



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR
Engenharia

Controlo Vetorial de Motores Síncronos de Relutância

Diogo Melo Bento de Matos

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletromecânica
(2º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor António João Marques Cardoso
Coorientador: Prof. Doutor Davide Sérgio Baptista da Fonseca

Covilhã, outubro de 2014

Agradecimentos

Uma dissertação de mestrado é um trabalho de enriquecimento pessoal e científico decorrente de uma extensa formação académica. Deste modo, reúne um diverso conjunto de meios e contribuintes, cujo agradecimento é sempre escasso face à importância que realmente tiveram.

Assim, gostaria de começar por expressar a minha gratidão à Universidade da Beira Interior, por todo o conhecimento que me ofereceu ao longo de todo o meu percurso universitário. Em particular, gostaria de destacar todos os docentes que de alguma forma se cruzaram no meu percurso académico, enfatizando os docentes do Departamento de Engenharia Eletromecânica e áreas auxiliares, pelo vasto saber transmitido. Gostaria também de expressar, desde já, o meu apreço a todas as pessoas afetas ao Laboratório de Sistemas Eletromecatrónicos e ao Centro de Investigação em Sistemas Eletromecatrónicos pelos meios, condições e disponibilidade com que me acolheram.

Paralelamente, pelo relevo que determinadas personalidades tiveram durante esta etapa final, gostaria de salientar algumas pessoas pelo maior contributo que tiveram na realização deste trabalho.

Os meus mais sinceros agradecimentos ao Professor Doutor António João Marques Cardoso pela oportunidade concedida de realizar este trabalho tão decisivo para a minha formação profissional. A ele gostaria de agradecer também a sua pronta motivação, tal como todo o apoio prestado em termos de meios e condições para a realização desta dissertação.

Ao Professor Doutor Davide Sérgio Baptista da Fonseca apresento uma palavra especial de apreço, pela disponibilidade e prontidão na resolução de qualquer assunto ou questão científica, tal como todos os conhecimentos passados ao longo dos anos no leccionamento das suas unidades curriculares.

Expresso também a minha gratidão ao Doutor Jorge Oliveira Estima, por toda a orientação e apoio concedido ao longo do trabalho, tal como por todos os momentos de ajuda e descontração vividos ao longo dos últimos tempos no mesmo espaço de trabalho.

Quero ainda manifestar um agradecimento especial aos meus pais, José Carlos Varandas Matos e Alda Isabel Lopes Bento Matos, irmãos, Ana de Melo Bento de Matos e Tomás Melo Bento de Matos, a toda a minha família, que são um dos meus maiores suportes, pelo apoio, atenção, alegria e conforto dados.

Para finalizar, gostaria ainda de agradecer a todos os amigos e colegas de faculdade e laboratório que de alguma forma contribuíram para a execução desta dissertação. Por meio de diversas ações e atividades permitiram manter-me focado e motivado ao longo destes meses.

Diogo Melo Bento de Matos

Resumo

Recentemente, os motores síncronos de relutância (SynRM) tornaram-se sérios competidores em relação aos motores de indução e aos motores síncronos de ímanes permanentes. O aparecimento de novas configurações geométricas rotóricas e o desenvolvimento das áreas de controlo e eletrónica de potência permitiram melhorar o desempenho do SynRM numa larga gama de velocidades, obtendo simultaneamente valores elevados de rendimento e de densidade de potência. Além disso, o princípio de funcionamento, assente na relutância magnética, faz com que estes motores exibam características mecânicas muito mais vantajosas.

Perante isto, o presente trabalho tem como intuito o estudo de um acionamento baseado num SynRM. A estratégia de controlo aplicada ao acionamento baseia-se no controlo vetorial por orientação de campo rotórico, tendo como objetivo a implementação e análise da estratégia de maximização do binário por ampere (MTPA). O trabalho encontra-se alicerçado num detalhado estudo desenvolvido em ambiente de simulação computacional recorrendo a modelos matemáticos apropriados. Assim, numa fase inicial, são apresentadas as principais características, princípio de funcionamento, aplicações e o atual estado de investigação sobre este tipo de motor. Em seguida, é apresentada uma descrição dos elementos que compõem o acionamento, referenciando-se o modelo matemático do SynRM e a teoria associada ao controlo vetorial utilizada na operação do mesmo. Posteriormente, são expostos resultados de simulação e experimentais obtidos para a validação do modelo matemático. Por último, é analisada a estratégia de controlo MTPA desenvolvida, tendo em conta os efeitos da saturação magnética e das perdas no ferro no controlo do motor, na perspetiva de maximização do seu rendimento.

Palavras-chave

Motor síncrono de relutância, controlo vetorial, estratégia MTPA, saturação magnética, perdas ferromagnéticas.

Abstract

Recently, synchronous reluctance motors have become serious competitors against induction motors and permanent magnet synchronous motors. The emergence of new rotor geometric configurations and the developments in the areas of power electronics and control have improved the performance of SynRM in a wide range of speeds, reaching simultaneously high efficiency and power density values. Furthermore, the operating principle based on the magnetic reluctance allows this motor type to exhibit much more advantageous mechanical characteristics.

Therefore, the present work aims to study a drive based on SynRM. The control strategy applied to the drive is based on the rotor field oriented control, aiming to the implementation and analysis of the maximum torque per ampere (MTPA) strategy. The work comprises a detailed computational study using mathematical models. Thus, initially, the main features, principle of operation, applications and the current state of art regarding this motor type are present. Then, a description of the drive elements is performed, addressing the SynRM mathematical model and theory associated to the vector control used on the drive. Afterwards, the obtained simulation and experimental results for the mathematical model validation are shown. Finally, the developed MTPA control strategy is analyzed, taking into account the effects of the magnetic saturation and the iron losses into the motor control, in order to maximizing its efficiency.

Keywords

Synchronous reluctance motor, vector control, MTPA strategy, magnetic saturation, iron losses.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Aspectos Gerais dos Motores de Relutância	2
1.1.1	Classificação	2
1.1.2	Evolução dos Motores de Relutância e dos seus acionamentos	2
1.2	Motor Síncrono de Relutância	4
1.2.1	Caraterísticas Construtivas	4
1.2.2	Princípio de Funcionamento	6
1.2.3	Aplicações	7
1.3	Trabalhos Anteriores e Estado da Arte	8
2	Descrição do Accionamento	13
2.1	Fonte de Alimentação Trifásica	13
2.2	Retificador	13
2.3	Filtro Capacitivo	14
2.4	Inversor	14
2.5	Motor Síncrono de Relutância	15
2.5.1	Modelo Matemático	15
2.5.2	Transformações de Park	17
2.6	Sensor de Velocidade	17
2.7	Sistema de Controlo	18
2.7.1	Controlador de Velocidade	18
2.7.2	Controlo Vetorial por Orientação do Campo Rotórico	19
2.7.3	Controladores de Corrente	20
3	Simulação e Validação Experimental do Accionamento	23
3.1	Descrição do Modelo	23
3.1.1	Motor Síncrono de Relutância	23
3.1.2	Bloco de Controlo	24
3.1.3	Definição da corrente i_d^*	26
3.2	Simulação e Validação Experimental do Modelo	27
3.2.1	Análise da Potência de Entrada do SynRM	27
3.2.2	Análise do Rendimento do SynRM	29
4	Análise Computacional da Estratégia MTPA no Accionamento	31
4.1	Definição da corrente i_d^* na estratégia MTPA	31
4.2	Simulação Computacional e Análise da Estratégia MTPA	32
4.2.1	Análise da Potência de Entrada do SynRM	32
4.2.2	Análise do Rendimento do SynRM	34
5	Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros	37
5.1	Conclusões	37
5.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	37

A	Caraterísticas do SynRM e Identificação de Parâmetros para Modelação Computacional	43
A.1	Parâmetros do SynRM	44
A.2	Identificação de Parâmetros para a Modelação Computacional do SynRM	44
A.2.1	Parâmetros Mecânicos	44
A.2.2	Parâmetros Elétricos	45
B	Parâmetros Usados na Simulação	51
B.1	Parâmetros Configurados nos Blocos do Acionamento	51
B.2	Parâmetros de Controlo e Tempos de Amostragem	52

Lista de Figuras

1.1	Tipos de estrutura rotórica do SynRM [1].	5
1.2	Rendimento e perdas do SynRM [10].	7
1.3	Aplicação do SynRM num misturador industrial [10].	8
1.4	Aplicação do SynRM na indústria têxtil [10].	8
1.5	SynRM da KSB em testes numa indústria [9].	9
1.6	Aplicação do SynRM num sistema de bombagem industrial [9].	9
2.1	Esquema de um acionamento de um SynRM.	13
2.2	Esquema de um retificador não controlado de onda completa.	14
2.3	Esquema de um inversor trifásico com IGBT's.	15
2.4	Circuitos equivalentes do SynRM considerando as perdas de ferro no referencial rotótico síncrono.	16
2.5	Esquema do sistema de controlo.	18
2.6	Esquema do controlador de velocidade.	19
2.7	Princípio de funcionamento do controlo de corrente por histerese.	20
3.1	Modelo utilizado na simulação do acionamento do SynRM.	23
3.2	Representação do bloco do modelo do SynRM desenvolvido.	24
3.3	Representação do bloco correspondente ao controlo vetorial por orientação de campo rotórico.	24
3.4	Bloco referente ao controlador PI.	25
3.5	Representação do bloco "Controlador de Histerese".	25
3.6	Representação esquemática da instalação experimental.	27
3.7	Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 1500 rpm.	27
3.8	Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 1200 rpm.	28
3.9	Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 900 rpm.	28
3.10	Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 600 rpm.	28
3.11	Rendimento do SynRM em função da corrente de alimentação para 1500 rpm.	29
3.12	Rendimento do SynRM em função da corrente de alimentação para 1200 rpm.	29
3.13	Rendimento do SynRM em função da corrente de alimentação para 900 rpm.	30
3.14	Rendimento do SynRM em função da corrente de alimentação para 600 rpm.	30
4.1	Evolução da corrente i_d^* com a corrente i_q^* em termos da estratégia MTPA proposta.	32
4.2	Varição da corrente do SynRM com o binário de carga aplicado para os dois métodos de controlo MTPA considerados.	32
4.3	Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 1500 rpm	33
4.4	Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 1200 rpm	33
4.5	Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 900 rpm	33
4.6	Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 600 rpm	34
4.7	Rendimento do SynRM em função do binário de carga para 1500 rpm.	34

4.8	Rendimento do SynRM em função do binário de carga para 1200 rpm.	34
4.9	Rendimento do SynRM em função do binário de carga para 900 rpm.	35
4.10	Rendimento do SynRM em função do binário de carga para 600 rpm.	35
A.1	SynRM e dinamômetro.	43
A.2	Analizador de potência digital e controlador do dinamômetro.	43
A.3	Inversor.	44
A.4	Curva da velocidade mecânica durante o teste de desaceleração natural obtida através do osciloscópio.	45
A.5	Dados experimentais do teste de desaceleação natural realizado e respectiva curva modelada.	46
A.6	Esquema de ligações definido para a medição das indutâncias síncronas do SynRM.	46
A.7	Valores das indutâncias síncronas em função da corrente.	48
A.8	Evolução da resistência das perdas no ferro em função da velocidade mecânica e binário de carga.	49

Lista de Tabelas

3.1	Resultados experimentais.	26
A.1	Parâmetros relativos ao controlo.	44
A.2	Momentos de inércia das partes móveis do sistema motor-carga.	45
A.3	Valores de L_d e respetivos valores medidos para o seu cálculo.	47
A.4	Valores de L_q e respetivos valores medidos para o seu cálculo.	47
A.5	Resultados experimentais obtidos e cálculos intermédios para a identificação do valor de R_c	48
B.1	Parâmetros configurados no bloco da fonte de alimentação trifásica.	51
B.2	Parâmetros configurados no bloco do retificador trifásico.	51
B.3	Parâmetros configurados no bloco do filtro capacitivo.	51
B.4	Parâmetros configurados no bloco do inversor.	51
B.5	Parâmetros configurados no bloco do filtro capacitivo.	52
B.6	Parâmetros utilizados no controlo.	52
B.7	Parâmetros relativos aos tempos de amostragem.	52

Lista de Acrónimos

AC	<i>Alternating Current</i> - Corrente Alternada
DC	<i>Direct Current</i> - Corrente Contínua
DTC	<i>Direct Torque Control</i> - Controlo Direto de Binário
FOC	<i>Field Oriented Control</i> - Controlo Vetorial por Orientação de Campo
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> - Transístor Bipolar de Porta Isolada
MI	Motor de Indução
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transístor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor
MTPA	<i>Maximum Torque Per Ampere</i> - Máximo Binário por Ampere
PI	Propocional-Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Impulso
RFOC	<i>Rotor Field Oriented Control</i> - Controlo Vetorial por Orientação de Campo Rotórico
SynRM	<i>Synchronous Reluctance Motor</i> - Motor Síncrono de Relutância
UBI	Universidade da Beira Interior
θ_e	Posição angular elétrica do sistema de eixos (rad)
θ_m	Posição angular mecânica do rotor (rad)
ω_{re}	Velocidade angular elétrica no rotor (rad/s)
ω_r	Velocidade angular mecânica no rotor (rad/s)
B_m	Coefficiente de atrito viscoso (Nms/rad)
i_a, i_b, i_c	Correntes estatóricas (A)
i_d, i_q	Correntes estatóricas em eixo $dq0$ com referência no rotor (A)
J	Momento de inércia ($kg.s^2/rad$)
L_d, L_q	Indutâncias em eixo $dq0$ (H)
N	Velocidade de rotação mecânica (rpm)
p	Número de pares de pólos do motor
P_{copper}	Potência de perdas no cobre (W)
P_{in}	Potência à entrada do motor (W)
P_{iron}	Potência de perdas no ferro (W)
P_m	Potência de perdas mecânicas (W)
P_{out}	Potência à saída do motor (W)
R_c	Resistência simbólica das perdas no ferro (Ω)
R_s	Resistência dos enrolamentos estatóricos (Ω)
T_e	Binário eletromagnético desenvolvido pelo motor (Nm)
T_k	Binário constante de atrito de carga residual (Nm)
T_L	Binário de carga (Nm)
v_a, v_b, v_c	Tensões estatóricas (V)
v_d, v_q	Tensões estatóricas em eixo $dq0$ (V)
V_{R_c}	Tensão aplicada à resistência representativa das perdas no ferro (V)

Capítulo 1

Introdução

As máquinas elétricas rotativas consistem em sistemas eletromagnéticos e eletromecânicos de conversão de energia que têm contribuído fortemente para o desenvolvimento e crescimento da sociedade. A capacidade singular de se transformar energia mecânica em elétrica (funcionamento em modo gerador) e energia elétrica em mecânica (funcionamento como motor) possibilita a aplicação destas máquinas num amplo número de situações, satisfazendo as mais diversas necessidades.

Na generalidade das utilizações existe a necessidade destas máquinas apresentarem um elevado rendimento da conversão de energia e uma vida útil longa, sem com isto aumentarem as exigências de manutenção ou avarias. Estas premissas levaram a profundas transformações na área das máquinas elétricas rotativas e dos seus próprios acionamentos ao longo das últimas décadas, contabilizando-se hoje diversos sistemas que se distinguem pelos distintos princípios de funcionamento e características. Paralelamente, aspetos ambientais e energéticos têm também interferido no aperfeiçoamento das máquinas de modo a que se tornem cada vez mais eficientes e com características mais vantajosas. Este último ponto tem uma ligação direta com o atual panorama energético, onde aproximadamente 50% de toda a energia elétrica utilizada na Europa é consumida por motores elétricos.

Desde modo, nos últimos anos tem-se evidenciado um interesse crescente sobre as máquinas de relutância, que exibem uma estrutura simples e robusta, onde as exigências de manutenção são muito reduzidas e os níveis de rendimento são relativamente elevados. Além disso, os baixos custos de fabrico, a elevada fiabilidade, a facilidade de construção e a reciclabilidade, tornam-nas extremamente atrativas.

Em particular, dentro desta classe de máquinas tem-se dado recentemente grande atenção aos motores síncronos de relutância (SynRM), pelas suas características e desempenho quando confrontados com outros motores de corrente alternada. O surgimento de novas configurações geométricas do rotor, com elevadas razões de saliência, permitiu melhorar o desempenho deste tipo de motores, pelo aumento do seu rendimento, densidade de potência e fator de potência. No mesmo sentido, os sucessivos desenvolvimentos nas áreas de controlo e eletrónica de potência, com repercussões nos acionamentos elétricos, permitem a operação do SynRM numa larga gama de velocidades, atingindo-se elevados rendimentos de uma forma simples e económica.

Tomando o que foi mencionado em consideração, o principal objetivo desta dissertação é o estudo, desenvolvimento e análise de uma estratégia de controlo vetorial aplicada a acionamentos de corrente alternada de velocidade variável baseados em motores síncronos de relutância, visando a maximização do rendimento da máquina para as suas condições de funcionamento. O processo de desenvolvimento e implementação do sistema de conversão de energia e respetiva estratégia de controlo encontra-se alicerçado num detalhado estudo em ambiente de simulação computacional recorrendo a modelos matemáticos apropriados.

A contextualização de todo o trabalho é efetuada numa parte introdutória onde são abordados os motores de relutância, com um foco particular sobre o motor síncrono de relutância. Este ponto compreende ainda uma revisão bibliográfica sobre o SynRM, com menção dos trabalhos mais relevantes sobre o assunto.

Numa segunda parte é apresentada uma descrição dos elementos constituintes do acionamento, enfatizando-se a modelação matemática do SynRM e a teoria respeitante ao controlo vetorial que é utilizado no controlo do mesmo.

No Capítulo 3 descreve-se o modelo de simulação do acionamento, analisando-se e discutindo-se o funcionamento das diversas partes do mesmo, com especial atenção sobre o bloco de controlo. Além disso, é efetuada uma detalhada avaliação entre o modelo de simulação e os ensaios experimentais, sendo expostos diversos dados relativos ao controlo do acionamento que possibilitam a comparação e validação do modelo desenvolvido.

No Capítulo 4, é efetuado um detalhado estudo sobre a estratégia de controlo de maximização do binário por ampere (MTPA - *Maximum Torque per Ampere*) e os efeitos de saturação magnética e das perdas no ferro em termos do controlo, de forma a maximizar o rendimento da máquina.

Finalmente, no Capítulo 5 são expostas as conclusões mais importantes do trabalho desenvolvido, enfatizando a importância do mesmo, a par da sugestão de propostas de trabalhos a serem desenvolvidas no futuro.

1.1 Aspectos Gerais dos Motores de Relutância

1.1.1 Classificação

Os motores de relutância são máquinas cujo funcionamento assenta exclusivamente sobre o princípio de relutância magnética. Significa isto que são suprimidos mecanismos de excitação eletromagnética ou ímanes permanentes comuns em outras máquinas síncronas, potenciando-se características e rendimentos superiores em relação a estas. Além disso, o princípio de operação resulta em máquinas com uma construção simples, de reduzida manutenção e com um preço inferior às mais convencionais.

As máquinas de relutância podem subdividir-se basicamente em três subclasses: motor de relutância variável comutado (*Switched Reluctance Motor* - SRM), motor síncrono de relutância (*Synchronous Reluctance Motor* - SynRM) e motor de passo.

