreiras de fluxo.

Desta forma, é possível concluir que qualquer uma das geometrias apresentadas é robusta para o funcionamento à velocidade de operação segura.

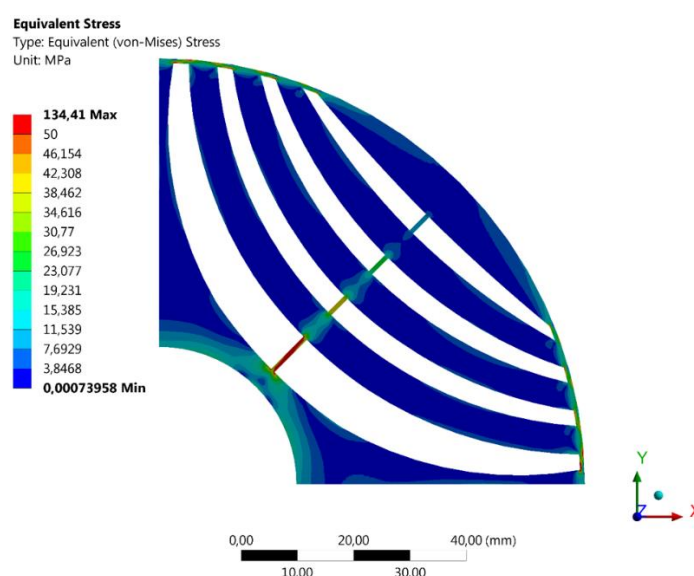


Figura 5.32. Von-Misses stress para a geometria rotórica de 4 barreiras de fluxo a 3000 rpm.

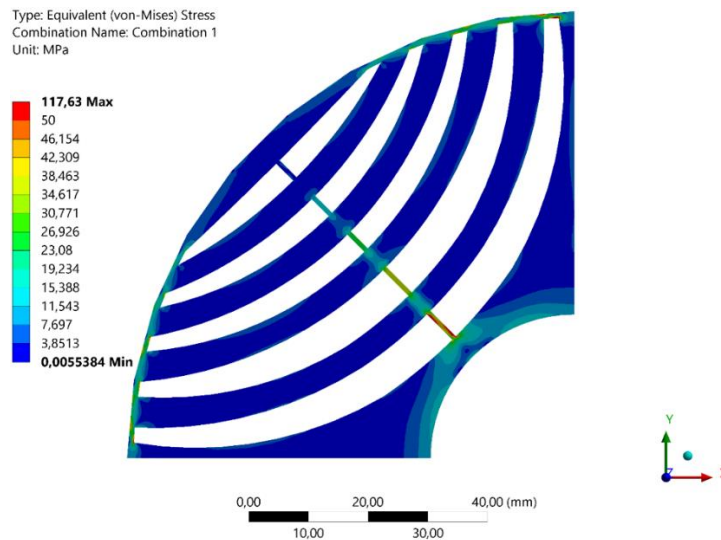


Figura 5.33. *Von-Misses stress* para a geometria rotórica de 5 barreiras de fluxo a 3000 rpm.

5.3. Análise Magnética

Na sequência do que foi dito em 5.1, neste subcapítulo procede-se à análise magnética do motor síncrono de relutância. A motivação desta avaliação surge da necessidade em verificar os impactos da saturação magnética no valor das indutâncias, em função da posição rotórica e do nível de carga. Além do mais, é avaliada a distribuição da densidade de fluxo nos segmentos de ferro e as linhas de campo magnético, segundo o eixo d e q.

Do mesmo modo que foi referido em 4.4.1, a saturação magnética do motor tem fortes influências em L_d e L_q , isto é, reduz significativamente os seus valores. A consequência desta diminuição está implicitamente correlacionada à redução do binário eletromagnético, tal como expressa a equação (2.10).

Por outro lado, está fortemente conotado ao aumento das perdas no ferro da máquina e consequentemente a uma diminuição do rendimento do motor. Para além disso, uma máquina elétrica que esteja no regime de saturação magnética necessitará de absorver grandes quantidades de corrente para obter apenas ligeiros aumentos de binário.

Pelos motivos mencionados anteriormente e com base nas Figuras 5.34 e 5.35 é possível verificar a diminuição do valor de cada uma das indutâncias em detrimento do aumento da carga, para uma determinada posição rotórica.

