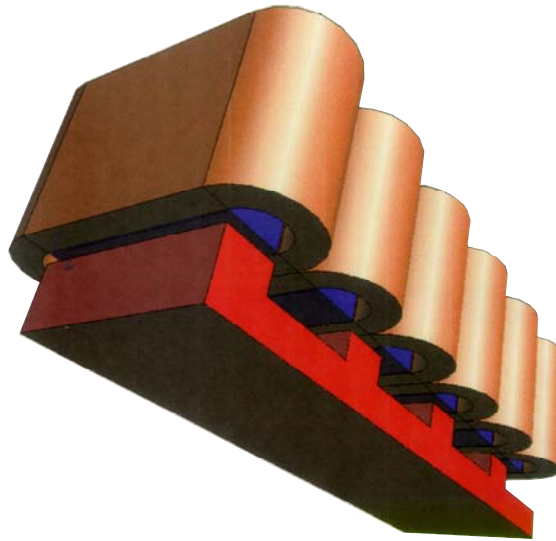




UNIVERSIDADE da BEIRA
INTERIOR

**ACTUADOR LINEAR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL
COMUTADO. MODELIZAÇÃO, DIMENSIONAMENTO,
CONSTRUÇÃO E ENSAIO.**



MARIA DO ROSÁRIO ALVES CALADO

DISSERTAÇÃO PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR
EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA

Orientador: Professor Doutor Carlos Manuel Pereira Cabrita

DEZEMBRO 2001

Tese realizada sob orientação de

Professor Doutor Eng.º Carlos Manuel Pereira Cabrita

Professor Associado com Agregação do Departamento de Engenharia Electromecânica
da Universidade da Beira Interior

Ao Sílvio, à Marta e à Mafalda

Resumo

Esta dissertação incide sobre a análise do actuador linear de relutância variável comutado, no que diz respeito à sua modelização, ao seu dimensionamento optimizado, à sua construção e ao seu ensaio.

Estes actuadores, de fluxo longitudinal e de fluxo transversal, são raramente referidos na literatura científica, e a abordagem à sua análise é praticamente inexistente. A introdução a este tema é feita recorrendo aos motores de relutância variável comutados rotativos, sendo posteriormente apresentada uma breve referência aos actuadores lineares, como máquinas que resultam da manipulação geométrica das máquinas rotativas. Evoluindo no sentido dos actuadores objecto desta dissertação, propõe-se uma metodologia de dimensionamento, de carácter analítico, de actuadores lineares de topologia tubular e de topologia plana. Por aplicação da metodologia proposta, e com o objectivo de tornar automática a tarefa de dimensionamento destes actuadores, bem como facilitar a sua selecção, propõe-se um programa de computador.

O actuador de relutância variável comutado apresenta uma geometria irregular, física e electromagneticamente não homogénea, exigindo que a análise do seu desempenho, para as diferentes posições relativas entre o primário e o secundário, e para diferentes parâmetros da máquina, seja conduzida mediante a aplicação de métodos numéricos, permitindo, assim, o seu dimensionamento optimizado. As características teóricas do actuador, magnéticas e funcionais, obtidas através do método de elementos finitos, são, por último, comparadas com os resultados obtidos nos ensaios laboratoriais de um protótipo optimizado, que foi construído.

Palavras chave

Motor de Relutância Variável Comutado
Actuador Linear de Relutância Variável Comutado
Indutâncias de Alinhamento e de Não Alinhamento
Energia e Co-Energia Magnéticas
Dimensionamento Analítico
Dimensionamento Automático
Método Numérico de Elementos Finitos
Dimensionamento Optimizado
Projecto, Construção e Ensaio
Força de Tração

Abstract

The aim of this PhD Thesis is the analysis of the linear switched reluctance actuator, concerning its modelling, optimised design, construction and testing.

These longitudinal and transversal flux actuators are rarely mentioned in scientific literature and their analysis is practically inexistent. The introduction to this matter is made through the rotating switched reluctance motors, being briefly referred the linear actuators as machines that result from geometric manipulation of the rotating machines. Concerning the actuators object of this PhD Thesis an analytical design methodology for both tubular and flat linear actuators is also presented. Using the proposed methodology and aiming to reach the automatic actuator design as well as make easier its selection, a computer program is proposed.