O SRM apresenta uma estrutura distinta dos mais tradicionais motores, exibindo um estator e um rotor de pólos salientes. Além disso, o estator possui também enrolamentos sobre os pólos (enrolamentos concentrados), que ao serem alimentados através de controladores eletrónicos de potência permitem o funcionamento da máquina. O motor de passo apresenta uma constituição idêntica, diferindo do SRM pelos métodos de controlo, desempenho e campo de aplicações.

Por sua vez, o SynRM apresenta uma constituição diferente das máquinas anteriores. O estator é composto por um enrolamento distribuído em oposição aos enrolamentos concentrados usados no SRM. Adicionalmente, ainda que o rotor possa ter pólos salientes tal com o SRM, existem outras configurações que exploram a geometria anisotrópica característica deste elemento constituinte [1][2].

1.1.2 Evolução dos Motores de Relutância e dos seus acionamentos

Os motores de relutância são máquinas muito antigas. A teoria subjacente a estas máquinas data mais de um século, assistindo-se somente nas últimas duas décadas a um renovado interesse sobre as mesmas. Ao longo dos anos a atenção sobre este tipo de máquinas recaiu essencialmente

sobre o SRM, sendo apenas recente o interesse sobre o SynRM, que em termos de desenvolvimento se encontra distante do SRM.

No geral, os desenvolvimentos dos motores de relutância foram justificados principalmente pela sua estrutura simples e robusta, a par das reduzidas exigências de manutenção. Além disso, o custo acessível, a elevada fiabilidade, a fácil construção e a total reciclabilidade tornavam-nos extremamente atrativos.

No caso particular do SynRM, as publicações e trabalhos de pesquisa sobre esta máquina datam desde 1920. Embora na época já se lhe reconhecesse um enorme potencial, face à superioridade evidenciada matematicamente em comparação com outros motores, foi desconsiderado durante um longo período, pela incoerência com os resultados experimentais obtidos [2]. As diferenças advinham basicamente do ineficiente funcionamento do controlo sobre a máquina e determinados aspetos construtivos afetos à mesma, sendo estes os primeiros parâmetros de estudo quanto ao SynRM.

A estrutura rotórica do SynRM sofreu significativas modificações e transformações ao longo dos anos, existindo historicamente um vasto conjunto de configurações da mesma. As geometrias mais antigas consistiam em estruturas com pólos salientes de reduzidas razões de saliência, afetando, por isso, o fator de potência e rendimento da máquina. A evolução para estruturas laminadas exibindo ranhuras, funcionando estas como zonas de barreira ao fluxo magnético ou efeito de saliência, permitiram obter razões de saliência superiores, que melhoraram expressivamente o desempenho do motor.

Além disso, até aos anos 70 (século XX), as máquinas eram projetadas para arranques diretos a partir da rede, o que atrasou a evolução do rotor pela obrigatoriedade de se estabelecer um compromisso entre o arranque assíncrono, mediante a inclusão de gaiolas, e o desempenho síncrono. Esta situação que afetava diretamente o rendimento da máquina viria a ser resolvida nos anos 80 (século XX), com os sucessivos desenvolvimentos na área de controlo e da eletrónica de potência dos acionamentos elétricos, congregados em conversores que facilitaram a operação do SynRM. Atendendo à vasta área de exploração e aos aspetos precedentes, ainda hoje se verificam intensos estudos neste campo [1]-[4].

Os mais recentes estudos sobre o SynRM têm-se focado principalmente em aspetos relativos ao controlo e à modelação matemática computacional, pelas reconhecidas vantagens quando comparados com ensaios físicos.

Nas soluções de controlo, onde um grande conjunto de parâmetros pode ser identificado e analisado, subsistem diferentes tipos e técnicas suscetíveis de serem adotados. O controlo vetorial baseado no controlo de campo orientado (FOC) e o controlo direto de binário (DTC) são as estratégias de controlo usadas na maior parte das aplicações de velocidade variável, existindo inúmeras referências na literatura corrente. No mesmo sentido surgem estratégias de controlo que tentam otimizar o funcionamento da máquina. Neste âmbito, a estratégia de maximização do binário por ampere é uma das mais atrativas, uma vez que maximiza os valores de binário e rendimento atingidos. Paralelamente, o controlo com recurso à utilização ou não de sensores de velocidade/posição tem também apresentado um forte desenvolvimento, devido ao custo associado a estes acessórios [5].

A par do controlo, a modelação matemática é um dos recursos que tem ganho um enorme ênfase na investigação. Esta tem contribuído para a resolução de incontáveis problemas, nomeadamente de controlo, sem a necessidade de uma intervenção física que possa danificar as máquinas. Quanto mais complexa a modelação melhores correspondências se geram entre a parte computacional e física, sempre com a agravante do tempo e esforço computacional. Note-se, no entanto, que a complexidade do modelo pode ser observada sob diferentes pontos

de vista, quer do próprio modelo e parâmetros do motor quer ao nível do controlo estudado de forma computacional. Ao nível da máquina, os detalhes centram-se na contabilização das perdas no núcleo ferromagnético e da saturação magnética. O campo de ação do controlo é mais extenso, já que pode incluir um grande número de variáveis [1][5][6].

1.2 Motor Síncrono de Relutância

1.2.1 Características Construtivas

A maioria dos aspetos construtivos do SynRM é baseada em tecnologias bastante conhecidas. A carcaça, a caixa de ligações, o estator, os enrolamentos e as chumaceiras são idênticas ao de qualquer motor de corrente alternada convencional, independentemente de ser assíncrono ou síncrono. A estrutura estatórica é genericamente composta por um núcleo laminado de chapas de material ferromagnético tratado termicamente, com o objetivo de reduzir as perdas por histerese e correntes parasitas. Cada chapa apresenta ainda ranhuras distribuídas ao longo da parte interior, onde posteriormente são alojados os enrolamentos trifásicos, tipicamente distribuídos.

Comparado com os convencionais motores de corrente alternada, o rotor é o principal elemento diferenciador. Em linhas gerais, este caracteriza-se por apresentar um núcleo de material ferromagnético de geometria anisotrópica que origina uma relutância magnética variável no rotor. Consequentemente, quando este é magnetizado, esta característica permite direcionar o campo magnético numa direção específica.

Do vasto número de anos de estudo sobre o rotor, como referido no ponto 1.1.2, surgiram diferentes tipos de configuração. No geral, todas as estruturas têm o propósito de criar um efeito de relutância magnética mínima, eixo direto (eixo d), e um sentido perpendicular, eixo de quadratura, com relutância magnética superior (eixo q). Desta forma, a generalidade das estruturas caracteriza-se pela remoção de quantidade consideráveis de material ferromagnético do rotor, de modo a criarem-se barreiras à passagem de fluxo em determinadas direções. A disposição e geometria das barreiras são fundamentais no funcionamento deste motor, já que estas determinam a corrente de magnetização e a produção de binário. A Figura 1.1 ilustra algumas das configurações mais simbólicas das estruturas do rotor.

O rotor de pólos salientes é basicamente o tipo de rotor utilizado nos SRM. A sua principal vantagem reside na facilidade de fabrico, a par da robusta estrutura. Porém, as reduzidas diferença e razão entre as indutâncias L_d e L_q afetam determinadamente o desempenho da máquina, como será descrito, em pormenor, mais adiante.

O projeto do rotor de barreiras de fluxo, tal como o de pólos salientes, é também uma estrutura muito antiga. Esta estrutura foi construída em torno da gaiola de esquilo, responsável pelo arranque assíncrono, e portanto, impossibilitada de atingir relações entre indutâncias significativas.

Os rotores anisotrópicos laminados axialmente e transversalmente/radialmente (rotor de segmentos isolados) são estruturas mais complexas e modernas. Embora ambos exibam desempenhos superiores aos anteriormente mencionados, o rotor axial laminado é, em geral, o que exhibe melhor desempenho, mesmo com as comprovadas maiores perdas por correntes de Foucault.

A estrutura do rotor axial laminado é composta por conjuntos de lâminas sobrepostas e dispostas axialmente em torno do veio, sempre isoladas entre si. O posicionamento das lâminas é

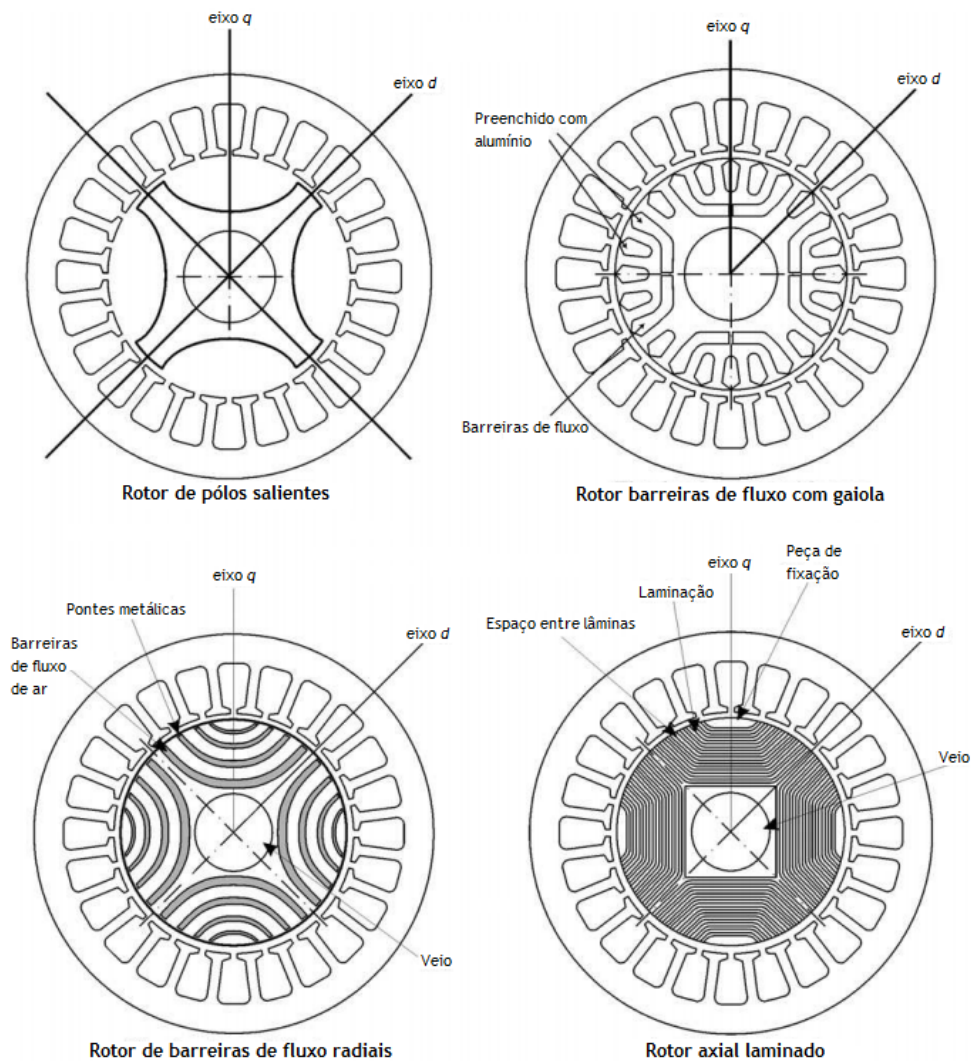


Figura 1.1: Tipos de estrutura rotórica do SynRM [1].

tipicamente suportado pelo aparafusamento das mesmas à secção central do veio, que assegura a sua fixação. Este tipo de construção é no entanto de difícil execução, face à complexidade envolvida em todo o projeto mecânico. Adicionalmente, uma estrutura mecânica aparafusada afeta a resistência da mesma, limitando por isso a velocidade angular máxima da máquina.

Por seu turno, o rotor de segmentos isolados é tipicamente formado por um conjunto de chapas dispostas ao longo do veio, contendo ranhuras, que funcionam como barreiras à passagem de fluxo. A configuração, ainda que de muito mais fácil fabrico que o rotor axial laminado, exhibe, porém, algumas debilidades. Estas focam-se, sobretudo, na capacidade de resistência aos esforços sofridos pela estrutura rotórica, face à dinâmica dos movimentos em ações de velocidade variável. Assim, a fim de se aumentar a sua resistência mecânica, é comum a inclusão de pequenas pontes metálicas entre as barreiras de fluxo dos segmentos, ou então, o preenchimento destes espaços com material plástico ou epóxi.

Muito embora sejam resolvidos aspetos quanto à rigidez, refira-se, porém, que a colocação de pontes metálicas entre as barreiras de fluxo usualmente induz fluxos de dispersão. Além disso, em situações de elevada rotação, poder ocorrer um excedente de tensão que provoque a cedência do material ferromagnético. O aumento da espessura das pontes pode colmatar esta ocorrência, todavia, sempre com a agravante de um aumento do fluxo de dispersão e

consequente aumento da corrente de magnetização necessário para atingir um determinado binário. O principal problema associado ao preenchimento das ranhuras com materiais que reforcem a rigidez prende-se com o aumento de massa adicionado ao rotor, que implica um aumento dos momentos de inércia da máquina [1]-[4].

1.2.2 Princípio de Funcionamento

Contrariamente à maioria dos motores que competem com o SynRM e que se baseiam no princípio de reação, o princípio de funcionamento inerente ao SynRM assenta na relutância magnética. Além de ser uma propriedade que o torna distinto, este funcionamento implica que a conceção do SynRM seja muito própria e característica.

A corrente de alimentação dos enrolamentos do estator é responsável por todo o funcionamento do SynRM. Quando a máquina é alimentada por um sistema trifásico e equilibrado de correntes sinusoidais, é produzido um campo magnético girante no entreferro, ao mesmo tempo que ocorre a magnetização do rotor, onde pólos magnéticos são induzidos de forma não permanente. Com o rotor magnetizado, o sentido de menor relutância do rotor (eixo d) esforçar-se-á para se alinhar e acompanhar o campo aplicado, de modo a minimizar a relutância no circuito magnético. Por outras palavras, o binário é produzido no entreferro sempre que o vetor campo aplicado e o sentido de maior condutividade magnética do rotor não estejam alinhados.

Note-se, no entanto, que embora o campo magnético gerado pelo estator e o sentido de menor relutância do rotor girem em sincronismo, existe sempre um desfasamento entre eles em termos de análise vetorial. Este desfasamento é geralmente denominado de ângulo de carga, sendo dependente tanto da inércia mecânica do próprio motor como do binário de carga aplicado.

Face ao mencionado, é perceptível que o binário depende fortemente das relutâncias dos eixos d e q do rotor. Assim, quanto maior for a diferença entre as reatâncias do eixo direto (X_d) e do eixo de quadratura (X_q), maior será o binário produzido. Este facto pode também ser analisado do ponto de vista da diferença das indutâncias L_d e L_q , pelo carácter meramente indutivo do circuito.

O facto de o campo magnético gerado no entreferro ser exclusivamente produzido pelo fluxo magnético do estator, significa que uma expressiva quantidade de corrente reativa é absorvida pelo motor. Isto tem repercussões diretas sobre o fator de potência da máquina, sendo que quanto menor for a razão entre as reatâncias X_d e X_q , ou indutâncias L_d ou L_q , menor será este fator. Em outras palavras, com razões de saliência (X_d/X_q ou L_d/L_q) elevadas, são praticamente eliminadas as dificuldades associadas ao fator de potência.

Neste tipo de máquina, a inexistência de enrolamentos de excitação elimina as perdas por efeito de Joule vistas do lado do rotor. Este aspeto resulta numa menor temperatura no interior do motor, e naturalmente, num aumento da durabilidade dos diversos órgãos mecânicos que o constituem. Em sentido oposto, a magnetização do rotor através da corrente de alimentação, resulta num ligeiro aumento destas perdas no lado do estator. Em termos gerais, ainda assim, verifica-se um aumento do rendimento do SynRM em comparação com outras máquinas [1][3][7][8]. A Figura 1.2 retrata esta mesma situação, exibindo a par do rendimento, a distribuição e origem das perdas entre um motor de indução e um motor síncrono de relutância.

Além do que foi mencionado, existem também determinados aspetos de ordem prática que podem interferir no funcionamento da máquina. A saturação magnética, as indutâncias de fuga ou dispersão, as perdas no ferro e o efeito de ranhura são alguns dos fenómenos mais típicos a ser tomados em consideração [1].

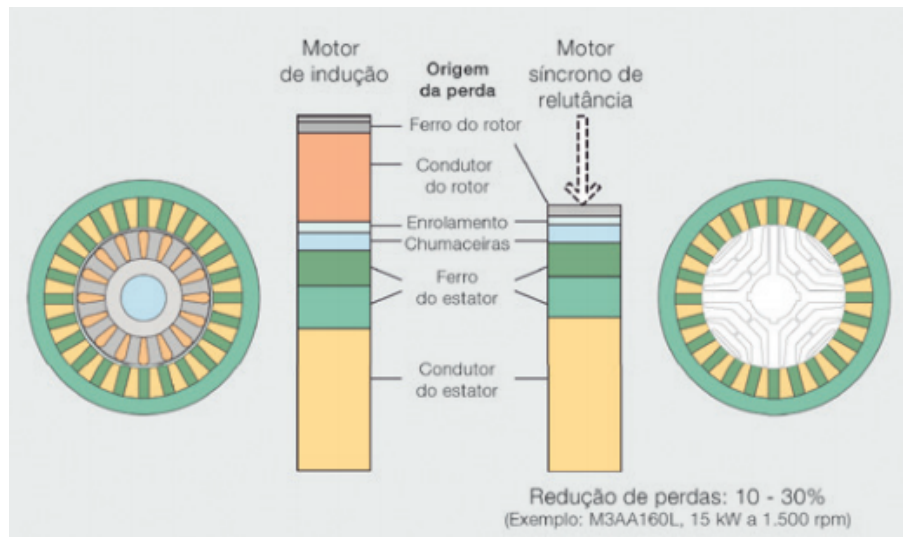


Figura 1.2: Rendimento e perdas do SynRM [10].

A saturação magnética refere-se à não linearidade entre a intensidade de campo e a densidade de fluxo magnético sobre os materiais ferromagnéticos. O eixo d do rotor do SynRM é particularmente sensível a este efeito, devido à dominância de ferro neste sentido.

As indutâncias de fugas, no caso particular do SynRM, manifestam-se apenas sobre o estator, já que é onde se alojam os únicos enrolamentos deste motor. A ocorrência deste fluxo de dispersão é devido, na sua maior parte, às ranhuras e aos topos das bobinas dos enrolamentos. Embora o efeito interfira no funcionamento da máquina, em termos da afetação do desempenho da mesma, este parâmetro é pouco significativo.

As perdas nos núcleos ferromagnéticos do SynRM, similarmente a outras máquinas elétricas, advêm de duas fontes, correntes de Foucault ou correntes parasitas e perdas por histerese. As perdas por correntes de Foucault no SynRM consistem nas perdas provocadas pelas correntes induzidas nos materiais ferromagnéticos que o compõem, quando este está sujeito ao fluxo magnético de origem estatórica. Paralelamente, as perdas de histerese são uma consequência da energia utilizada na orientação dos domínios magnéticos dos materiais que compõem os núcleos ferromagnéticos. Face a isto, estas perdas podem ter um forte impacto no desempenho da máquina, estando a sua minimização subordinada a aspetos construtivos do motor.

O efeito de ranhura, resultante da interação entre a estrutura rotórica e as ranhuras do estator, é outro dos aspetos com influência sobre o desempenho do SynRM. Este fenómeno exhibe-se principalmente sob a forma de uma ligeira oscilação do binário, podendo ser minorado através de um adequado projeto das barreiras de fluxo da estrutura rotórica.