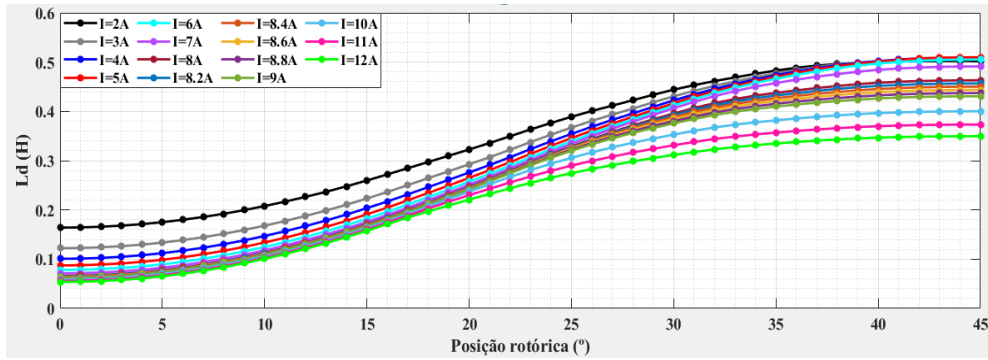


Figura 5.34. Valores da indutância, segundo o eixo d, em função da posição rotórica, para vários regimes de carga.

Por forma a retirar o máximo partido dos resultados da Figura 5.34, é possível utilizar o valor de L_d , para as posições rotóricas de 0° e 45° , para calcular o valor máximo de binário desenvolvido, de acordo com a equação (2.10). Por outro lado, o valor do binário eletromagnético pode ser obtido com recurso à Figura 5.35 e aos valores expressos na Tabela 5.30.

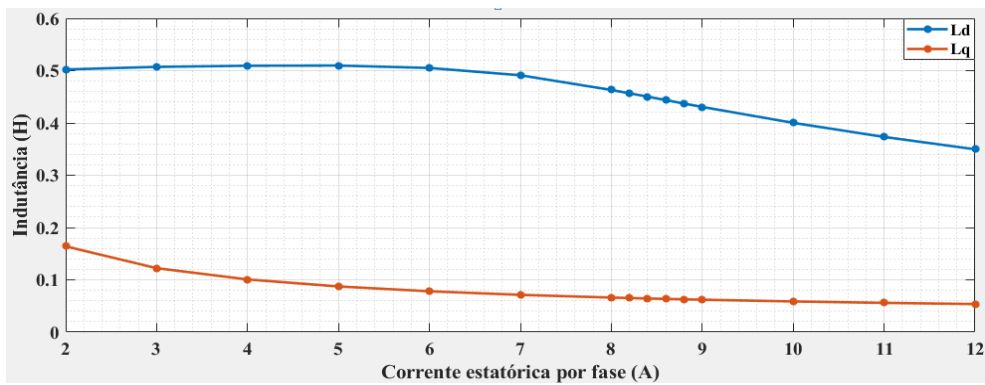


Figura 5.35. Valores da indutância em função da corrente estatórica segundo cada um dos eixos d e q.

Tabela 5.30. Valores de indutância associados à Figura 5.35.

Corrente estatórica por fase (A)	2	3	4	5	6	7	8	8.2
$L_d(H)$	0.5023	0.5072	0.5094	0.5098	0.5052	0.4912	0.4631	0.4567
	8.4	8.6	8.8	9	10	11	12	
	0.4502	0.4437	0.4371	0.4306	0.4002	0.3732	0.3496	
$L_q(H)$	2	3	4	5	6	7	8	8.2
	0.1641	0.1223	0.1008	0.0873	0.0781	0.0713	0.0661	0.0652
	8.4	8.6	8.8	9	10	11	12	
	0.0643	0.0635	0.0627	0.0620	0.0587	0.0560	0.0537	

Com base neste ponto de vista e nos resultados expressos na tabela acima, utilizando os valores de $L_d = 0.4567 H$ e $L_q = 0.0652 H$, para a carga nominal, com recurso à equação (2.10),

procede-se ao cálculo o valor máximo do binário eletromagnético $T_{em-entreferro} = 1.5 \frac{P}{2} (L_{dm} - L_{qm}) I_m^2 \sin(2\theta) = 1.5 * 2 * (0.4567 - 0.0652) * (8.2)^2 * \sin(2 * 60^\circ) = 68.39 Nm$.

Para terminar o assunto relacionado à saturação magnética, é importante salientar o efeito do acoplamento cruzado, abordado em 2.6. Este fenómeno refere que L_d não só depende de I_d , como também de I_q e é reduzido com o aumento desta corrente. Desta forma, no momento em que se determina o valor das indutâncias, há que ter em consideração que as mesmas apresentam uma dependência em relação aos dois eixos.

No que se refere à distribuição da densidade de fluxo no motor, com base na Figura 5.36, é notório que os segmentos apresentam uma densidade de fluxo uniforme, constante e com um valor próximo do joelho da curva de saturação magnética da Tabela 4.7. Além do mais, em comparação com a Figura 4.22, esta geometria apresenta níveis de saturação máximos mais baixos e mínimos mais altos, isto é, há uma maior uniformidade na densidade de fluxo em todo o motor.

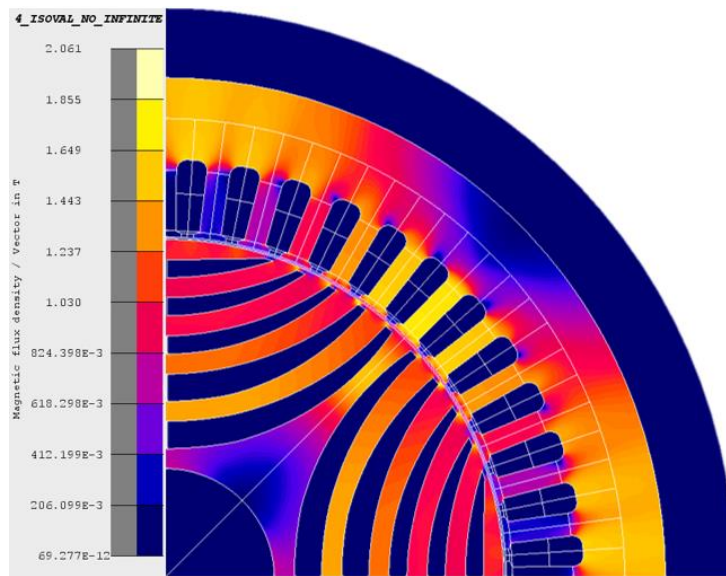


Figura 5.36. Densidade de fluxo magnético segundo o eixo d.

No que remete para soluções de otimização, em alguns casos, pode ser necessário aumentar a dimensão dos segmentos de ferro junto ao veio, para garantir maior integridade mecânica.

Por fim, do mesmo modo que se procedeu em 4.4.1, nas Figuras 5.37 e 5.38 estão demonstradas as linhas de campo magnético, segundo cada um dos eixos.

Relativamente à Figura 5.37 é possível observar que as linhas de campo magnético, impostas pela FMM segundo o eixo d, percorrem toda a superfície polar e que se fecham devidamente. Por outro lado, comparando as Figuras 4.24 e 5.38, conclui-se que a geometria otimizada apresenta um campo magnético, segundo o eixo q, inferior. Desta forma, é possível afirmar que as barreiras da geometria otimizada criam uma maior oposição à travessia de fluxo, permitindo uma minimização do mesmo e conseqüentemente do valor de L_q . Com base nesta afirmação é factível afirmar que existe uma maximização do valor do binário eletromagnético.

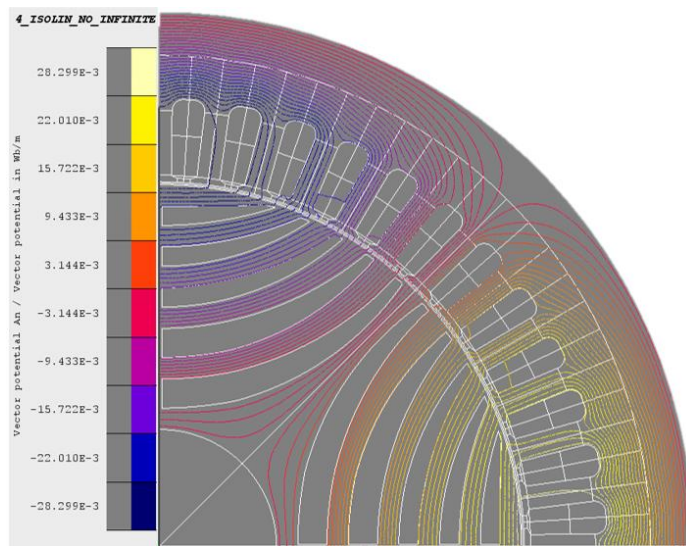


Figura 5.37. Linhas de campo magnético segundo o eixo d.