1.2.3 Aplicações

As propriedades eletromecânicas do SynRM e o potencial de poupança energético conseguido pelo seu elevado rendimento, mesmo em cargas e velocidades diferentes das nominais, tornam este motor apropriado nas mais variadas utilizações.

No que diz respeito às áreas de aplicação, o SynRM demonstra aplicabilidade em sistemas de conversão de energia e em múltiplas indústrias, como são caso das indústrias mineira, química, alimentar, têxtil, papel e celulose, embalagem, entre outras.

Concretamente, na indústria alimentar os SynRM são encontrados em misturadores (Fig. 1.3), máquinas de engarrafamento e rotulagem. Na indústria de embalagem são utilizados em má-

quinas de empacotamento, sistemas de armazenagem automática e manipuladores robóticos (máquinas pick-and-place). Na indústria têxtil são empregues em todos os tipos de máquina para o tratamento de fios e tecidos de acabamento (Fig. 1.4), tais como, cardadores, máquinas de torção, máquinas de texturização, máquinas de acoplamento, máquinas de elevação, máquinas de corte, máquinas de escovar, etc. [9][10]. Refira-se, no entanto, que embora algumas utilizações estejam associadas a determinados segmentos da indústria, estas não são limitadas nem exclusivas dos mesmos.



Figura 1.3: Aplicação do SynRM num misturador industrial [10].



Figura 1.4: Aplicação do SynRM na indústria têxtil [10].

Unidades de bombagem (Fig. 1.5 e 1.6) [5][9]-[11], ventilação [9][10], tração elétrica [5][12] e elevação (gruas) [9][10], compõem outros dos domínios onde o SynRM tem sido implementado.

1.3 Trabalhos Anteriores e Estado da Arte

Nas últimas duas/três décadas, um amplo conjunto de publicações tem sido exposto sob a discussão de diversos conteúdos relativos ao desempenho do acionamento do SynRM, demonstrando



Figura 1.5: SynRM da KSB em testes numa indústria [9].



Figura 1.6: Aplicação do SynRM num sistema de bombagem industrial [9].

o seu enorme potencial. Na literatura existente encontram-se revisados alguns trabalhos genéricos que debatem matérias ligadas ao acionamento do SynRM de forma simples [1][3], porém, são trabalhos mais específicos aqueles que ocupam maior volume e relevo científico, pela sua profundidade sobre determinados assuntos respeitantes à máquina síncrona de relutância.

Em 1991, T. A. Lipo apresentou um resumo histórico e uma detalhada comparação entre diversos tipos de motor (motor de indução, motor de ímanes permanentes, motor de relutância comutado, motor síncrono de relutância e motor síncrono de relutância assistido por ímanes), com o intuito de demonstrar as capacidades do SynRM. Particularmente, enunciou os principais aspetos construtivos e de funcionamento de cada máquina, em paridade com uma análise matemática que confirmava a superioridade do SynRM em relação ao motor de indução (MI), concretamente no que se refere à produção de binário [2].

Como consequência do trabalho descrito por T. A. Lipo, registaram-se intensos desenvolvimentos acerca de diversas áreas ligadas ao SynRM, na tentativa de fazer corresponder os

resultados práticos aos resultados teóricos.

Diferentes pesquisas identificaram que formas eficazes de melhorar o comportamento do SynRM era através da otimização do projeto estrutural e do processo de fabrico, onde se incluem a configuração do rotor, a distribuição dos enrolamentos no estator e as características dos materiais que compõem a máquina em geral [2][4][13]-[15].

Especificamente, T. Matsuo e T. A. Lipo demonstraram, convenientemente, que a estrutura rotórica afeta significativamente o funcionamento do SynRM, pela influência dos parâmetros geométricos do projeto do rotor sobre a produção de binário e o fator de potência da máquina. A validação do estudo pressupôs uma detalhada análise das características geométricas rotóricas, tendo sido aplicados métodos de elementos finitos na otimização de uma estrutura projetada [4].

A mesma conclusão foi apresentada em [16], indicando que o rotor do SynRM deveria apresentar elevada anisotropia, a fim de se alcançar um desempenho idêntico a outras máquinas síncronas. No entanto, o principal foco do trabalho foi um estudo comparativo através de elementos finitos entre um rotor convencional de barreiras de fluxo e três configurações de rotores com ímãs permanentes colocados no interior das barreiras de fluxo (PMASynRM). O propósito do estudo de SynRMs com uma certa quantidade de ímãs permanentes deve-se ao aumento da densidade de binário e do fator de potência obtidos em relação à máquina original. J.-H. Lee e I.-K. Lee demonstraram o elevado desempenho do PMASynRM, após um acentuado estudo dos rendimentos do SynRM e do PMASynR [17].

Mais recentemente, novos tipos de rotor têm também sido estudados, na tentativa de solucionar problemas mecânicos e de estabilidade em situações de média e elevada rotação [13][14]. Em [13], mais uma vez pela aplicação de métodos de elementos finitos, foi analisado e validado o comportamento de uma nova estrutura rotórica em termos de estabilidade para aplicações de média velocidade. Através dos mesmos métodos, em [14] foi projetado um rotor de dois pólos adequado a elevadas velocidades de rotação. A estrutura rotórica projetada, caracterizada pela integração de ímãs dentro de um núcleo de material não magnético, serviu de estudo à construção de dois protótipos, analisados em diferentes gamas de potência.

Outra forma de otimização do desempenho do SynRM são as ações de controlo suscetíveis de ser aplicadas ao mesmo. O setor tem tido o contributo de um grande número de pesquisadores e investigadores, dispersos ao longo dos anos, que desenvolveram e desenvolvem trabalhos sobre um diverso conjunto de fatores (algoritmos, estratégias, etc.).

Quanto aos tipos de algoritmo de controlo aplicados ao SynRM, o FOC e o DTC identificam-se como as principais áreas de investigação. Relacionado com isto, distintas estratégias de controlo podem estar associadas aos algoritmos, sendo que em [1], [6] e [18], se apresentam reunidas e detalhadamente analisadas algumas das mais frequentemente solicitadas em ações de controlo. Ainda em adição ao mencionado, o estudo de modelos considerando o efeito da saturação magnética e/ou perdas no ferro têm sido outra área profundamente tratada, pela aproximação dos modelos de simulação ao funcionamento físico da máquina. Particularmente, em [19], foi apresentado um estudo detalhado sobre o efeito da saturação magnética sobre o controlo de máquinas de relutância, verificando-se que a consideração de modelos ideais não predizem as respostas transitórias da máquina com suficiente precisão.

Unidades de controlo com elevado rendimento baseadas no algoritmo DTC são relatadas em [5], [20], [21] e [22]. Concretamente, em [21], estudou-se um processo *online* para a procura do ponto de operação que maximiza o binário por ampere. O mesmo algoritmo de controlo foi exposto em [22], contudo, com base num esquema de controlo para uma operação em máxima potência, protagonizado pela combinação de diversos objetivos. Segundo indicado, este mesmo

esquema de controle pode ser estendido ao controle FOC.

Por sua vez, o controle FOC é referido em [1], [5], [11], [12], [18] e [23]-[35]. A aplicação do controle vetorial num SynRM foi apresentada considerando os efeitos de saturação magnética e perdas ferromagnéticas. A pesquisa evidencia a influência dos elementos supracitados sobre o desempenho da máquina, tal como a sua interferência sobre o ângulo ótimo para o controle vetorial. Além disso, constatou-se que um modelo de primeira ordem incorporando as perdas no ferro e a saturação no eixo d , através de uma resistência e uma equação, respetivamente, permite produzir um modelo com razoável previsão do comportamento da máquina física [24].

Mais tarde, T. Matsuo *et al.* apresentaram um esquema de controle para otimização do rendimento de SynRMs. O processo envolvia um método *online* na procura da combinação das componentes da corrente em eixos d e q que fornecia menor potência de entrada [35].

Em [11] foi estudada a estratégia de controle MTPA sob o controle FOC, considerando a saturação magnética e as perdas no ferro. No processo foi estabelecida uma equação entre o binário e a corrente no eixo d , que maximiza o rendimento do acionamento. Posteriormente ao estudo em ambiente de simulação, foi validado todo o trabalho experimentalmente em laboratório.

Em [25] é apresentado um método *online* de maximização do rendimento do SynRMs considerando o efeito da saturação magnética cruzada estimada *online* ou *offline*. Além disso, o processo envolveu um novo modo de cálculo das correntes em eixo d e q que minimizavam as perdas. Uma otimização deste processo foi realizada posteriormente em [26], caracterizada pela melhoria da estimação da indutância no procedimento *online*.

T. Lubin *et al.* apresentaram também um controle *online* de otimização do rendimento. No processo, em paridade com o controle vetorial, foi implementado o algoritmo de busca de Fibonacci com o objetivo de procurar do valor de corrente estatórica em eixo d que minimizasse a potência elétrica absorvida [36].

Uma extensão do controle vetorial a aplicações de tração foi apresentado em [12], estudando-se a viabilidade de um controlado aplicado a um SynRM assistido por ímanes permanentes no contexto de veículos elétricos híbridos. A pesquisa envolveu uma estratégia de controle MTPA, a par da contabilização das variações de determinados parâmetros do motor (indutâncias e densidades de fluxo dos ímanes permanentes).

Do extenso conjunto de estudos realizados sobre o controle do SynRM até ao momento, verifica-se que apenas foram referidos controles em malha fechada. Todavia, diferentes métodos de controle em circuito aberto, ou controle *sensorless*, têm igualmente sido propostos. A inexistência de sensores de posição permite eliminar os custos associados ao componente, a par da supressão do ruído e espaço adicional que este elemento usualmente necessita.

Entre os métodos de controle sem utilização de sensor, distinguem-se essencialmente dois tipos de técnicas na estimativa do posicionamento do rotor. Uma das técnicas utiliza sinais de corrente ou tensão, de elevada frequência, para a estimação da posição do rotor [31]-[33]. Contudo, note-se que o método apenas é adequado para reduzidas velocidades de rotação, já que grande parte destes métodos não utiliza parâmetros associados ao motor.

Opostamente, o outro processo de estimação da posição baseia-se na componente fundamental da tensão ou corrente [28]-[30][37][38]. Neste, devido à amplitude das grandezas medidas, a solução é muito mais adequada a situações de média e elevada rotação. Note-se, contudo, que o método deve utilizar parâmetros inerentes ao motor na estimação da posição, devendo ser precisos a fim de se garantir uma correta identificação do posicionamento do rotor.

O impacto da saturação magnética cruzada sobre ações de controle levou P. Guglielmi *et al.* a estudarem este efeito num controle sem sensores de um SynRM com rotor de laminação transversal. Como consequência da saturação, grandes erros podem surgir no cálculo de po-

sição, sendo compensados no estudo através de esquema de controlo misto (injeção de ondas portadores e força eletromotriz estimada) [38].

Como apontado anteriormente, certos métodos de controlo requerem o conhecimento de parâmetros relacionados com a máquina. Neste âmbito, destacam-se os valores de indutâncias nos eixos do rotor e a resistência representativa das perdas ferromagnéticas na máquina, que têm sido medidos através de processos mais ou menos complexos [23][39][40]. Refira-se também que os mesmos parâmetros podem servir de estudo a uma melhor compreensão do comportamento funcional de aspetos intrínsecos à máquina.

Em [39], os autores apresentaram um método para o cálculo de características em regime transitório e estacionário do SynRM, considerando perdas ferromagnéticas e a saturação magnética. O estudo incide particularmente no SynRM de rotor segmentado, sendo feitas medições das indutâncias, L_d e L_q , e da resistência equivalente de perdas ferromagnéticas.

H. V. Khang *et al.* propuseram também um novo método de medição de resistências e indutâncias segundo os eixos d e q , utilizando para isso um regulador de corrente PI que se atualiza durante a operação do acionamento [23]. Contrariamente, em [40], pela importância da redução do esforço computacional em termos de controlo, foi apresentado um novo método *offline* de cálculo de indutâncias, compreendendo perdas no ferro e saturação magnética.

No que diz respeito aos fabricantes de SynRMs e respetivos acionamentos, podemos indicar as empresas KSB e a ABB como os principais intervenientes. Estas empresas têm à disposição um grande número de máquinas para diferentes gamas de velocidades de rotação e potências. Por exemplo, a ABB oferece máquinas entre as potências de 1.1 e 350 kW, enquanto a KSB possui uma gama compreendida entre 0.15 e 315 kW, isto para as mais variadas velocidades de rotação. Além disso, refira-se que tanto a KSB como a ABB apresentam duas versões de máquinas, uma de elevado rendimento e outra de elevada potência de saída. Em termos de conversores eletrónicos de potência, embora ambos os fabricantes utilizem técnicas de controlo *sensorless*, a ABB utiliza algoritmos de controlo DTC enquanto a KSB algoritmos de controlo FOC [9][10].

Capítulo 2

Descrição do Accionamento

Os accionamentos de motores elétricos são fundamentais nos dias de hoje, sobretudo em aplicações de velocidade variável. A sua execução é no entanto complexa, envolvendo uma série de componentes básicos, tais como uma fonte de alimentação trifásica, uma ponte retificadora trifásica a diodos, um inversor trifásico, um sistema de controlo e o próprio motor a ser accionado. Uma representação esquemática de um accionamento de um SynRM é apresentada na Figura 2.1.

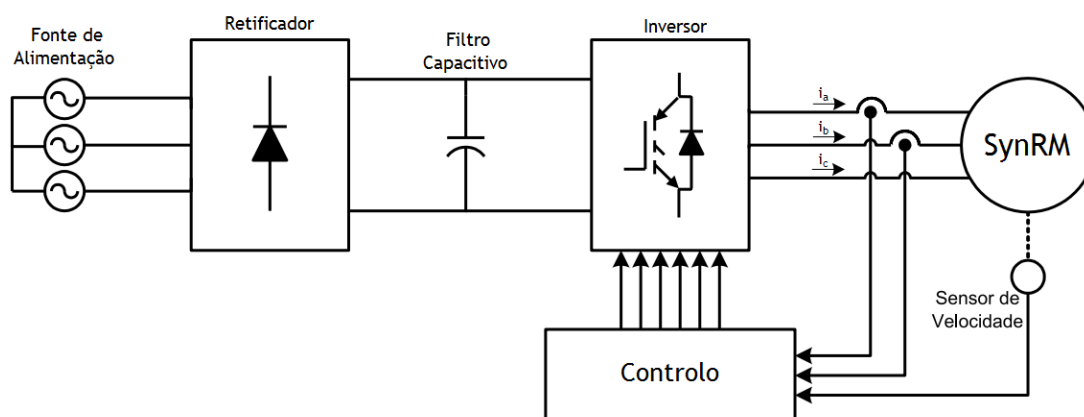


Figura 2.1: Esquema de um accionamento de um SynRM.

2.1 Fonte de Alimentação Trifásica

A fonte de alimentação trifásica é o dispositivo responsável pelo provimento de energia elétrica ao sistema. A rede elétrica é um bom exemplo de uma fonte de alimentação, fornecendo uma tensão alternada trifásica com valor eficaz praticamente constante. Além disso, em casos específicos podem-se aplicar autotransformadores, para efeitos de variação dos níveis de tensão.

2.2 Retificador

No estágio intermédio do conversor de potência é necessário uma fonte de tensão contínua. Para isso, e tendo em consideração que o accionamento é alimentado através de uma fonte de tensão alternada trifásica, é necessário um circuito retificador na conversão AC-DC.

A diversidade de dispositivos semicondutores existentes, associados às possíveis configurações de ligação dos mesmos, permite com que os retificadores possam categorizar-se de distintas formas. Segundo o número de fases da fonte de tensão alternada de entrada, os retificadores podem ser monofásicos ou trifásicos. Conforme a seleção dos semicondutores, os retificadores podem ser não comandados, semicomandados ou totalmente comandados, afetando a capacidade dos valores de tensão à saída poderem ser variáveis ou constantes. Ao nível da tipologia de

ligação podem mencionar-se a retificação de meia-onda e de onda completa, que se distinguem, respetivamente, pela não retificação e retificação do semiciclo negativo da tensão alternada de entrada.

O retificador mais comum utilizado em aplicações de acionamento são os retificadores trifásicos não controlados de onda completa. Estes utilizam díodos como elemento retificador, conectados numa tipologia em ponte completa, tal como ilustrado na Figura 2.2. A configuração adotada e os semicondutores utilizados permitem assim retificar todo o ciclo de tensão alternada da fonte de alimentação e proporcionar uma tensão de saída com valor médio constante com oscilações minoradas.

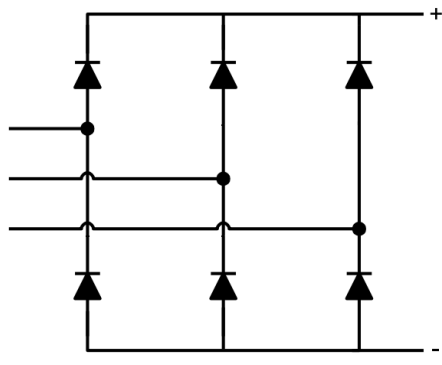


Figura 2.2: Esquema de um retificador não controlado de onda completa.

As retificações de meia onda são usualmente evitadas neste tipo de aplicação. O facto de a corrente média de entrada apresentar um valor médio não nulo, pela não retificação do semiciclo negativo das fases da fonte de alimentação, pode implicar a magnetização e saturação de determinados elementos do circuito, com efeitos adversos sobre o sistema. Além disso, a tensão de saída ainda que seja contínua, apresenta maior índice de oscilações, o que se revela igualmente desvantajoso para o acionamento.

2.3 Filtro Capacitivo

A tensão contínua resultante do processo de retificação apresenta por norma ligeiras oscilações que podem ser atenuadas a fim de se melhorar o desempenho do acionamento. A estabilização do valor de tensão no barramento DC é conseguida pela aplicação de um filtro capacitivo, que pode ser constituído por um ou mais condensadores de preferência de elevada capacidade, a fim de minorar as oscilações.

2.4 Inversor

Os inversores são circuitos que convertem potência a partir de uma fonte DC, como um barramento DC, numa saída AC com uma tensão/corrente e frequência de saída específicas. Entre os inversores podem-se distinguir os de fonte de tensão e fonte de corrente, que se diferenciam pela fonte de alimentação de entrada em tensão ou corrente, respetivamente.

Os inversores trifásicos são tipicamente compostos por seis dispositivos semicondutores de potência, com o mesmo número de díodos em antiparalelo para efeitos de proteção do sistema, conforme ilustrado na Figura 2.3. Os dispositivos de comutação utilizados podem ser simples

tiristores ou quaisquer outros semicondutores, como transistores de potência, estando a escolha dependente quer das características dos próprios semicondutores, tais como capacidade de potência e velocidade de comutação, quer da aplicação, valores nominais e condições de operação.

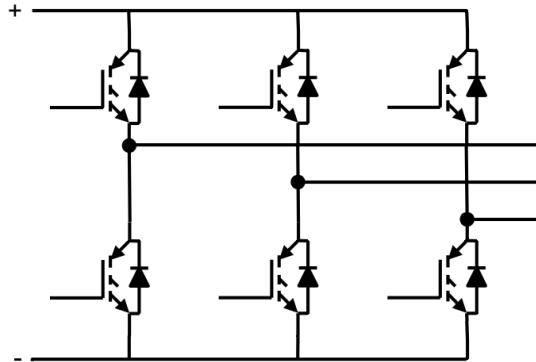


Figura 2.3: Esquema de um inversor trifásico com IGBT's.