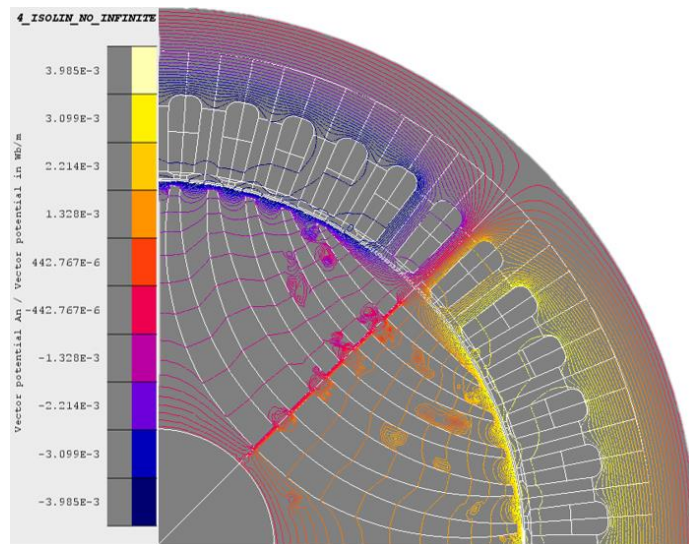


Figura 5.38. Linhas de campo magnético segundo o eixo q.

5.4. Fator de Potência Interno

Após ter sido feita a análise magnética do SynRM, neste subcapítulo é consumado o cálculo do fator de potência aparente, em função do rácio de saliência e do ângulo de fator de potência. De acordo com o que foi estabelecido em 2.2, o fator de potência consiste na eficiência com que a energia elétrica absorvida pelo motor é utilizada.

Um fator de potência baixo exige que o motor absorva mais corrente e que o material magnético fique saturado, aumentando as perdas por efeito Joule e no ferro, respetivamente. As resoluções para estes problemas resumem-se à minimização do fluxo segundo o eixo q e consequentemente a indutância segundo esse eixo. Para isso, recorre-se à inserção de ímanes

permanentes nas barreiras de fluxo, tal como aborda 2.2, por forma a compensar o fluxo segundo o eixo q .

Por todos estes motivos é determinado o fator de potência aparente, à carga nominal, recorrendo à equação (2.7), que expressa a sua dependência em relação ao ângulo de fator de potência (θ), para o mesmo rácio de saliência (ξ).

De acordo com a Figura 5.39 e com a Tabela 5.31, o valor de θ que permite maximizar o fator de potência aparente é $\theta = 70^\circ$ elétricos.

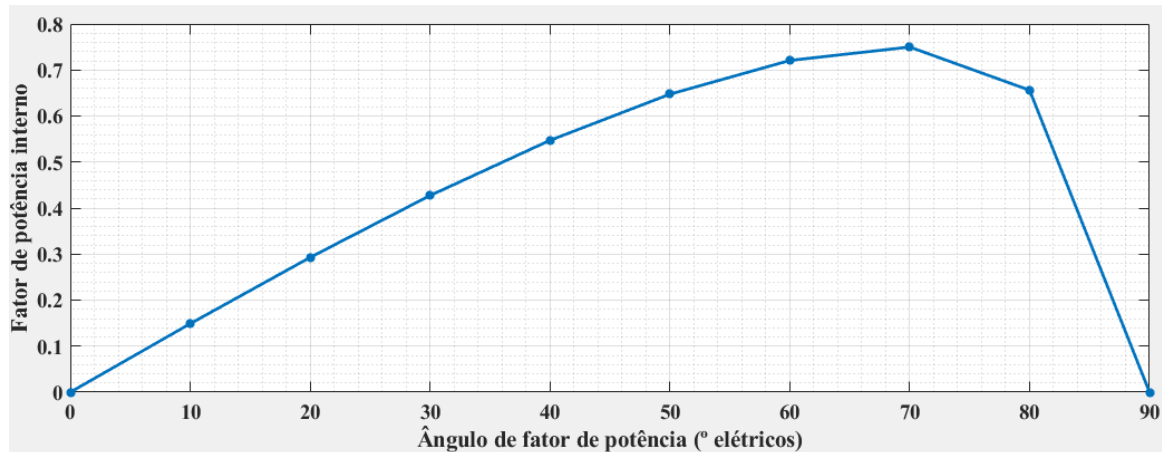


Figura 5.39. Curva do fator de potência interno em função do ângulo de fator de potência.

Tabela 5.31. Valores do fator de potência interno em função do ângulo de fator de potência.

<i>Ângulo de fator de potência ($^\circ$ elétrico)</i>	<i>Fator de potência interno</i>
0	0
10 $^\circ$	0.1488
20 $^\circ$	0.2928
30 $^\circ$	0.4272
40 $^\circ$	0.5471
50 $^\circ$	0.6474
60 $^\circ$	0.7207
70 $^\circ$	0.7499
80 $^\circ$	0.6561
90 $^\circ$	0

No entanto, com base no que foi abordado em 4.5 e na Figura 5.40, o valor que permite maximizar o binário eletromagnético é $\theta = 60^\circ$ elétricos. Por este motivo e pelo facto do fator de potência interno entre estes dois valores angulares apresentarem diferenças consideráveis, procedeu-se à escolha do valor que permite maximizar o binário.