No setor industrial, nomeadamente na área dos acionamentos, os dispositivos semicondutores mais utilizados são os transistores de potência MOSFET e os IGBTs. O MOSFET é um transistor usado em acionamentos de reduzida potência e corrente, no entanto capaz de operar a elevada frequência de comutação. Por sua vez o IGBT é adequado para aplicações de reduzida e média potência, no entanto, com velocidades de comutação significativamente inferiores às do MOSFET.

2.5 Motor Síncrono de Relutância

2.5.1 Modelo Matemático

A fim de se realizar um detalhado estudo teórico sobre o acionamento baseado no motor síncrono de relutância, é fundamental o desenvolvimento de um adequado modelo matemático da máquina que descreva o seu funcionamento. A implementação do modelo deve portanto possibilitar a caracterização do comportamento da máquina e a medição de determinados parâmetros com uma relativa precisão.

O modelo matemático do motor síncrono de relutância é semelhante ao das máquinas síncronas convencionais de excitação eletromagnética. No entanto, o funcionamento baseado unicamente no princípio da relutância magnética elimina a excitação no rotor, ou seja, o binário da máquina é apenas produzido em virtude da relutância do circuito magnético rotórico anisotrópico.

De forma a aumentar o desempenho do modelo, torna-se fundamental a consideração de parâmetros não ideais, tais como a saturação magnética e as perdas no núcleo ferromagnético, que influenciam significativamente o comportamento da máquina e conseqüentemente o seu controlo. Um método para contabilizar o efeito da saturação magnética do núcleo ferromagnético consiste em assumir que as indutâncias em eixo $dq0$ são dependentes das correntes nas mesmas coordenadas. Por sua vez, o efeito das perdas no núcleo ferromagnético pode ser considerado na modelação através da adição de uma resistência R_c , inserida em paralelo com o ramo de magnetização do circuito equivalente da máquina síncrono de relutância em eixos $dq0$ [1][11][24]. A Figura 2.4 ilustra os circuitos equivalentes do SynRM no referencial rotórico

síncrono adotados ao longo deste trabalho, onde se encontram compreendidas as perdas no ferro.

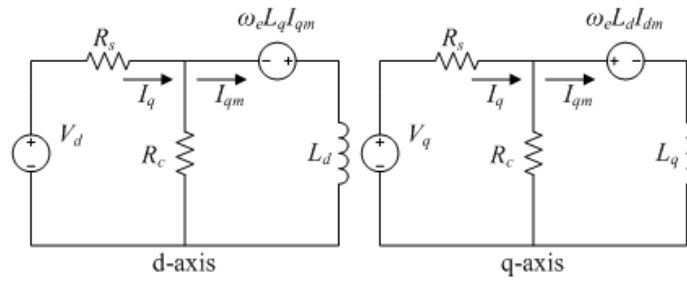


Figura 2.4: Circuitos equivalentes do SynRM considerando as perdas de ferro no referencial rotótico síncrono.

Face ao referido, desprezando, porém, as perdas por correntes de Foucault e assumindo que o rotor não contém um enrolamento amortecedor, as equações das tensões nos enrolamentos do estator em eixos $dq0$ no referencial síncrono do rotor do motor síncrono de relutância são dadas por:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_{re} L_q i_{qm} \quad (2.1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_{re} L_d i_{dm} \quad (2.2)$$

Das equações 2.1 e 2.2 é possível derivar as equações de estado que permitem construir um modelo dinâmico e completo do SynRM:

$$\frac{di_{dm}}{dt} = \frac{v_d - R_s i_d + \omega_{re} L_q i_{qm}}{L_d} \quad (2.3)$$

$$\frac{di_{qm}}{dt} = \frac{v_q - R_s i_q - \omega_{re} L_d i_{dm}}{L_q} \quad (2.4)$$

O binário eletromagnético desenvolvido pelo motor é dado por:

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_{dm} i_{qm} \quad (2.5)$$

Esta expressão no entanto pode ser reescrita em termos do ângulo do vetor de corrente em ordem ao eixo d , resultando:

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i^2 \sin(2\delta) \quad (2.6)$$

onde δ representa o ângulo do vetor espacial da corrente em relação ao eixo d da máquina e i a magnitude do vetor da corrente.

Por sua vez, o binário eletromecânico resultante da equação mecânica de movimento é dada por:

$$T_e = J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r + T_L \quad (2.7)$$

onde J_m representa a constante de inércia do motor, B_m o coeficiente de atrito viscoso e T_L o

binário de carga.

Por fim, a frequência e posição angulares elétricas são obtidas através de:

$$\omega_{re} = p\omega_r \quad (2.8)$$

$$\theta_{re} = p\theta_r \quad (2.9)$$

2.5.2 Transformações de Park

Uma forma simples de analisar o SynRM em termos de modelo matemático, é considerando um sistema de referência rotativo e síncrono, fixo no rotor, em substituição das coordenadas de fase. As equações descritas no modelo de coordenadas de fase abc são significativamente complexas, pela não linearidade e dependência do tempo. Por sua vez, a consideração do referencial rotativo $dq0$ possibilita a redução das variáveis em estudo, devido ao sincronismo do sistema referencial com o rotor, simplificando das equações que regem o motor mas mantendo a equivalência dos modelos. Além disso, a supressão de variáveis permite acelerar o processo de cálculo numérico envolvido nas simulações computacionais, auxiliando a implementação do sistema de controlo.

A transformação de variáveis de estado de um referencial estacionário abc em coordenadas rotativas $dq0$ é conseguida mediante a aplicação da matriz de transformação de Park definida por:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{re}) & \cos(\omega_{re} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_{re} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_{re}) & -\sin(\omega_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_{re} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Note-se que a fim de se garantir a reversibilidade entre os dois sistemas de correntes elétricas, a transformada apresenta uma componente homopolar.

Em sentido inverso, as variáveis de estado do sistema de referência estacionário abc podem ser obtidas a partir das componentes rotativas $dq0$ utilizando a matriz de transformação:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{re}) & -\sin(\omega_{re} - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega_{re} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_{re} - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega_{re} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_{re} + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.6 Sensor de Velocidade

A eficácia dos acionamentos está dependente da forma como são medidas determinadas variáveis que permitem averiguar o contínuo e correto funcionamento do motor. A velocidade de rotação mecânica do motor é muito utilizada em ações de controlo, onde a medição do parâmetro pode ser efetuada por meio de um sensor de velocidade.

O conhecimento da posição do rotor é também importante em algumas situações. A determinação deste parâmetro pode ser efetuada diretamente através da aplicação de um sensor de posição, que embora seja de simples implementação, acarreta um custo. Paralelamente, existindo um sensor de velocidade e consequentemente conhecendo-se o perfil de velocidade da máquina, pela integração da mesma em relação ao tempo, é também possível calcular a posição do veio do motor.

A utilização do sensor de posição permite também medir indiretamente a velocidade de rotação do veio do motor, pelo cálculo da derivada temporal do sinal da posição, porém com um erro em termos relativos superior ao registado no cálculo da posição.

2.7 Sistema de Controlo

Conforme o serviço e o tipo de máquina a ser acionada, a unidade de controlo do acionamento possibilita a aplicação de diferentes métodos de controlo. Um tipo de estratégia de controlo habitualmente utilizada é o controlo vetorial, onde se insere o controlo de orientação de campo (FOC), que se caracteriza pelo elevado nível de desempenho. Este método permite controlar independentemente a componente da corrente que origina a produção de binário e a componente da corrente que induz o campo magnético.

No presente trabalho, o controlo do SynRM é realizado segundo a técnica de controlo vetorial com controladores de corrente de histerese. Concretamente é utilizado o controlo de orientação de campo do rotor (RFOC), que se define pelo alinhamento do vetor espacial do fluxo do rotor com o sentido de menor relutância do mesmo. Além disso, é ainda estudada a técnica de maximização do binário por ampere (MTPA), que visa a maximização do rendimento da máquina para as suas condições de funcionamento.

O sistema de controlo global é complexo, reunindo uma parte de controlo de velocidade e outra de controlo da corrente de alimentação do motor. A primeira tem a função de regular a velocidade de rotação mecânica do motor de acordo com a velocidade de referência pretendida. Por sua vez, o controlo de corrente tem a capacidade de comando dos sinais aplicados sobre os semicondutores do inversor. Uma representação esquemática do sistema de controlo aplicado é apresentado na Figura 2.5.

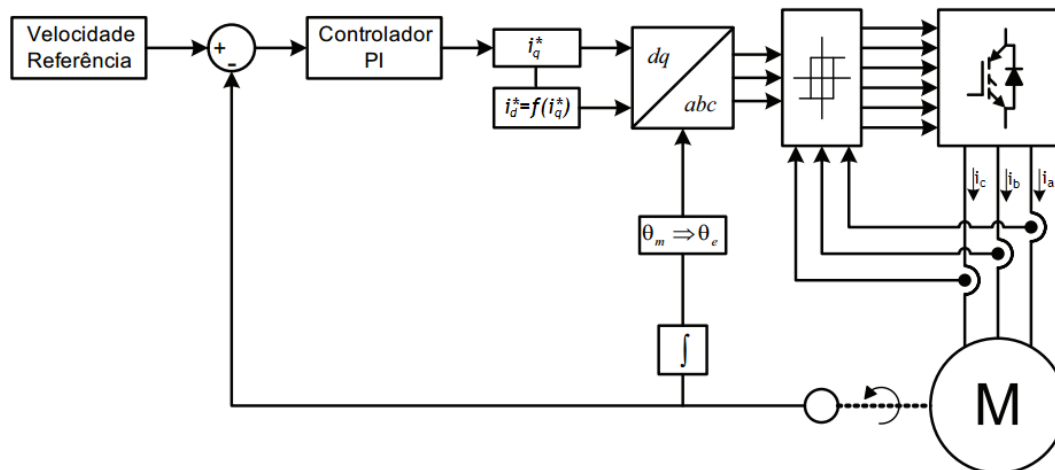


Figura 2.5: Esquema do sistema de controlo.

2.7.1 Controlador de Velocidade

O controlador de velocidade tem a função de adequar a velocidade de rotação mecânica do motor à velocidade de referência estabelecida, por meio da geração um sinal de comando com repercussão sobre o motor. No processo aplicado, é indispensável o uso de um sensor de velocidade, pelo facto de o sistema de comando funcionar em malha fechada, tal como ilustrado na

Figura 2.6.

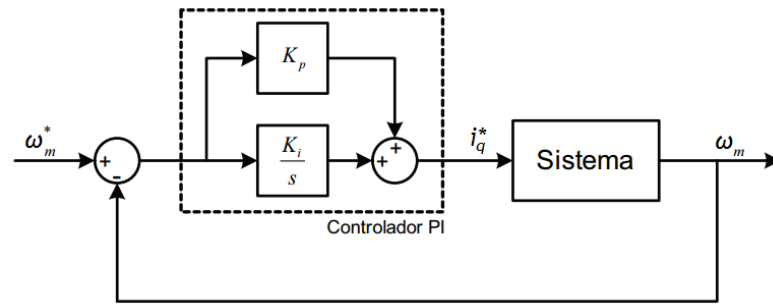


Figura 2.6: Esquema do controlador de velocidade.

O sinal de comando gerado tem como precedência um sinal de erro, resultante da diferença entre a velocidade de referência e a velocidade de rotação medida, que é tratado num controlador PI, amplamente utilizado pela facilidade de implementação. O ganho proporcional intrínseco ao controlador determina a contribuição do valor de erro inicial na reposta de saída, enquanto a componente integrativa permite anular o erro em regime estacionário.

2.7.2 Controlo Vetorial por Orientação do Campo Rotórico

O algoritmo de controlo aplicado ao motor no presente estudo baseia-se no controlo vetorial por orientação de campo rotórico. A teoria subjacente a esta técnica assenta no controlo independente de duas quantidades, amplitude e ângulo, com posterior influência sobre o campo magnético e o binário eletromagnético no motor.

O controlo de ambas as grandezas permite alcançar elevados desempenhos, principalmente quando comparado com algoritmos de controlo mais tradicionais e em aplicações onde a variação de velocidade seja um requisito.

O controlo de campo orientado aplicado às máquinas síncronas exerce ação específica sobre as correntes direta (i_d) e de quadratura (i_q), a fim de se atingir o binário solicitado. Ao controlar independentemente i_d e i_q pode-se obter um binário máximo por ampere, pela minimização da corrente necessária para um determinado binário, o que maximiza o rendimento dos motores.

Idealmente, num funcionamento onde não haja interferência da saturação magnética e sejam desprezáveis as perdas nos materiais ferromagnéticos do SynRM, o máximo rendimento é atingido quando o ângulo do vetor corrente em relação ao eixo d do rotor é de 45° . Isto pode ser confirmado pela inspeção da equação 2.6, que é maximizada para este mesmo ângulo. Numa situação real, porém, a inclusão dos efeitos mencionados repercute-se no normal funcionamento do motor, implicando um aumento do ângulo do vetor corrente a fim de se aumentar a componente da corrente que favorece a produção de binário (i_{qm}) em detrimento da não linearidade entre o fluxo e a corrente ao longo do eixo d [3][5][6][11][24].

Além disso, a aplicação do algoritmo pressupõe o conhecimento da posição do rotor em cada instante, podendo esta ser efetuada de forma direta ou indireta, como indicado no ponto 2.7.1. Consoante o erro do posicionamento do rotor são exercidas ações de controlo sobre as correntes no motor, de modo a garantir-se o sincronismo da máquina, forçando-se a manutenção de um ângulo constante entre o fluxo estatórico e o sentido de menor relutância do rotor.

2.7.3 Controladores de Corrente

Os controladores de corrente são a parte do sistema de controlo onde são gerados sinais de comando. Estes, com origem no controlo vetorial, são posteriormente reproduzidos para níveis de potência apropriados ao funcionamento da máquina, no conversor de potência (inversor).

A utilização da corrente para efeitos de controlo prende-se com a eliminação de determinados efeitos que afetam a máquina, nomeadamente provocados pela resistência e indutância dos enrolamentos do estator.

Os métodos aplicados no controlo da corrente baseiam-se essencialmente em modulação por largura de impulso, face à capacidade de formar correntes sinusoidais adequadas ao funcionamento de motores. A técnica, conhecida na terminologia inglesa por PWM, consiste no envio de impulsos para os semicondutores de potência presentes no inversor, com o propósito de adequar a tensão fornecida ao motor com a tensão considerada de referência ao funcionamento pretendido. As comutações que ocorrem no inversor podem causar conteúdos harmónicos de elevada frequência, com conseqüente reflexão sobre as correntes absorvidas pelo motor.

A modulação por largura de impulso constitui uma área extensa de conhecimento, havendo diversas técnicas desenvolvidas de acordo com as condições exigidas e critérios de otimização. Neste trabalho aborda-se a técnica PWM com controladores de histerese, pela sua simplicidade e facilidade de implementação.

2.7.3.1 Controladores de Histerese

A modelação com controladores de histerese é uma técnica de controlo que é exercida sobre a corrente absorvida pelo motor, consistindo em forçar a corrente a seguir um sinal de corrente de referência, que se define como uma onda de corrente sinusoidal. A comparação com a corrente de fase real é realizada nos controladores de banda de histerese, existindo deste modo três controladores de histerese que têm como função controlar separadamente cada uma das fases do motor. O respetivo esquema de controlo aplicado é ilustrado pela Figura 2.7.

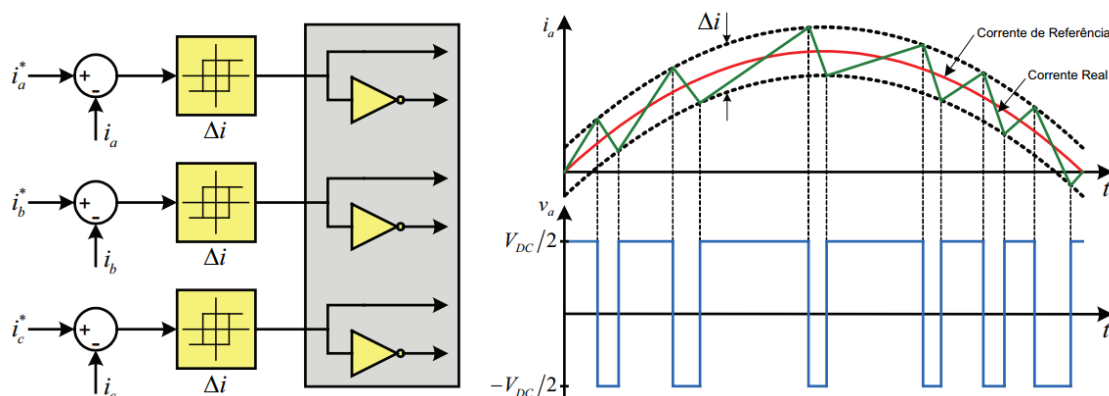


Figura 2.7: Princípio de funcionamento do controlo de corrente por histerese.

Os controladores indicam o estado de condução dos semicondutores do inversor, de modo que a corrente de cada fase se posicione entre a banda de histerese imposta (Δi). Mais concretamente, estes são responsáveis pela análise do erro entre as correntes de referência e as correntes absorvidas pelo motor, com conseqüente decisão no estado de condução dos semicondutores, a fim de se fornecer a corrente necessária à operação do motor.

Se o erro entre as correntes passar o limite superior preestabelecido na banda de histerese,

significa que a corrente é inferior à desejável, e portanto, o dispositivo semiconductor superior do braço do conversor é ligado, desligando o inferior. Em oposição, se o erro for inferior ao menor limite estabelecido, é desligado o dispositivo semiconductor superior e ligado o inferior, de forma a reestabelecer-se a corrente adequada. Quanto mais limitada for a banda de histerese, com implicações ao nível da frequência de comutação, maior será a aproximação das formas de onda da corrente a sinusoides. No entanto, elevadas frequências de comutação traduzem-se em perdas expressivas no inversor, devendo-se estabelecer um compromisso entre ambas as partes.

Um dos mais significativos inconvenientes desta técnica advém exatamente da frequência de comutação variável, ou seja, não há uma repetibilidade dos tempos de condução dos semicondutores. Além disso, a inexistente interação entre as fases da corrente de alimentação do motor pode causar um aumento das perdas associadas ao acionamento, pela inconformidade das mesmas ao nível do controlo.

Capítulo 3

Simulação e Validação Experimental do Acionamento

3.1 Descrição do Modelo

O modelo desenvolvido em ambiente computacional para a simulação do funcionamento do acionamento do SynRM é semelhante ao descrito no antecedente Capítulo 2 e apresentado na Figura 3.1.