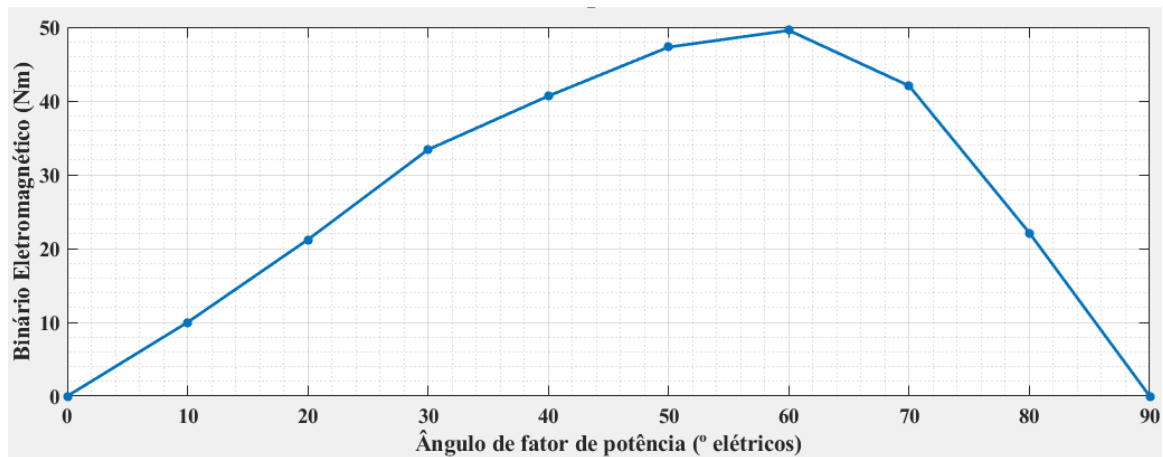


Figura 5.40. Curva do valor médio do binário eletromagnético em função do ângulo de fator de potência.

5.5. Rendimento

Com o intuito de finalizar o estudo do motor síncrono de relutância, que tem vindo a ser feito ao longo deste capítulo, nesta secção são determinadas as suas perdas e, conseqüentemente, o seu rendimento.

No caso do motor síncrono de relutância são quantificadas por perdas por efeito Joule, nos enrolamentos estatóricos, e no ferro no estator e no rotor. Tendo em conta este ponto de vista, tal como foi feito em 4.5.1, procede-se ao cálculo das perdas totais no ferro, isto é, no estator e no rotor e, posteriormente, por efeito Joule com recurso à equação (4.29).

Após ter sido efetuado o cálculo, tal como expressa a Tabela 5.32, o próximo passo consiste em determinar o rendimento com recurso à equação (2.16), de acordo com o que é demonstrado na Tabela 5.33 e na Figura 5.41.

De lembrar que, ao comparar as perdas e o rendimento representadas na Tabela 4.26, com as obtidas nas Tabelas 5.32 e 5.33, é possível constatar que, o modelo otimizado apresenta perdas no ferro superiores. No entanto, para o mesmo nível de carga e velocidade angular ($\omega_r = 157.08 \text{ rad/s}$), desenvolve um binário superior. Desta forma, o motor otimizado apresenta, inevitavelmente, maiores rendimentos do que o motor expresso em 4.5.1.

Tabela 5.32. Caracterização das perdas totais do motor síncrono de relutância.

<i>Corrente estatórica por fase (A)</i>	<i>Perdas totais do motor(W)</i>
2	60.3564
3	113.4346
4	180.0672
5	258.4194
6	343.2872
7	419.4482
8	482.7288
8.2	494.8585
8.4	507.0017
8.6	518.8195
8.8	530.7627
9	542.7306
10	603.0376
11	665.0402
12	729.3320