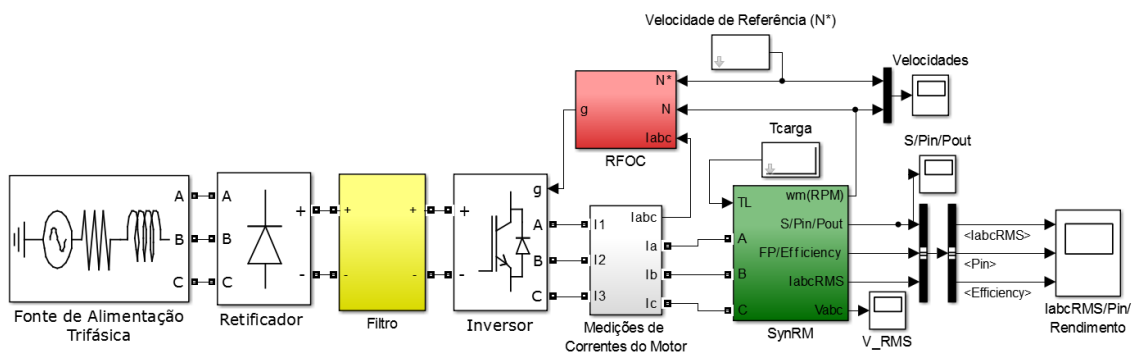


Figura 3.1: Modelo utilizado na simulação do acionamento do SynRM.

Como ilustrado, o modelo é composto por um diverso conjunto de blocos que agrupam e interligam determinadas funcionalidades ou ações inerentes ao acionamento do SynRM. Como elementos principais identificam-se a fonte de alimentação, o retificador trifásico de onda completa, o filtro capacitivo, o inversor, o motor síncrono de relutância e o sistema de controlo.

Refira-se que o motor síncrono de relutância utilizado no acionamento corresponde a uma máquina de 2.2 kW, cuja descrição detalhada se encontra na Secção A.1 do Apêndice A.

É importante referir, também, que aos blocos que compõem o acionamento estão associados determinados parâmetros, cujos valores podem ser consultadas no Apêndice B.

3.1.1 Motor Síncrono de Relutância

O bloco “SynRM” apresentado na Figura 3.2 modela o motor síncrono de relutância de acordo com as equações referidas na Secção 2.5.2. Os parâmetros necessários e associados à caracterização do mesmo foram determinados tendo em consideração quer as características fornecidas pelo fabricante, quer informação recolhida de forma experimental. Note-se, porém, que os conteúdos reunidos experimentalmente se devem à não disponibilização por parte do fabricante de determinados dados específicos respeitantes ao motor, como os valores das indutâncias síncronas ou a variação da resistência representativa das perdas ferromagnéticas em termos de modelação matemática. Na Secção A.2 do Apêndice A são descritas as experiências realizadas e o processo de obtenção dos parâmetros.

Tanto os valores das indutâncias síncronas como as resistências representativas das perdas ferromagnéticas foram inseridas no modelo por meio de *lookup tables*. Em particular, as indu-

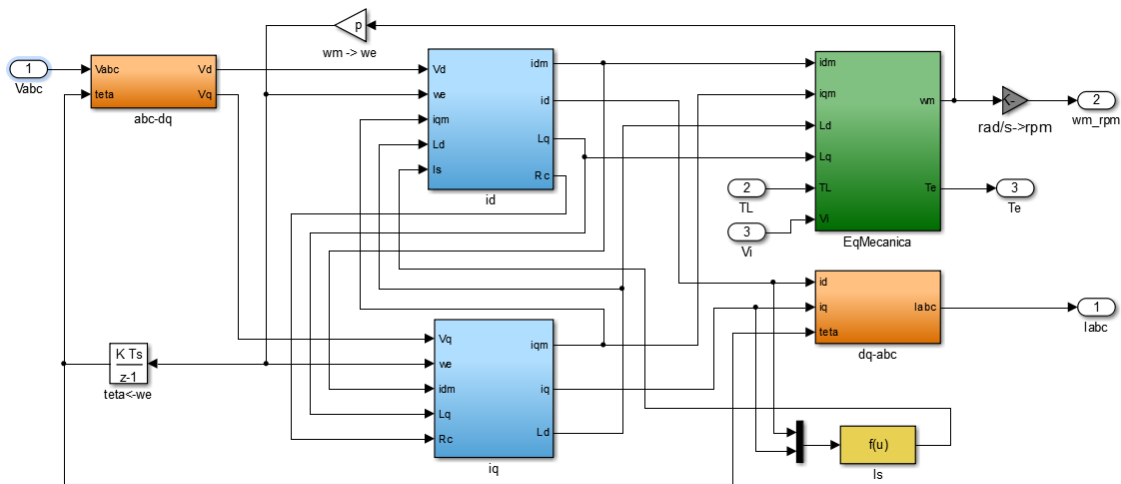


Figura 3.2: Representação do bloco do modelo do SynRM desenvolvido.

tâncias nos eixos dq foram introduzidas em função das respectivas correntes nos eixos dq . Por seu turno, os valores das resistências do ferro foram introduzidas através de uma *lookup table* de duas entradas, em que as variáveis de entrada consistiam na velocidade mecânica e no binário.

3.1.2 Bloco de Controlo

O bloco de controlo, retratado pelo bloco “RFOC”, implementa o controlo vetorial por orientação de campo rotórico. O conteúdo do mesmo encontra-se representado na Figura 3.3.

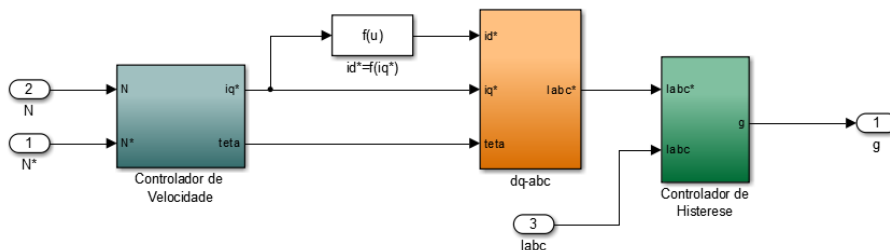


Figura 3.3: Representação do bloco correspondente ao controlo vetorial por orientação de campo rotórico.

Analisando o bloco de controlo exposto identificam-se como variáveis de entrada a velocidade de comando ou de referência, a velocidade mecânica e a corrente de alimentação do motor. No entanto, repare-se que a velocidade de referência é a única variável alterável pelo utilizador, uma vez que a velocidade mecânica e a corrente de alimentação do motor são resultantes de operações inerentes ao modelo. Refira-se, também, que as variáveis exercem ação sobre diferentes sub-blocos, de acordo com a função desempenhada no circuito de controlo.

No bloco de controlo de velocidade são comparadas a velocidade de referência, imposta pelo utilizador, e a velocidade mecânica de rotação do motor. O valor de erro resultante da diferença entre ambas constitui a entrada do controlador Proporcional-Integral (PI).

Da saída do controlador PI resulta um sinal que atua na componente da corrente em eixo q , sendo previamente submetida a um bloco de saturação para fins de limitação do valor mínimo e máximo à saída do bloco de controlo de velocidade, tal como se observa na Figura 3.4. Aos valores das constantes K_p e K_i associadas ao controlador PI foram inicialmente atribuídos valores considerados típicos neste tipo de controlador, tendo sido apenas posteriormente ajustados

de acordo com o desempenho do acionamento pretendido. Mais detalhadamente, no Apêndice B encontram-se valores de constantes e outros parâmetros indexados aos múltiplos sub-blocos do bloco de controlo.

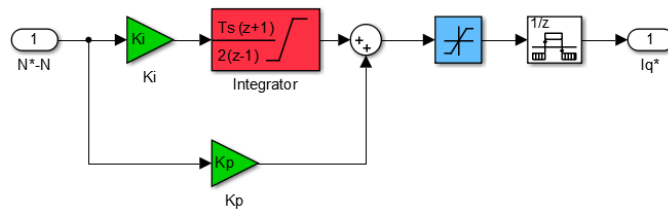


Figura 3.4: Bloco referente ao controlador PI.

Contrariamente ao valor de i_q^* que resulta diretamente da saída do controlador PI, a componente i_d^* é definida de acordo com o comportamento do motor ou conforme o tipo de controlo e/ou estratégias de controlo a serem adotadas. Assim, no sub-bloco “ $i_d^* = f(i_q^*)$ ” deve ser estabelecida uma equação que relacione a corrente i_d^* e a corrente i_q^* .

Com os valores de i_d^* e i_q^* definidos são então obtidos os valores de referência das correntes de alimentação do motor, i_a^* , i_b^* e i_c^* . A transformação das coordenadas decorre no bloco “dq-abc” exposto na Figura 3.3, por aplicação da transformada inversa de Park referida na Secção 2.5.2. Refira-se que o valor da componente homopolar é nulo, ou seja, $i_0 = 0$. Além disso, note-se que para a transformação indicada é necessário o conhecimento da posição elétrica, obtida através da integração da variável de entrada, da velocidade mecânica de rotação do motor e consequente aplicação da expressão 2.9, que relaciona as posições elétrica e mecânica com base no funcionamento síncrono do motor.

Após a determinação das correntes de referência é implementado o controlo de corrente por histerese descrito na Secção 2.7.3.1, representado pelo bloco “Controlador de Histerese” da Figura 3.5. Através da comparação das correntes de referência com as três fases da corrente fornecida ao motor, que são as entradas do bloco, são gerados sinais de impulso que comandam os semicondutores do conversor de potência.

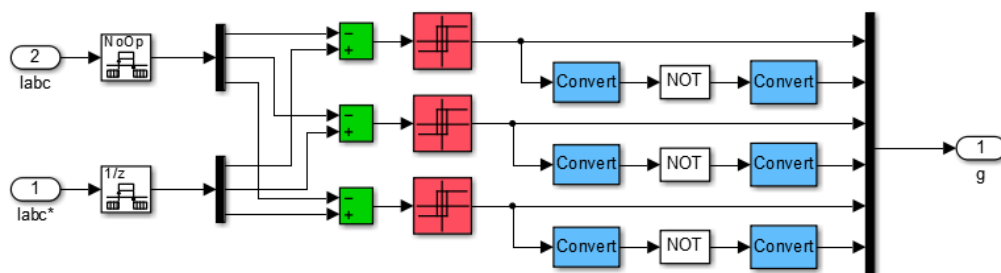


Figura 3.5: Representação do bloco “Controlador de Histerese”.

Constate-se que os impulsos à saída do controlador vão oscilar entre os valores lógicos 0 e 1 que correspondem aos estados de desligado e ligado, respetivamente, de cada semicondutor do inversor. O tempo de condução de cada semicondutor está relacionado com a banda de histerese, que é definida pelo valor bh no bloco de histerese. Observe-se que para cada braço do inversor são dados sinais de comando complementares, de forma a se evitar o curto-circuito do barramento DC.

Um outro aspeto a ser referido no contexto do modelo são os tempos de amostragem, uma vez que a simulação computacional é realizada no domínio discreto. O tempo de amostragem

genérico da maior parte dos blocos é dado por “Ts”. No entanto, no que diz respeito aos blocos que implementam o controlo por orientação do campo rotórico, tempos de amostragem diferentes são utilizados devido às desiguais variações ocorridas sobre determinadas grandezas. Assim, para o controlador de velocidade foi utilizado o valor “Tsv” e para o controlador vetorial o valor “Ts_foc”. Os valores dos tempos de amostragem encontram-se definidos no Apêndice B.

3.1.3 Definição da corrente i_d^*

A fim de ser validado o modelo desenvolvido e dado que o valor de i_q^* é estabelecido pela saída do controlador PI, a componente i_d^* foi determinada mediante a introdução de sucessivos valores de i_d^* no modelo. O intuito desta ação foi a de encontrar o valor mais adequado de i_d^* que fizesse corresponder os valores de simulação com dados empíricos.

Em termos experimentais os ensaios efetuados consistiram na alimentação do SynRM através de um inversor para diferentes valores de velocidade e níveis de carga, em que para a recolha dos dados foi utilizado um analisador de potência digital. Os dados coletados encontram-se expostos na Tabela 3.1.

N (rpm)	T _m (Nm)	V (V)	I (A)	P _{in} (W)	P _{out} (W)	η %
1500	0.1	143.8	1.46	53.5	19	34.7
	3.5	149.2	2.61	610.0	548	89.8
	7	189.6	3.76	1209.9	1098	90.7
	10.5	219.2	4.72	1812.7	1644	90.7
	14	241.7	5.62	2426.9	2194	90.4
1200	0	117.6	1.46	43.4	14	32.0
	3.5	122.2	2.61	495.8	440	88.7
	7	155.3	3.76	981.1	879	89.6
	10.5	179.9	4.71	1471.2	1316	89.5
	14	198.2	5.61	1971.7	1756	89.1
900	0	92.1	1.46	33.8	10	30.2
	3.5	95.4	2.61	379.8	329	86.7
	7	120.8	3.76	753.7	659	87.4
	10.5	139.5	4.71	1131.1	987	87.3
	14	153.6	5.61	1518.5	1317	86.7
600	0	75.8	1.46	26.4	6	23.7
	3.5	78.4	2.63	266.5	220	82.6
	7	93.7	3.78	529.5	440	83.1
	10.5	104.9	4.72	793.4	658	83.0
	14	114.0	5.62	1068.2	878	82.2

Tabela 3.1: Resultados experimentais.

Decorrente do mencionado foi então estabelecida a equação 3.1, que satisfaz a correspondência pretendida entre os valores simulados e experimentais.

$$i_d^* = -0.0146i_q^{*3} + 0.2036i_q^{*2} - 0.5957i_q^* + 2.2425 \quad (3.1)$$

Note-se, contudo, que a equação que relaciona a corrente i_d^* com a corrente i_q^* é independente da velocidade, devido à perceção de que os valores de corrente segundo o eixo d e q eram praticamente invariantes com esta mesma variável.

3.2 Simulação e Validação Experimental do Modelo

O modelo computacional do acionamento foi simulado em ambiente Simulink mediante a realização de diversos estudos. Em particular, foi estudado o funcionamento do modelo para as velocidades de 600 rpm, 900 rpm, 1200 rpm e 1500 rpm. Paralelamente, para cada uma das velocidades indicada foi também analisado o comportamento da máquina para diferentes níveis de carga, nomeadamente 0.1 Nm, 3.5 Nm, 7 Nm, 10.5 Nm e 14 Nm. Analogamente, para os mesmos valores de velocidade e de binário, foram realizados testes experimentais segundo o esquema ilustrado na Figura 3.6.

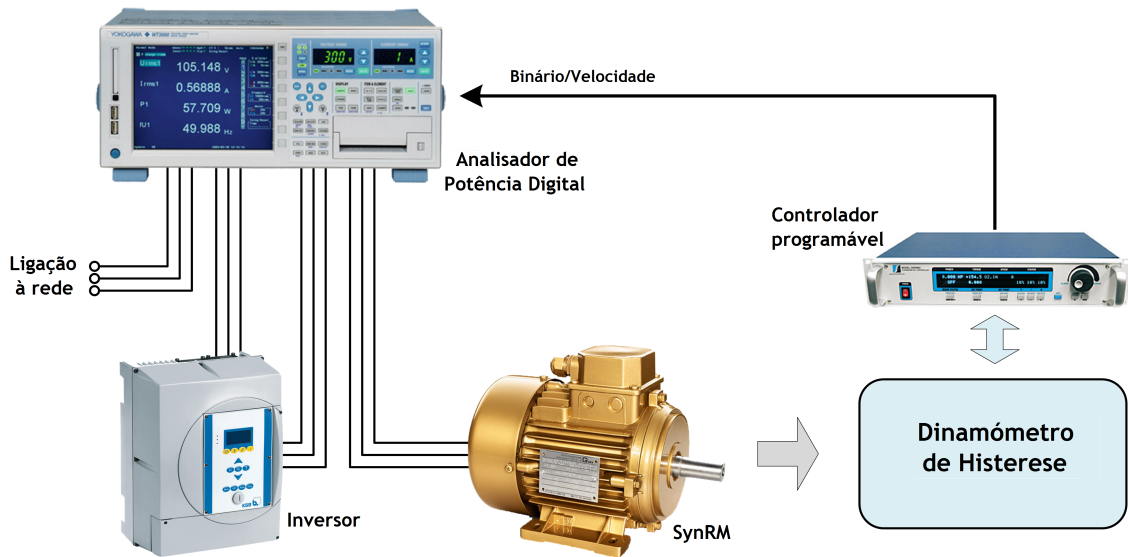


Figura 3.6: Representação esquemática da instalação experimental.

3.2.1 Análise da Potência de Entrada do SynRM

As Figuras 3.7, 3.8, 3.9 e 3.10 ilustram a potência de entrada do motor em função da corrente *rms* de alimentação do motor para 1500 rpm, 1200 rpm, 900 rpm e 600 rpm, respetivamente.

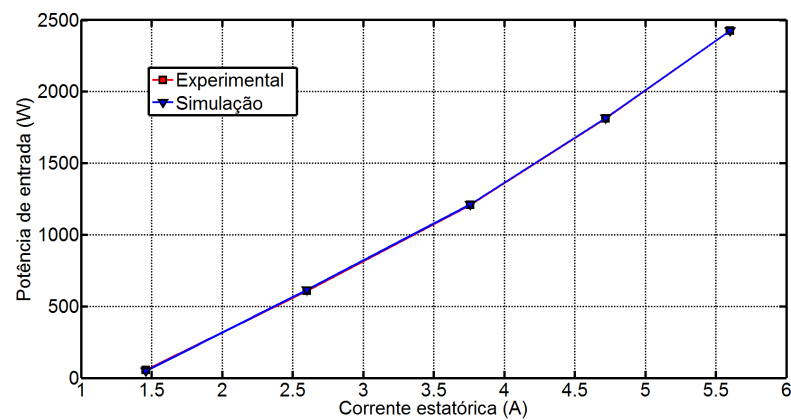


Figura 3.7: Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 1500 rpm.

No geral, observa-se que os resultados de simulação predizem com relativa precisão o comportamento físico do motor para os diferentes valores de velocidades e níveis de carga aplicada.

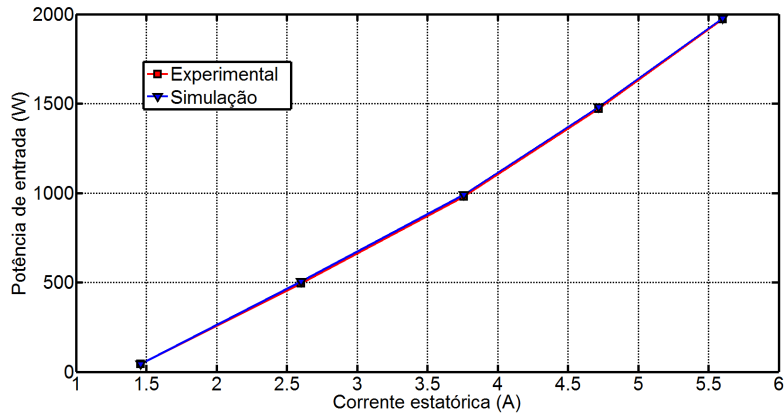


Figura 3.8: Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 1200 rpm.

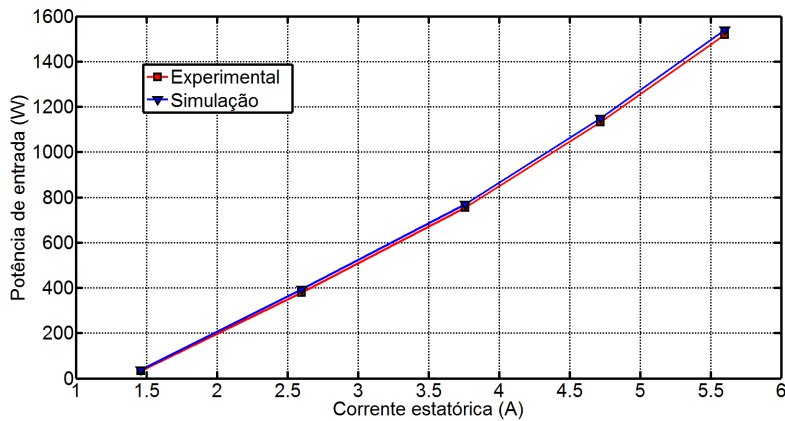


Figura 3.9: Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 900 rpm.