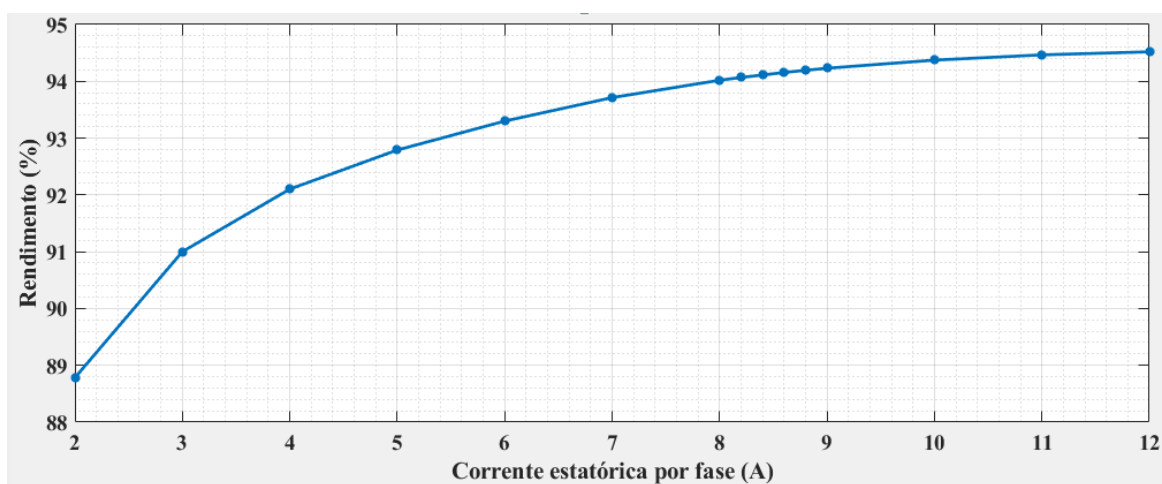


Figura 5.41. Rendimento do motor síncrono de relutância.

Tabela 5.33. Caracterização dos valores do rendimento do motor.

<i>Corrente estatórica por fase (A)</i>	<i>Rendimento (%)</i>
2	88.7832
3	91.0010
4	92.1023
5	92.7900
6	93.2998
7	93.7133
8	94.0192
8.2	94.0676
8.4	94.1115
8.6	94.1551
8.8	94.1942
9	94.2302
10	94.3734
11	94.4656
12	94.5196

6. Conclusão

A ordem de trabalhos desta dissertação, numa primeira fase, focou-se nos motores síncronos mais populares, mais especificamente, na sua importância na indústria e a forma como se distinguem entre si. Deste modo, foram apresentadas as razões pela qual o motor síncrono de relutância é uma excelente solução em detrimento dos motores de relutância comutada e o de ímanes permanentes.

Em seguida, no capítulo 2, foram abordados os princípios básicos de funcionamento de qualquer máquina síncrona de rotor não uniforme, isto é, os fenómenos de relutância e de forças magneto motrizes rotativas, para uma estrutura anisotrópica. Por outras palavras, foi explicado como é criado o binário de relutância. Para além disso, ainda neste capítulo, por forma a analisar os parâmetros de desempenho do SynRM, nomeadamente o valor médio do binário eletromagnético e sua oscilação, o fator de potência interno e rendimento, procedeu-se à dedução das equações que os definem. Para alcançar esse objetivo recorreu-se ao esquema vetorial e equivalente por fase da máquina síncrona clássica.

Prontamente, no capítulo 3, devido à envolvimento de demasiados parâmetros de otimização da geometria rotórica, optou-se por salientar e referir as alterações que maior impacto tinham nos parâmetros de desempenho do motor. De uma forma concisa, o número de barreiras de fluxo, a sua posição, a sua distribuição e a largura das componentes tangenciais e radiais das mesmas.

No que diz respeito ao capítulo 4, projetou-se um motor síncrono de relutância de 7.5 kW, com geometria rotórica anisotrópica transversalmente laminada, tendo por base um estator de um motor de indução, com recurso a uma ferramenta de elementos finitos. De lembrar que, pelo facto de se ter utilizado o estator da máquina assíncrona existiam limitações nas dimensões do SynRM, assim como nas condições nominais impostas pelo mesmo.

Após a criação da geometria rotórica do SynRM, ainda no capítulo 4, procedeu-se à análise eletromagnética do SynRM, que permitiu obter o valor máximo do binário eletromagnético, com recurso ao valor das indutâncias segundo o eixo d (L_d) e q (L_q). Além disso, foi possível analisar a distribuição da densidade de fluxo magnético, as linhas de campo magnético e a variação do valor das indutâncias em função do nível de carga. De outra forma, significa que se avaliou se o motor está a funcionar na zona do joelho da curva de saturação magnética e se o fluxo em cada um dos segmentos do rotor estava devidamente uniformizado. Além do mais, permitiu avaliar a influência da saturação do material magnético no desempenho do motor. Por fim, foram efetuados os estudos relativos às perdas no ferro estatóricas e rotóricas e por efeito Joule nos enrolamentos estatóricos demonstradas pelo SynRM, afim de determinar o rendimento do motor.

Apesar de ser apenas um protótipo do modelo que se obteve no final, para a geometria rotórica com 4 barreiras de fluxo, os resultados das simulações foram meramente satisfatórios, pelo que a distribuição da densidade de fluxo se encontrava devidamente uniformizada, em cada um dos segmentos de ferro. No entanto, a densidade de fluxo em cada um dos segmentos estava abaixo do valor desejado, de cerca de 1.5 T, na curva de saturação magnética.

No que remete para as linhas de campo magnético, relativamente ao eixo q , os resultados obtidos foram pouco satisfatórios, no que se refere à tentativa de minimizar o fluxo segundo esse eixo e conseqüentemente a indutância. Os resultados a retirar daqui remetem, essencialmente, para a necessidade do aumento da componente radial das barreiras de fluxo, por forma a minimizar o fluxo segundo o eixo q . Desta forma, é possível maximizar o valor do binário eletromagnético desenvolvido.

Por outro lado, o binário eletromagnético para além de não apresentar o valor pretendido, associado ao fenómeno explicado anteriormente, demonstra também um valor de oscilação considerável. Tendo em consideração que é o mesmo fenómeno que cria simultaneamente oscilações de binário e no fluxo, o valor das perdas no ferro sofre um acréscimo e, conseqüentemente, há um decréscimo do rendimento do motor. Este fenómeno pode ser atenuado com a minimização da interação entre as ranhuras estatóricas e rotóricas, isto é, através da seleção de um valor de α adequado.

Por fim, no capítulo 5, procedeu-se à otimização dos parâmetros de desempenho, com recurso às soluções de otimização do capítulo 3. De outra forma, concluiu-se que o aumento das componentes radiais das barreiras de fluxo tinha impacto direto no aumento do valor médio e máximo do binário eletromagnético. Além disso, o número de barreiras, para o mesmo rácio de saliência, tem um maior impacto na oscilação do binário, do que propriamente no seu valor. Outra forma de alterar diretamente na oscilação do binário eletromagnético surge da alteração da componente tangencial das barreiras de fluxo e, conseqüentemente, do valor de α .

Com base nestas otimizações, selecionou-se a geometria mais otimizada e procedeu-se à análise mecânica, à análise magnética, ao cálculo do fator de potência aparente e ao seu rendimento.

Em relação à análise mecânica, para as geometrias rotóricas de 4 e 5 barreiras, mais otimizadas, concluiu-se que ambas se enquadravam nos limites de stress mecânico aceitável, aplicado ao motor. Por este motivo, as simulações efetuadas pela WEG vieram demonstrar e avaliar a qualidade do projeto da geometria rotórica.

No que se refere à análise magnética, em concreto, à avaliação da distribuição da densidade de fluxo, tal como havia sido feito no capítulo anterior, os segmentos de ferro apresentaram uma densidade uniformizada. Além disso, ao contrário do que aconteceu para o projeto inicial, a densidade de fluxo apresentou valores mais próximos do valor do joelho da curva de magnetização. Por outro lado, as linhas de campo magnético, segundo o eixo q , são inferiores ao demonstrado no projeto inicial, pelo que é validado o efeito do aumento da componente radial das barreiras de fluxo.

No que diz respeito ao fator de potência interno, é maximizado para um valor de defasamento inicial de corrente de cerca de 70° elétricos. No entanto, as simulações foram realizadas com base $\theta = 60^\circ$ elétricos, porque é o valor que permite maximizar o valor do binário eletromagnético. Tal havia sido abordado no primeiro capítulo, o fator de potência deste tipo de máquinas elétricas é inferior ao motor de indução.

Por fim, no que remete para o cálculo do rendimento, é possível concluir que, uma das grandes vantagens deste motor está na quantidade diminuta de perdas envolvidas. De outra forma,

as perdas envolvidas neste motor são, essencialmente, perdas nos enrolamentos estatóricos e no ferro, tanto no estator, como no rotor. Estabelecendo um termo de comparação com um motor de indução equivalente, este demonstra as mesmas perdas no estator. No entanto, no que se refere ao rotor, não só apresenta as mesmas perdas no ferro, como também apresenta perdas consideráveis nas barras rotóricas, por efeito Joule.

Desta forma, face ao rendimento e à potência que permite desenvolver, o SynRM, é uma ótima solução para várias aplicações, nomeadamente industriais e para veículos elétricos.

7. Trabalhos Futuros

No que se refere ao estudo do motor, tendo em consideração uma possível análise do projeto em 3D, é exequível proceder a uma otimização adicional. Mais concretamente pode minimizar-se a oscilação do binário eletromagnético com recurso ao “rotor skewing”.