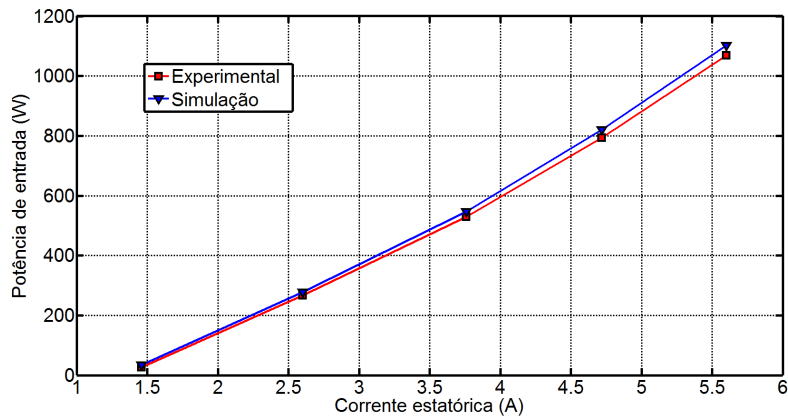


Figura 3.10: Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 600 rpm.

No entanto, é notória a superioridade do modelo para as condições de funcionamento a velocidade mais elevadas, 1200 rpm e 1500 rpm. Adicionalmente, independentemente da velocidade, também se verifica um melhor comportamento do modelo com o aumento dos valores de binário de carga aplicados.

Ainda assim, excetuando o caso em que o binário aplicado é de 0.1 Nm, que corresponde à menor corrente de alimentação do motor considerada, todos os valores da simulação apresentam erros relativos inferiores a 4.1%.

Para o caso concreto de funcionamento a 1500 rpm, o correspondente à velocidade nominal

do motor, o erro entre valores simulados e experimentais situa-se entre 0.1% e 0.8% (não contabilizando a situação de simulação de 0.1 Nm), o que demonstra a elevada precisão do modelo apresentado.

3.2.2 Análise do Rendimento do SynRM

A par da análise das potências de entrada do motor, o rendimento é outro parâmetro importante na validação do modelo. Assim, para as condições de funcionamento de 1500 rpm, 1200 rpm, 900 rpm e 600 rpm, as Figuras 3.11, 3.12, 3.13, 3.14 ilustram, respetivamente, o rendimento do SynRM em função da corrente rms de alimentação.

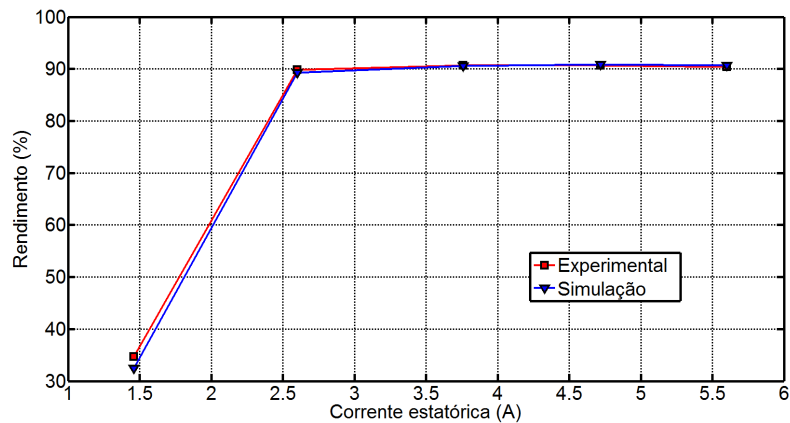


Figura 3.11: Rendimento do SynRM em função da corrente de alimentação para 1500 rpm.

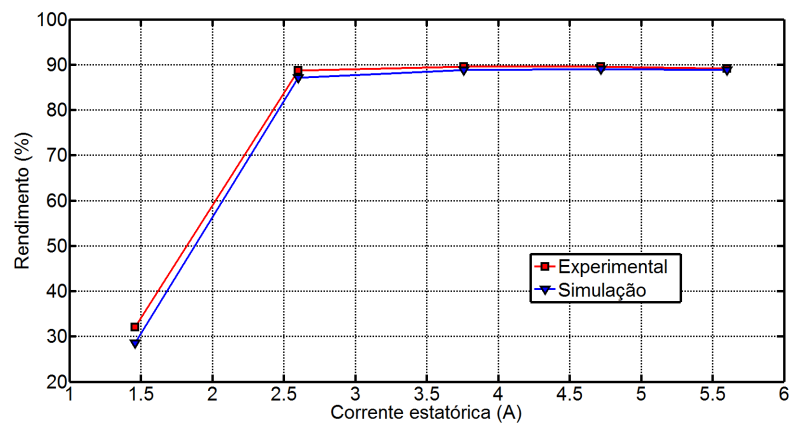


Figura 3.12: Rendimento do SynRM em função da corrente de alimentação para 1200 rpm.

Em paridade com o que foi dito anteriormente quando à potência de entrada do motor, para o rendimento também se observa uma boa correspondência entre os resultados de simulação e do funcionamento físico do motor. Mais uma vez, é perceptível a superioridade do modelo de simulação para a operação a velocidades mais elevadas, tal como com o aumento dos valores de binário de carga aplicados.

Para os valores de rendimento, excetuando o caso em que o binário aplicado é de 0.1 Nm, todos os valores da simulação apresentam erros relativos inferiores a 4.0%. No que diz respeito ao funcionamento da máquina à velocidade nominal, no entanto, os valores de erro são comparativamente inferiores, situando-se em módulo entre 0.1% e 0.5%.

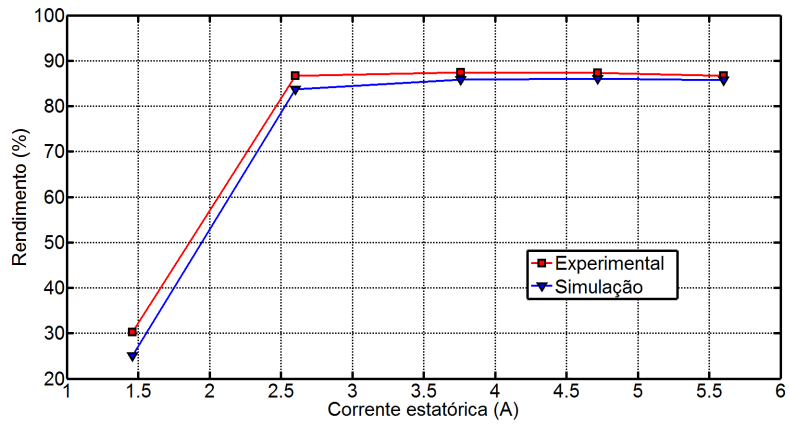


Figura 3.13: Rendimento do SynRM em função da corrente de alimentação para 900 rpm.

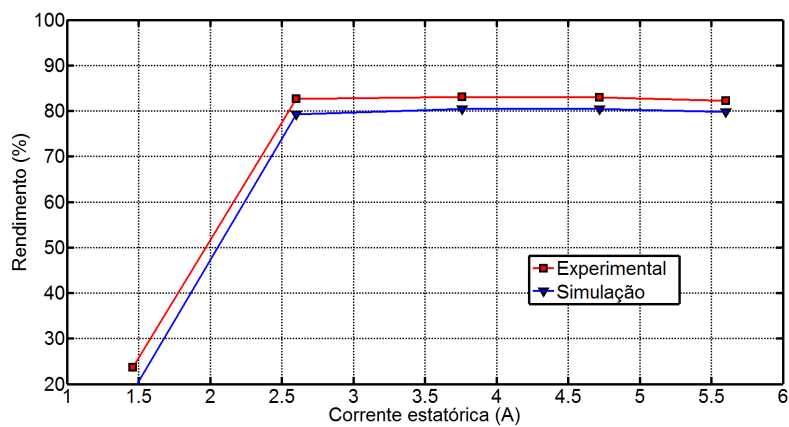


Figura 3.14: Rendimento do SynRM em função da corrente de alimentação para 600 rpm.

Capítulo 4

Análise Computacional da Estratégia MTPA no Acionamento

A estratégia de controlo MTPA visa a maximização do rendimento dos acionamento através da menor corrente de alimentação possível dos motores. No entanto, a consideração de determinados aspetos decorrentes de processos físicos e funcionais dos motores, como é o caso da saturação magnética e das perdas no ferro, afetam o objetivo final a que a estratégia pretende corresponder.

Assim, a estratégia de controlo MTPA foi analisada usando o modelo computacional do acionamento previamente validado no Capítulo 3, segundo dois pontos de vista diferentes. Por um lado foi analisado o controlo do ponto de vista de um funcionamento ideal, onde a saturação magnética e as perdas no ferro foram desprezadas. Por outro lado, é feito um estudo onde estes efeitos foram tidos em conta na estratégia de controlo.

Para a análise e comparação das estratégias, diversas simulações foram realizadas. Além do estudo do funcionamento do modelo para as velocidades de 600 rpm, 900 rpm, 1200 rpm e 1500 rpm, foi também estudado o comportamento da máquina sob um largo conjunto de valores de binário de carga.

4.1 Definição da corrente i_d^* na estratégia MTPA

Como referido, um dos critérios utilizados na análise da estratégia MTPA no controlo do acionamento foi o de desprezar o efeito da saturação magnética e as perdas do ferro. Nestas condições, o máximo binário por ampere implica a imposição de $i_d = i_q$, definida no sub-bloco “ $i_d^* = f(i_q^*)$ ” da Figura 3.3.

Em oposição, o estudo do controlo MTPA incluindo a saturação e as perdas no ferro envolveu uma ação similar à realizada na validação do modelo descrita na Subsecção 3.1.3. Desta forma, a determinação da componente i_d baseou-se na simulação de diferentes valores desta variável nas diversas condições de operação, a fim de encontrar o menor valor de corrente estatórica que maximiza o rendimento do SynRM. A Figura 4.1 apresenta a relação identificada entre a corrente i_d^* e a corrente i_q^* que minimiza a corrente i_s de acordo com estratégia de controlo MTPA.

Da relação entre as correntes resultou então a equação 4.1, que foi definida no sub-bloco “ $i_d^*(i_q^*)$ ” representado na Figura 3.3 para a realização de simulações.

$$i_d^* = -0.0589i_q^{*2} + 1.0515i_q^* - 0.2374 \quad (4.1)$$

Analogamente ao que tinha sido evidenciado quanto à equação utilizada na validação do modelo, também aqui se constatou que os valores de corrente segundo o eixo d e q eram praticamente independentes da velocidade.

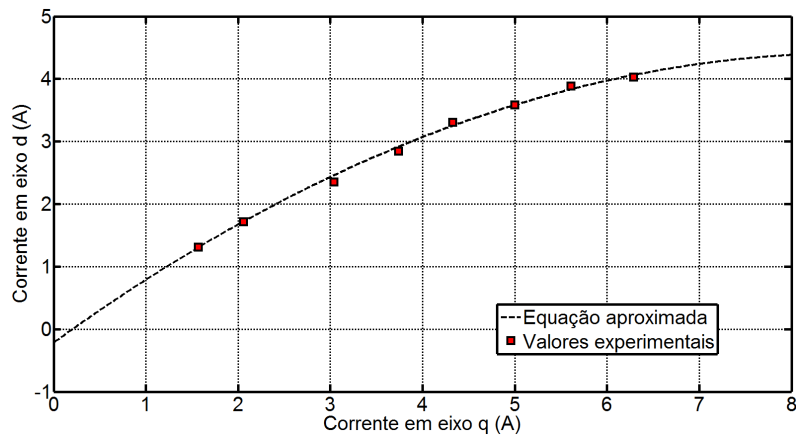


Figura 4.1: Evolução da corrente i_d^* com a corrente i_q^* em termos da estratégia MTPA proposta.

4.2 Simulação Computacional e Análise da Estratégia MTPA

Uma comparação simples das correntes de alimentação que governam o funcionamento do SynRM segundo os métodos apresentados é mostrada na Figura 4.2.

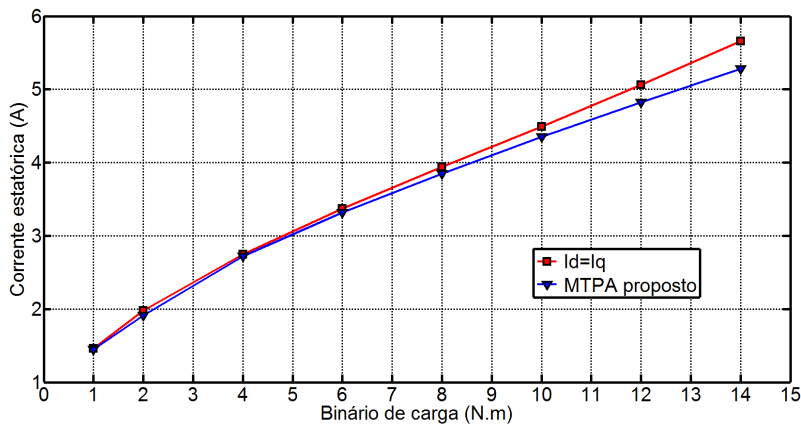


Figura 4.2: Variação da corrente do SynRM com o binário de carga aplicado para os dois métodos de controle MTPA considerados.

Como se observa pelas variações da corrente do SynRM para os dois métodos considerados, é notória a superioridade do controle MTPA quando considerado o efeito de saturação e as perdas no ferro para todos os níveis de carga, já que a corrente é sempre inferior ao caso em que os mesmos efeitos são desprezados. No entanto, refira-se que os resultados são mais perceptíveis para níveis de carga próximos do binário nominal do motor do que para cargas mais reduzidas devido, principalmente, à evolução da resistência das perdas no ferro (R_c).

4.2.1 Análise da Potência de Entrada do SynRM

As Figuras 4.3, 4.4, 4.5 e 4.6 comparam a potência de entrada do motor em função do binário de carga aplicado para 1500 rpm, 1200 rpm, 900 rpm e 600 rpm, respectivamente, para as duas estratégias MTPA referidas.

Para valores de binário de carga aplicados reduzidos, verifica-se para qualquer velocidade que os valores são praticamente idênticos, analogamente ao observado na figura comparativa dos dois métodos MTPA em relação às correntes de alimentação do SynRM (Fig. 4.2). Por sua

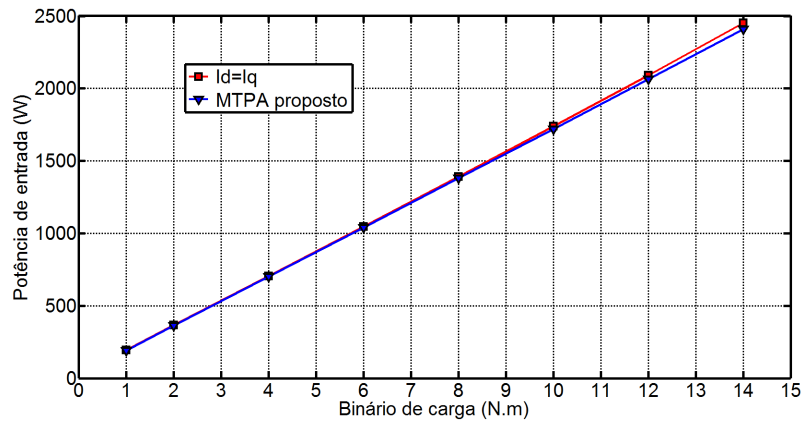


Figura 4.3: Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 1500 rpm

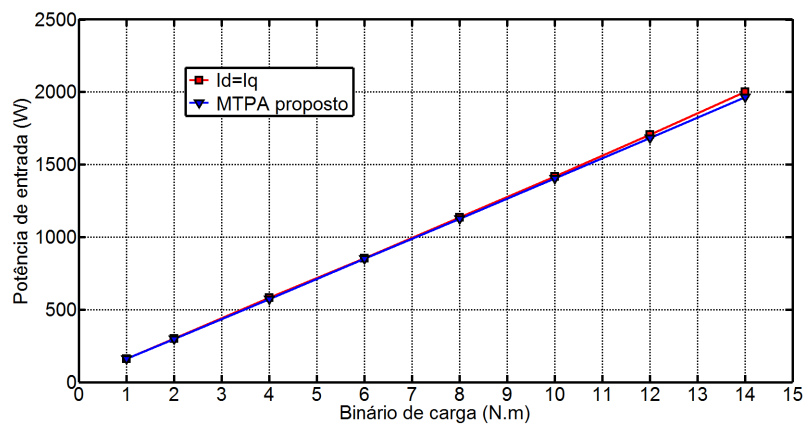


Figura 4.4: Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 1200 rpm

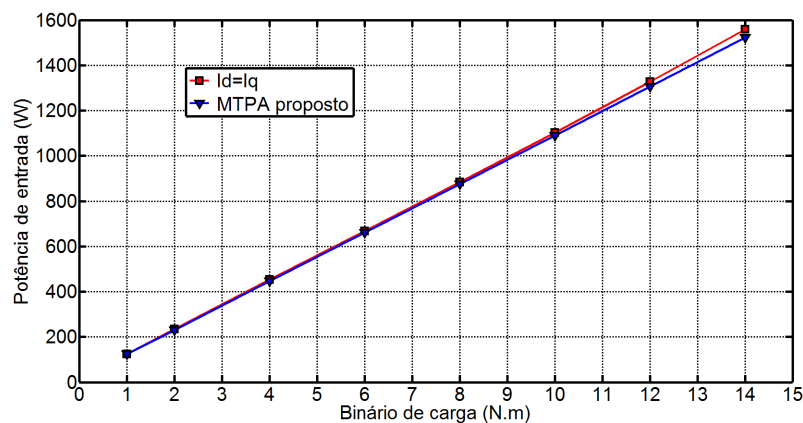


Figura 4.5: Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 900 rpm

vez, com o aumento da carga aplicada ao veio, os valores de P_{in} têm a tendência a se distanciar, não só devido à evolução da R_c com a carga, como também da não linearidade entre o fluxo gerado no entreferro e a corrente i_{dm} , que é a componente responsável pela magnetização do circuito.

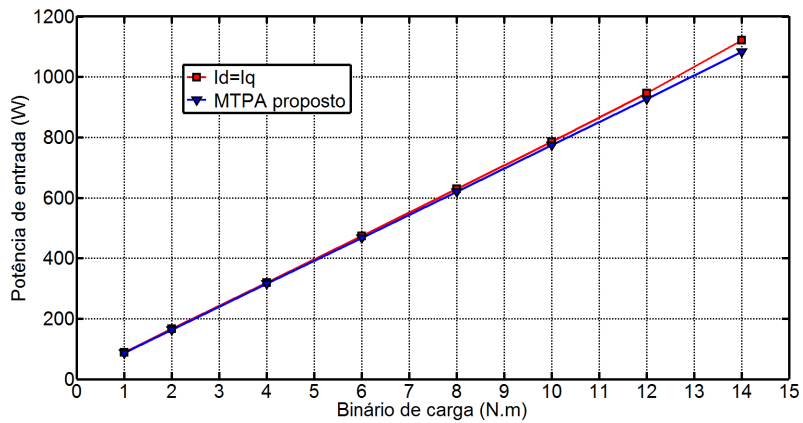


Figura 4.6: Potência de entrada em função da corrente de alimentação do motor para 600 rpm

4.2.2 Análise do Rendimento do SynRM

Outra das análises que pode ser feita sobre os métodos consiste na avaliação do rendimento alcançado pelo SynRM para cada uma das estratégias. Desta forma e decorrente das potências de entrada apresentadas anteriormente, as figuras 4.7, 4.8, 4.9, 4.10 mostram, respetivamente, o rendimento do SynRM em função da sua corrente de alimentação para 1500 rpm, 1200 rpm, 900 rpm e 600 rpm.