Em seguida, para aplicações relacionadas com veículos elétricos, o aumento da temperatura nos enrolamentos e no núcleo magnético associado a arranques frequentes e acelerações é inevitável. Desta forma podem ser alterados os parâmetros elétricos do estator e as características magnéticas do núcleo. Por conseguinte é alterado o desempenho do sistema de controlo e do inversor. Além do mais, o isolamento do enrolamento estatórico pode ser comprometido. Por todos estes motivos, a verificação do comportamento térmico nos vários modos de operação, isto é, no regime transitório e em pontos críticos, tais como arranques e acelerações, devem ser tomados em conta.

Tendo em consideração que este tipo de motores apresenta um fator de potência baixo, pelo que as consequências são o aumento da corrente estatórica por fase, maiores perdas no cobre e maior secção dos condutores, faz sentido atuar no sentido de maximizar este parâmetro.

Por fim e com base em todas estas sugestões anteriores, de acordo com o que foi proposto no início deste projeto, com o apoio da WEG, é viável a conceção do motor síncrono de relutância.

Bibliografia

- [1] Chan CC. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Proceedings of the IEEE*. 2002;90(2):247-75.
- [2] Kothari DP, Nagrath IJ. *Electric Machines*. Fourth Edition ed. New Delhi: McGraw-Hill Offices; 2010. p. 1-3.
- [3] Taghavi S, Pillay P. A Sizing Methodology of the Synchronous Reluctance Motor for Traction Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2014;2(2):329-40.
- [4] Pillay P, Krishnan R. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1991;27(5):986-96.
- [5] Taghavi S. *Design of Synchronous Reluctance Machines for Automotive Applications*. Montreal, Quebec, Canada: Concordia University; 2015.
- [6] Goldberg LH. EV Drive Eletronics Evolve to Support Rare Earth-Free Motor Technologies Digi-Key Eletronics2012 [Available from: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2012/sep/ev-drive-electronics-evolve-to-support-rare-earth-free-motor-technologies>].
- [7] Lee CHT, L. Kirtley J, Angle M. *Switched Reluctance Motor Drives for Hybrid Electric Vehicles*. 2017.
- [8] Bakker S. Tesla Model 3 Motor — Everything I've Been Able To Learn About It (Welcome To The Machine) *Clean Technica*2018 [Available from: <https://cleantechnica.com/2018/03/11/tesla-model-3-motor-in-depth/>].
- [9] Rizk J, Nagrial M, Hellany A. Finite Element Analysis and Design Methodology for High-Efficiency Synchronous Reluctance Motors AU - Mohanarajah, Thushanthan. *Electric Power Components and Systems*. 2018:1-16.
- [10] Wang K, Zhu ZQ, Ombach G, Koch M, Zhang SS, Xu J. Optimal slot/pole and flux-barrier number combination for synchronous reluctance machines. 2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). 2013:1-8.
- [11] Martins CEG. *Motores Síncronos de Relutância com Barreiras de Fluxo e Partida Assíncrona*. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina; 2003.
- [12] Moghaddam RR. *Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design*. Stockholm: Royal Institute of Technology; 2007.
- [13] Taghavi S, Pillay P. A Novel Grain-Oriented Lamination Rotor Core Assembly for a Synchronous Reluctance Traction Motor With a Reduced Torque Ripple Algorithm. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016;52(5):3729-38.
- [14] Moghaddam R. *Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications - Theoretical and Experimental Reevaluation* 2011.
- [15] Bomela XB, Kamper MJ, editors. Effect of machine design on performance of reluctance synchronous machine. *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat No00CH37129)*; 2000 8-12 Oct. 2000.
- [16] Kamper MJ, Van der Merwe FS, Williamson S. Direct finite element design optimisation of the cageless reluctance synchronous machine1996. 547-55 p.
- [17] Fratta A, Troglia GP, Vagati A, Villata F, editors. Evaluation of torque ripple in high performance synchronous reluctance machines. *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*; 1993 2-8 Oct. 1993.
- [18] Rouhani R, Ehsan Abdollahi S, Asghar Gholamian S. Torque ripple reduction of a synchronous reluctance motor for electric vehicle applications2018. 386-91 p.
- [19] Telles EC. *Análise da operação de um motor de indução com enrolamento de dahlander*: Universidade Federal do Rio de Janeiro; 2010.
- [20] WEG. *Manual de Bobinagem Motores Elétricos de Indução*. WEG; 2005. p. 2-15.