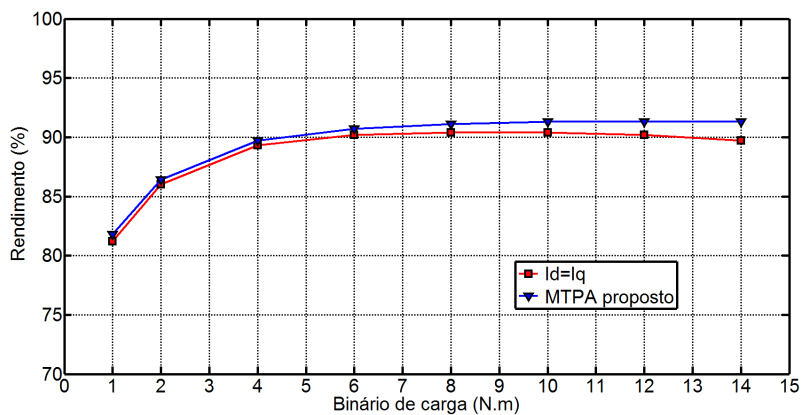


Figura 4.7: Rendimento do SynRM em função do binário de carga para 1500 rpm.

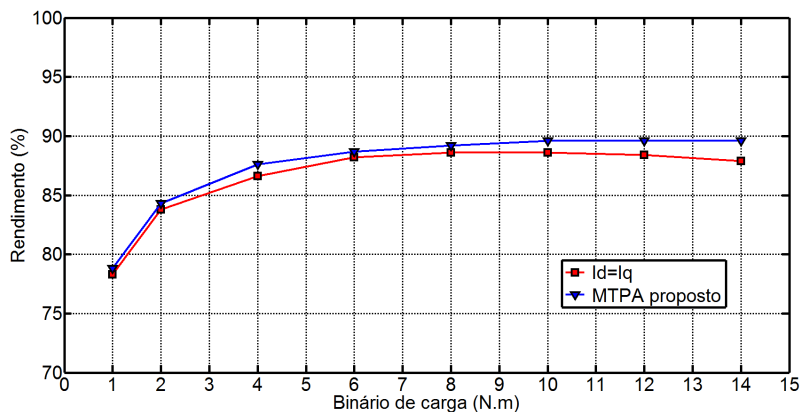


Figura 4.8: Rendimento do SynRM em função do binário de carga para 1200 rpm.

Como se observa, os rendimentos do SynRM no que diz respeito ao método que inclui os efei-

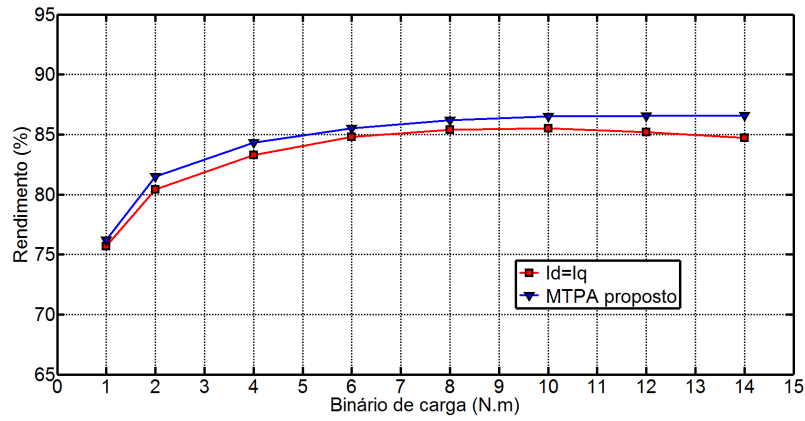


Figura 4.9: Rendimento do SynRM em função do binário de carga para 900 rpm.

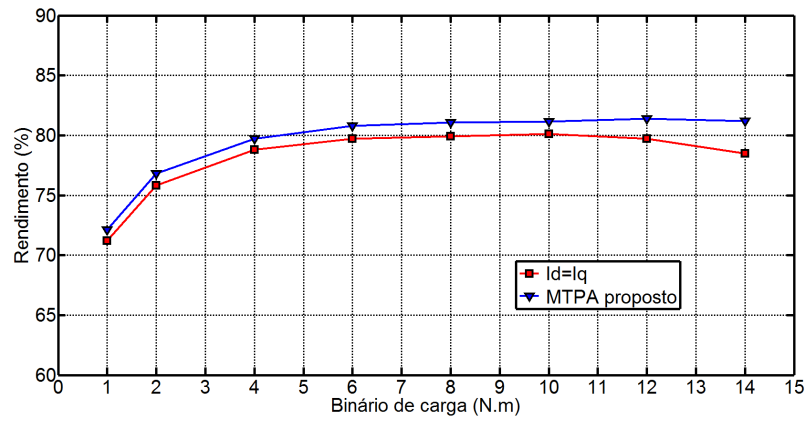


Figura 4.10: Rendimento do SynRM em função do binário de carga para 600 rpm.

tos de saturação magnética e as perdas no ferro apresentam melhores indicadores que o método em que os mesmos efeitos não são considerados. Isto é particularmente evidente para níveis de binário de carga elevados, onde o rendimento segundo o método MTPA proposto se mantém elevado e aproximadamente constante entre os 10 Nm e 14 Nm, em oposição à tendência decrescente do rendimento segundo o método MTPA em que $i_d^* = i_q^*$.

Capítulo 5

Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

Nos últimos anos tem-se assistido a um crescente interesse e utilização dos motores síncronos de relutância. Estes exibem características mecânicas muito mais vantajosas quando comparados com outras máquinas, a par de um princípio funcionamento muito mais simples, que os dotam de um elevado potencial.

Decorrente disto, o estudo desenvolvido na presente dissertação permitiu compreender os acionamentos baseados no motor síncrono de relutância. Além disso, possibilitou a modelação do SynRM do ponto de vista matemático e computacional, tal como a compreensão da teoria subjacente ao controlo vetorial que é utilizado no funcionamento do sistema.

O trabalho de simulação apresentado relativo ao acionamento de um SynRM permitiu simular o modelo computacional desenvolvido, no que se refere ao próprio motor bem como à estratégia de controlo vetorial, em ambiente MATLAB/Simulink. A identificação experimental de parâmetros em ambiente laboratorial, tais como o coeficiente de atrito viscoso, a constante de atrito de carga, a resistência equivalente das perdas no ferro e as indutâncias síncronas, foram no entanto determinantes para a adequada caracterização do modelo.

Os resultados de simulação obtidos pela introdução de diversas condições no modelo foram validados através de resultados experimentais, concluindo-se que os valores assim obtidos pre-
dizem com relativa exatidão o comportamento do motor, o que comprova a operacionalidade do modelo desenvolvido e a capacidade de serem desenvolvidas novas estratégias e técnicas de controlo.

Com base no modelo validado e na implementação da estratégia de controlo MTPA, a análise dos efeitos da saturação magnética e das perdas no ferro permitiu compreender a importância da consideração destes fatores na maximização do rendimento da máquina. Os resultados obtidos permitiram concluir que a técnica de controlo em que estes efeitos são contabilizados, apresenta melhores indicadores comparativamente à situação ideal, onde os efeitos de saturação e as perdas no ferro são desprezadas.

5.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Tendo em consideração todo o trabalho que foi desenvolvido e a crescente utilização dos motores síncronos de relutância, diversos trabalhos podem ser sugeridos nesta área de investigação, nomeadamente:

- Implementação de outras variantes da estratégia de controlo FOC para otimização do funcionamento do SynRM;
- Implementação da estratégia DTC para o controlo do SynRM;
- Desenvolvimento e implementação de estratégias de controlo baseadas em conversores multinível para o acionamento do SynRM;

- Desenvolvimento e implementação de estratégias de controlo *sensorless* para o SynRM;
- Estudo e desenvolvimento de métodos para o diagnóstico de avarias em acionamentos baseados em SynRMs;
- Estudo, desenvolvimento e implementação de acionamentos baseados em SynRMs com capacidade de tolerância a falhas.

Bibliografia

- [1] M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, and R. Krishnan, "Control in Power Electronics - Selected Problems" [Part II: Motor Control; Modeling and Control of Synchronous Reluctance Machines (Robert E. Betz)], Academic Press, Elsevier Science, 2002.
- [2] T. A. Lipo, "Synchronous Reluctance Machine - A Viable Alternative for AC Drives?", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 19, no. 6, pp. 659-670, 1991.
- [3] M. H. Rashid, "Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications" (Section V: Motor Drives; Chapter 34: Motor drives; Synchronous Reluctance Motor Drives), Butterworth-Heinemann, Elsevier, 3rd edition, 2011.
- [4] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machine", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 2, pp. 359-365, Jun 1994.
- [5] H. A. Zarchi, G. R. A. Markadeh, and J. Soltani, "Direct Torque and Flux Regulation of Synchronous Reluctance Motor Drives Based on Input-Output Feedback Linearization", *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 1, pp. 71-80, 2010.
- [6] R. E. Betz, R. Lagerquist, M. Jovanovic, T. J. E. Miller, and R. H. Middleton, "Control of Synchronous Reluctance Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 6, pp. 1110-1122, Nov 1993.
- [7] J. O. Estima, A. J. M. Cardoso, "Efficiency Analysis of Synchronous Reluctance Motors"; *Proceedings of the International Conference on Engineering, Covilhã, Portugal, CD-ROM*, 9 pp., November 27-29, 2013.
- [8] J. O. Estima, A. J. M. Cardoso, "Super Premium Synchronous Reluctance Motor Evaluation"; *Proceedings of the 8th International Conference on Energy Efficiency in Motor Driven Systems, Rio de Janeiro, RJ, Brazil, CD-ROM*, 10 pp., October 28-30, 2013.
- [9] Informação recolhida do site da KSB, [www.ksb.com/REEL - en/Product_and_services](http://www.ksb.com/REEL-en/Product_and_services).
- [10] Informação recolhida do site da ABB, www.abb.com/product/us/9aac171953.aspx.
- [11] E. M. Rashad, T. S. Radwan, M. A. Rahman, "A Maximum Torque per Ampere Vector Control Strategy for Synchronous Reluctance Motors Considering Saturation and Iron Losses", *Conference Record of the 39th IAS Annual Meeting*, vol. 4, pp. 2411-2417, Oct 2004.
- [12] P. Niazi, H. A. Toliyat, and A. Goodarzi, "Robust Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of PM-Assisted SynRM for Traction Applications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 4, pp. 1538-1545, July 2007.
- [13] J. Kolehmainen, "Synchronous Reluctance Motor With Form Blocked Rotor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 450-456, June 2010.
- [14] J. Ikäheimo, J. Kolehmainen, T. Käsäkangas, V. Kivelä, and R. R. Moghaddam, "Synchronous High-Speed Reluctance Machine With Novel Rotor Construction", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2969-2975, June 2014.

- [15] D. Miljavec, M. Zagirnyak, and B. Zidaric, "Rotor-design and on-line starting-performance analysis of a synchronous-reluctance motor", *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 28, no. 3, pp. 570-582, 2009.
- [16] E. Schmidt and W. Brandl, "Comparative finite element analysis of synchronous reluctance machines with internal rotor flux barriers", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference 2001*, pp. 831-837, 2001.
- [17] J.-H. Lee, I. K. Lee, and B. D. Lee, "Efficiency Evaluation of PMASynRM vs. SynRM Using a Coupled Finite Element Method and Preisach Modeling", *Journal of Magnetism*, vol.15, no. 2, pp. 85-90, 2010.
- [18] R. E. Betz, M. Jovanovic, R. Lagerquist, and T. J. E. Miller, "Aspects of the control of synchronous reluctance machines including saturation and iron losses", *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 456 - 463, Oct 1992.
- [19] T. Lubin, H. Razik, and A. Rezzoug, "Magnetic Saturation Effects on the Control of a Synchronous Reluctance Machine", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no.3, pp. 356-362, Set 2002.
- [20] H.-D. Lee, S.-J. Kang, and S.-K. Sul, "Efficiency-Optimized Direct Torque Control of Synchronous Reluctance Motor Using Feedback Linearization", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 192-198, Feb 1999.
- [21] S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto, "Online MTPA Control Strategy for DTC Synchronous-Reluctance-Motor Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 20-28, Jan 2011.
- [22] Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "A Novel Control Scheme for Maximum Power Operation of Synchronous Reluctance Motors Including Maximum Torque Per Flux Control", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 1, pp. 115-121, Jan 2011.
- [23] H. V. Khang, J.-M. Kim, J.-W. Ahn, and H. Li, "Synchronous Reluctance Motor Drive System Parameter Identification Using a Current Regulator", *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 370-376, Feb 2008.
- [24] L. Xu, X. Xu, T. A. Lipo, and D. W. Novotny, "Vector control of a Synchronous Reluctance Motor Including Saturation and Iron Loss", *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 27, no. 5, pp. 977-985, Sep 1991.
- [25] S. Yamamoto, J. B. Adawey, and T. Ara, "Maximum Efficiency Drives of Synchronous Reluctance Motors by a Novel Loss Minimization Controller Considering Cross-Magnetic Saturation", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 288-293, Sept 2009.
- [26] S. Yamamoto, H. Hirahara, J. B. Adawey, T. Ara, and K. Matsuse, "Maximum Efficiency Drives of Synchronous Reluctance Motors by a Novel Loss Minimization Controller With Inductance Estimator", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2543-2551, Nov 2013.
- [27] A.-K. Daud and B. Alsayid, "DSP Based Simulator for Speed Control of the Synchronous Reluctance Motor Using Hysteresis Current Controller", *Energy and Power Engineering*, vol. 5, no. 5, pp. 363-371, Jul 2013.

- [28] T. Senjyu, T. Shingaki, and K. Uezato, "Sensorless Vector Control of Synchronous Reluctance Motors with Disturbance Torque Observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 2, pp. 402-407, Apr 2001.
- [29] M. Hasegawa, H. Kitahara, and A. Matsumoto, "Position Sensorless Torque Estimation of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended-Flux Model without Core-Loss Measurement", *Journal of Energy and Power Engineering*, vol. 6, no. 9, pp. 1480-1487, Sep 2012.
- [30] H. F. Hofmann, S. R. Sanders, and A. El-Antably, "Stator-Flux-Oriented Vector Control of Synchronous Reluctance Machines With Maximized Efficiency", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 5, pp. 1066-1072, Oct 2004.
- [31] M. A. Fellani and D. E. Abaid, "Matlab/Simulink-Based Transient Stability Analysis Of A Sensorless Synchronous Reluctance Motor", *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 4, no. 8, pp. 1230-1234, 2010.
- [32] C.-G. Chen, T.-H. Liu, M.-T. Lin, and C.-A. Tai, "Position Control of a Sensorless Synchronous Reluctance Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 15-25, Feb 2004.
- [33] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor position detection scheme for synchronous reluctance motor based on current measurements", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 4, pp. 860-868, Jul 1995.
- [34] T. Senjyu, K. Kinjo, N. Urasaki, and K. Uezato, "High Efficiency Control of Synchronous Reluctance Motors Using Extended Kalman Filter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 4, pp. 726-732, Aug 2003.
- [35] T. Matsuo, A. El-Antably, and T. A. Lipo, "A New Control Strategy for Optimum-Efficiency Operation of a Synchronous Reluctance Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1146-1153, Set 1997.
- [36] T. Lubin, H. Razik, and A. Rezzoug, "On-line efficiency optimization of a synchronous reluctance motor", *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 5-6, pp. 484-493, 2007.
- [37] S. Ichikawa, M. Tomito, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended EMF Models Considering Magnetic Saturation With Online Parameter Identification", *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp.1264-1274, Sept 2006.
- [38] P. Guglielmi, M. Pastorelli, and A. Vagati, "Synchronous Impact of Cross-Saturation in Sensorless Control of Transverse-Laminated Synchronous Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp.429-439, April 2006.
- [39] S. Yamamoto, T. Ara, and Kouki Matsuse, "A Method to Calculate Transient Characteristics of Synchronous Reluctance Motors Considering Iron Loss and Cross-Magnetic Saturation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 1, pp. 47-56, Jan 2007.
- [40] J.-B. Im, W. Kim, K. Kim, C.-S. Jin, J.-H. Choi, and J. Lee, "Inductance Calculation Method of Synchronous Reluctance Motor Including Iron Loss and Cross Magnetic Saturation", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 6, pp. 2803-2806, June 2009.

- [41] K. Yahia, D. M. B. Matos, J. O. Estima, A. J. M. Cardoso, "Modeling Synchronous Reluctance Motors Including Saturation, Iron Losses and Mechanical Losses", Proceedings of the 22nd International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, CD-ROM, Ischia, Italy, 6 pp., June 18-20, 2014.

Apêndice A

Caraterísticas do SynRM e Identificação de Parâmetros para Modelação Computacional

A modelação de motores elétricos envolve a utilização de parâmetros mecânicos e elétricos que permitem descrever o comportamento da máquina em termos matemáticos. Assim, além das caraterísticas básicas dadas pela chapa de caraterística do motor em estudo, um conhecimento profundo sobre outros parâmetros é essencial [41]. Refira-se, porém, que é necessário um diverso conjunto de equipamentos para a obtenção desses mesmos parâmetros, sendo que as Figuras A.1, A.2 e A.3 ilustram algum do equipamento utilizado nos ensaios laboratoriais efetuados.

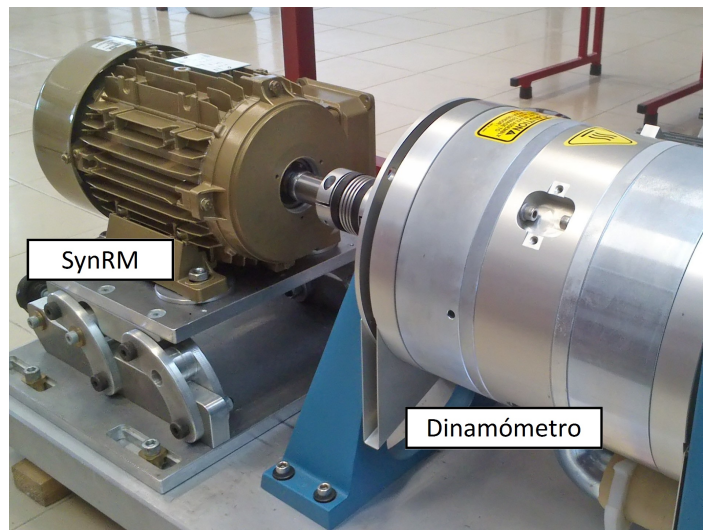


Figura A.1: SynRM e dinamómetro.



Figura A.2: Analisador de potência digital e controlador do dinamómetro.



Figura A.3: Inversor.

A.1 Parâmetros do SynRM

O motor síncrono de relutância estudado neste trabalho consiste numa máquina de 2.2 kW, cujas características base são reportadas pela chapa de características do motor e encontram-se descritas na Tabela A.1.

Parâmetros	Valores
Potência nominal	2.2 kW
Tensão nominal	366 V
Corrente nominal	5.7 A
Velocidade nominal	1500 rpm
N.º de pares de pólos	2
Momento de inércia	0.0017 kg.s ² /rad

Tabela A.1: Parâmetros relativos ao controlo.

A.2 Identificação de Parâmetros para a Modelação Computacional do SynRM

A.2.1 Parâmetros Mecânicos

Alguns dos parâmetros mecânicos característicos do motor e necessários na sua modelação são a constante de atrito viscoso (B_m) e a constante de atrito de carga residual (T_k). Para a sua determinação foi realizado um teste de desaceleração natural. Assim, com o SynRM devidamente alimentado e após ser atingida a velocidade nominal, foi desligada a alimentação do motor, deixando-se rodar o veio livremente sem qualquer carga aplicada até que este parasse.

Os dados da variação da velocidade no período da realização do ensaio foram obtidos mediante a ligação de um sensor de velocidade a um osciloscópio. A Figura A.4 apresenta a curva de desaceleração registada pelo osciloscópio no teste realizado.

Neste ponto, para o cálculo dos parâmetros B_m e T_k foi então modelado o perfil da velocidade

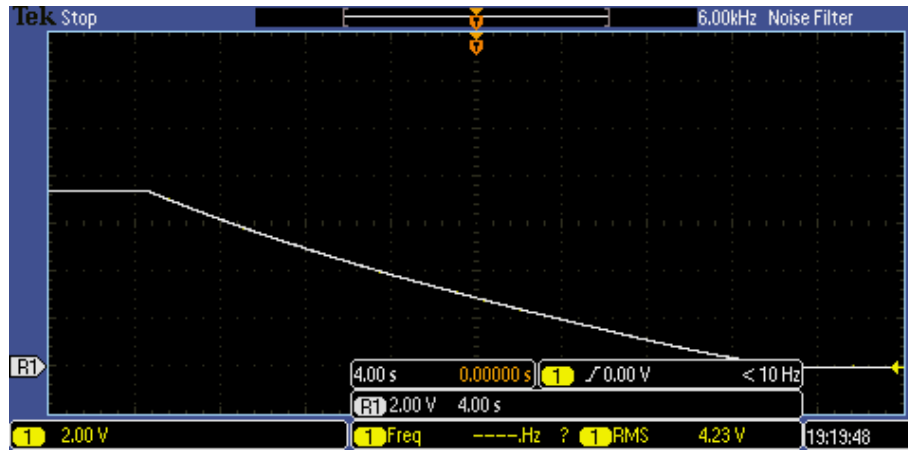


Figura A.4: Curva da velocidade mecânica durante o teste de desaceleração natural obtida através do osciloscópio.

mecânica do motor por meio da resolução da equação diferencial ordinária da mecânica do movimento (eq. 2.7). Assim, durante o período de desaceleração a velocidade mecânica é modelada por:

$$\omega_r = \left(\omega_i + \frac{T_k}{B_m} \right) e^{-\frac{B_m}{J_m} t} - \frac{T_k}{B_m} \quad (\text{A.1})$$

onde ω_i é a velocidade inicial do motor e J_m o momento de inércia das partes móveis. Perante o ensaio realizado, o primeiro termo assume o valor da velocidade nominal, enquanto o momento de inércia total resulta da soma da inércia do rotor do SynRM (J_r), da inércia de ligação mecânica (J_{mc}) e da inércia do sistema de travagem (J_{bs}), cujos valores são dados pelos fabricantes de cada elemento na Tabela A.2.

Parâmetros	Valores
J_r	0.0017 kgm^2
J_{mc}	0.00006 kgm^2
J_{bs}	0.012 kgm^2

Tabela A.2: Momentos de inércia das partes móveis do sistema motor-carga.

Considerando $\omega_i = 157.1 \text{ rad/s}$ e $J = 0.0137 \text{ kgm}^2$, a expressão A.1 vem, assim:

$$\omega_m = \left(157.1 + \frac{T_k}{B_m} \right) e^{-\frac{B_m}{0.0137}(t-4.7)} - \frac{T_k}{B_m} \quad (\text{A.2})$$

Os valores da constante de atrito viscoso (B_m) e da constante de atrito de carga (T_k) foram então obtidos pela aproximação da curva modelada com os resultados experimentais obtidos. Assim, após várias tentativas, definiram-se os valores de $B_m = 0.00036 \text{ Nms/rad}$ e $T_k = 0.047 \text{ Nm}$ como os que melhor asseguravam a correspondência entre os resultados experimentais e teóricos. Os dados experimentais e a curva aproximada estabelecida encontram-se representados na Figura A.5.

A.2.2 Parâmetros Elétricos

O conhecimento dos parâmetros do SynRM é fundamental para as equações matemáticas que descrevem o seu funcionamento. Assim, uma adequada identificação dos mesmos é determi-

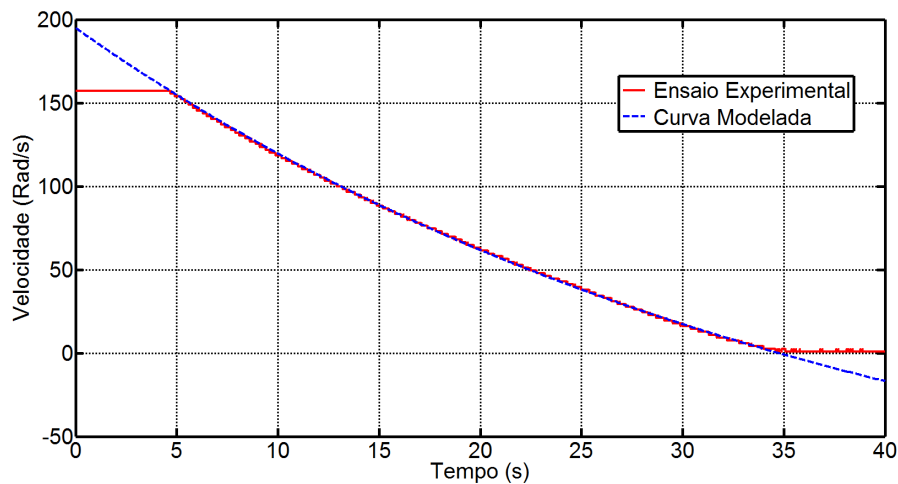


Figura A.5: Dados experimentais do teste de desaceleeração natural realizado e respetiva curva modelada.

nante para o correto funcionamento do modelo.

A.2.2.1 Indutâncias Síncronas

As indutâncias síncronas foram determinadas com recurso a um simples teste *offline*. Para a sua realização foram conectados os terminais do SynRM segundo o esquema apresentado na Figura A.6, onde a fase *b* e a fase *c* se encontram curto-circuitadas. Paralelamente à configuração de ligações definida, o rotor foi fixado numa posição pré-determinada. Com isto, foi então aplicada uma tensão monofásica por meio de um autotransformador aos terminais da fase *a* e do paralelo das fases *b* e *c*, medindo-se os parâmetros adequados para o cálculo das indutâncias.

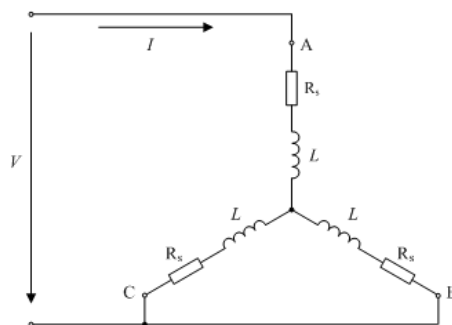


Figura A.6: Esquema de ligações definido para a medição das indutâncias síncronas do SynRM.

Mais pormenorizadamente, para a medição da indutância L_d o motor foi alimentado por uma corrente de reduzida intensidade (aproximadamente metade da corrente nominal) que permitia a rotação manual do rotor e a identificação da posição de mínima relutância. Encontrada esta orientação foi então mantido fixo o rotor, medindo posteriormente diferentes valores de tensão e corrente.

No que diz respeito à medição de L_q , um procedimento idêntico foi efetuado. Porém, aqui o rotor foi posicionado e alinhado com a posição de máxima relutância, em oposição ao teste realizado para a obtenção de L_d .

Deste modo, as indutâncias segundo os eixos *d* e *q* foram obtidas de acordo com a seguinte

equação:

$$L_{d,q} = \frac{2}{3} \frac{\sqrt{\left(\frac{V}{I}\right)^2 - \left(\frac{3}{2}R_s\right)^2}}{2\pi f} \quad (\text{A.3})$$

Por aplicação da equação A.3, são apresentadas nas Tabelas A.3 e A.4 os valores calculados para as indutâncias L_d e L_q , respetivamente, sendo também exibidos os parâmetros medidos e recolhidos experimentalmente. A representação gráfica das curvas de ambas as indutâncias em função da corrente de alimentação é apresentada na Figura A.7.

V (V)	I (A)	$L_d(H)$
3	0.21	0.0235
46	0.39	0.246
72	0.60	0.251
95	0.79	0.252
118	0.99	0.252
176	1.49	0.249
229	1.98	0.244
280	2.51	0.236
321	3.02	0.225
350	3.51	0.211
73	4.03	0.196
388	4.52	0.182
400	4.98	0.170
411	5.45	0.159

Tabela A.3: Valores de L_d e respetivos valores medidos para o seu cálculo.

V (V)	I (A)	$L_q(H)$
16	0.20	0.174
26	0.39	0.142
33	0.62	0.112
37	0.80	0.098
42	1.06	0.084
50	1.52	0.069
57	1.98	0.061
65	2.53	0.054
71	2.98	0.050
79	3.57	0.046
85	4.03	0.044
92	4.55	0.042
99	5.06	0.041
106	5.58	0.039
112	6.09	0.038

Tabela A.4: Valores de L_q e respetivos valores medidos para o seu cálculo.

Por observação dos resultados apresentados nota-se que para reduzidos valores de corrente os valores de indutância são relativamente elevados, enquanto com o aumento da corrente os valores das indutâncias L_d e L_q tendem a diminuir, devido aos efeitos de saturação do núcleo estático.

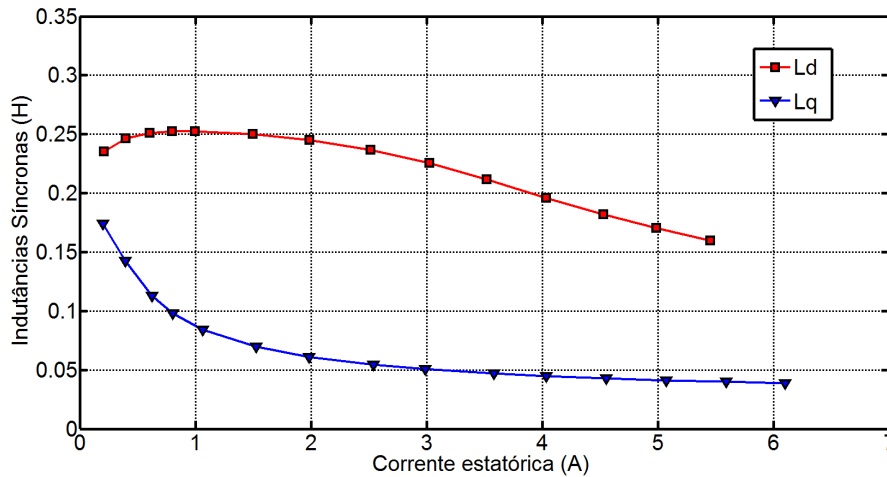


Figura A.7: Valores das indutâncias síncronas em função da corrente.

A.2.2.2 Resistência Simbólica das Perdas Ferromagnéticas

Para determinar a resistência representativa das perdas no ferro (R_c) foi realizado um teste experimental que consistiu na alimentação do SynRM através de um inversor industrial. Utilizando um analisador de potência digital, foram recolhidos diversos dados relativos ao funcionamento para diferentes valores de velocidades e níveis de carga do motor. Entre as possibilidades de dados disponibilizados pelo analisador foram coletadas, em particular, a velocidade mecânica (N), a tensão de fase aplicada aos enrolamentos do estator (V), a corrente na linha (I), a potência de entrada (P_{in}) e a potência de saída (P_{out}), tal como é mostrado na primeira parte da Tabela A.5.

N (rpm)	T_m (Nm)	V (V)	I (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	P_{copper} (W)	P_m (W)	P_{iron} (W)	V_{R_c} (V)	R_c (Ω)
1500	0.1	143.8	1.46	53.5	19	11	16	7	141	8316.6
	3.5	149.2	2.61	610.0	548	35	16	11	145	5765.0
	7	189.6	3.76	1209.9	1098	73	16	23	183	4395.9
	10.5	219.2	4.72	1812.7	1644	114	16	38	211	3510.1
	14	241.7	5.62	2426.9	2194	162	16	54	232	2972.7
1200	0.1	117.6	1.46	43.4	14	11	12	7	115	5811.4
	3.5	122.2	2.61	495.8	440	35	12	9	118	4475.7
	7	155.3	3.76	981.1	879	72	12	18	149	3679.0
	10.5	179.9	4.71	1471.2	1316	114	12	30	172	2975.0
	14	198.2	5.61	1971.7	1756	162	12	43	189	2506.1
900	0.1	92.1	1.46	33.8	10	11	8	5	90	4580.3
	3.5	95.4	2.61	379.8	329	35	8	8	91	3025.9
	7	120.8	3.76	753.7	659	72	8	15	114	2693.5
	10.5	139.5	4.71	1131.1	987	114	8	23	131	2294.4
	14	153.6	5.61	1518.5	1317	161	8	32	144	1919.9
600	0.1	75.8	1.46	26.4	6	11	4	5	73	3146.4
	3.5	78.4	2.63	266.5	220	35	4	7	74	2471.2
	7	93.7	3.78	529.5	440	73	4	12	87	1928.8
	10.5	104.9	4.72	793.4	658	114	4	17	97	1693.1
	14	114.0	5.62	1068.2	878	162	4	24	104	1383.2

Tabela A.5: Resultados experimentais obtidos e cálculos intermédios para a identificação do valor de R_c .

Com os dados recolhidos, as resistências representativas das perdas no ferro para as diferen-

tes situações de teste foram então obtidas de acordo com as seguintes equações:

$$P_{copper} = 3R_s I^2 \quad (A.4)$$

$$P_m = B_m \omega^2 + T_L \omega \quad (A.5)$$

$$P_{iron} = P_{in} - P_{out} - P_{copper} - P_m \quad (A.6)$$

$$V_{R_c} = V - R_s I \quad (A.7)$$

$$R_c = 3 \frac{V_{R_c}^2}{P_{iron}} \quad (A.8)$$

onde P_{copper} são as perdas no cobre, P_m as perdas mecânicas, P_{iron} as perdas no ferro, V_{R_c} a tensão aplicada à resistência representativa das perdas no ferro e R_c a resistência simbólica das perdas no ferro.

Com base nas equações A.4-A.8, são apresentados na segunda parte da tabela A.5, os valores de R_c e os respectivos valores dos cálculos intermédios.

Na Figura A.8 os mesmos valores são apresentados, contudo em termos gráficos e em função da velocidade mecânica e do binário. Observe-se que o valor de R_c aumenta com a velocidade do motor para todos os valores de carga. Por outro lado, o mesmo valor decresce com o aumento da carga aplicada.

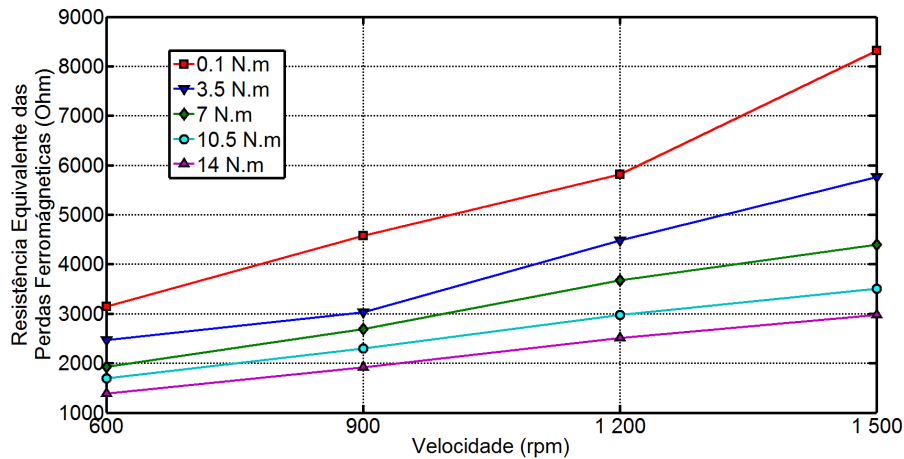


Figura A.8: Evolução da resistência das perdas no ferro em função da velocidade mecânica e binário de carga.

Apêndice B

Parâmetros Usados na Simulação

B.1 Parâmetros Configurados nos Blocos do Acionamento

De forma a se obter uma correta modelação do SynRM, foram configurados diversos parâmetros nos blocos que compõem o acionamento do SynRM. Neste sentido, as Tabelas B.1, B.2, B.3, B.4 e B.5 apresentam, respetivamente, os parâmetros utilizados nos blocos da fonte de alimentação, retificador trifásico, filtro capacitivo, inversor e modelo do SynRM desenvolvido.

Parâmetros	Valores
Phase-to-phase rms voltage	410 V
Phase angle of phase A	0
Frequency	50 Hz
Internal Connection	Yg
Source Resistance	0.5 Ω
Source Inductance	1 μH

Tabela B.1: Parâmetros configurados no bloco da fonte de alimentação trifásica.

Parâmetros	Valores
Snubber Resistance	100 k Ω
Snubber Capacitance A	20 nF
R_{on}	1 m Ω
L_{on}	0 H
Forward Voltage	0.7 V

Tabela B.2: Parâmetros configurados no bloco do retificador trifásico.

Parâmetros	Valores
Capacitance	2350 μF
Initial Voltage A	150 V

Tabela B.3: Parâmetros configurados no bloco do filtro capacitivo.

Parâmetros	Valores
Snubber Resistance	3500 Ω
Snubber Capacitance A	inf
R_{on}	11.5 m Ω
Forward Voltages	1.2 V, 1.3 V
Tf(s), Tt(s)	1 μs , 2 μs

Tabela B.4: Parâmetros configurados no bloco do inversor.

Parâmetros	Valores
R_s	1.71 Ω
J	0.0137 $kg.s^2$
B_m	0.00036 Nms/rad
p	2

Tabela B.5: Parâmetros configurados no bloco do filtro capacitivo.

B.2 Parâmetros de Controle e Tempos de Amostragem

No mesmo sentido, os parâmetros de controle e os tempos de amostragem asseguram a correta interação entre blocos, sendo utilizados em diversos sub-blocos do bloco de "Controlo". Os valores dos parâmetros de controle e dos tempos de amostragem encontrando-se definidos, respetivamente, nas Tabelas B.6 e B.7.

Parâmetros	Valores
K_p	0.1
K_i	1
I_{max}	12.0 A
bh	0.2 A

Tabela B.6: Parâmetros utilizados no controlo.

Parâmetros	Valores
T_s	5 μs
$T_{s_{foc}}$	10 μs
T_{sv}	100 μs
f_c	150 Hz

Tabela B.7: Parâmetros relativos aos tempos de amostragem.