The switched reluctance actuator presents an irregular geometry, physical and electromagnetically non homogeneous, imposing that the analysis of its performance, for different relative positions between primary and secondary and for different machine parameters, is to be made by means of numerical methods in view to obtain an optimised design. The theoretical magnetic and functional characteristics of an actuator, obtained on basis the finite elements method, are compared with experimental results obtained from lab tests on an optimised prototype designed and built by the author.

Keywords

Switched Reluctance Motor
Linear Switched Reluctance Actuator
Aligned and Unaligned Inductances
Magnetic Energy and Co-Energy
Analytical Design
Automatical Design
Finite Elements Method
Optimised Design
Design, Construction and Testing
Traction Force

Agradecimentos

Desejo expressar o meu maior agradecimento ao Professor Doutor Carlos Manuel Pereira Cabrita, Professor Associado com Agregação da Universidade da Beira Interior, responsável como Orientador Científico. A sua percepção na sugestão do tema e a sua enorme coragem em enfrentá-lo conjuntamente comigo, bem como o seu profundo conhecimento e empenho, foram determinantes no decorrer deste trabalho de investigação.

Expresso também o meu reconhecimento pela sua filosofia de investigação, que me suscitou o importante papel da componente experimental num trabalho de investigação científica em engenharia.

Acresce ainda salientar a disponibilidade e o excelente apoio que, de forma amiga, sempre me facultou, quer ao longo do desenvolvimento deste trabalho, quer na sua fase final, aquando da revisão do texto.

Aos presidentes do Departamento de Engenharia Electromecânica, da Universidade da Beira Interior, Professor Doutor José António Menezes Felipe de Souza, Professor Associado, e Professor Doutor Carlos Manuel Pereira Cabrita, Professor Associado com Agregação, desejo expressar o meu reconhecimento pela forma amiga como exerceram o seu apoio institucional e pelo empenho sempre posto na disponibilização dos meios necessários para a realização deste trabalho.

Ao Professor Doutor José Manuel Guerreiro Gonçalves, da Universidade do Algarve, desejo expressar o meu agradecimento pela amizade, incentivo e pelas sugestões dadas ao longo deste trabalho.

Ao Engenheiro Manuel Maria Peixoto Duarte desejo expressar o meu agradecimento pela sua amizade e incentivo, bem como pela disponibilização da sua biblioteca pessoal, de inestimável valor e na qual sei ter grande estima.

A todos os docentes do Departamento de Engenharia Electromecânica, da Universidade da Beira Interior, sem excepção, desejo expressar o meu agradecimento pelo apoio e incentivo sempre demonstrados.

À SMIL – Covilhã, na pessoa do Engenheiro José Manuel Brás, responsável pela construção do circuito magnético do actuador e do banco de ensaios, expresse o meu agradecimento pelo excelente trabalho e pela forma como aceitou as nossas sugestões.

À Bobitécnica – Covilhã, na pessoa do Sr. Paulo Gonçalves Teixeira, responsável pela bobinagem do primário do actuador, expresse o meu agradecimento pelo excelente trabalho e pela forma como se adaptou à natureza dessa tarefa.

À minha mãe, e, a título póstumo, ao meu pai, a quem devo o grande incentivo da minha opção por ter enveredado por uma carreira na nobre área da Engenharia Electrotécnica, desejo expressar o meu profundo agradecimento pelo desvelo que puseram na minha formação.

Índice

1	Introdução	
1.1	Enquadramento	
1.2	Motivação	
1.3	Organização do texto	
1.4	Simbologia	
2	A Máquina de Relutância Variável Comutada	
2.1	Introdução	
2.2	Princípios de conversão de energia do MRVC	
2.2.1	Posição de alinhamento	
2.2.2	Posição de não alinhamento	
2.2.3	Posições intermédias	
2.3	Características magnéticas do MRVC	
2.4	Binário	
2.5	Introdução aos actuadores lineares	
2.6	Funcionamento dos actuadores lineares	
2.7	Conclusões	

3	Dimensionamento Analítico do ALRVC
3.1	Introdução
3.2	Estruturas práticas
3.3	Força de tracção
3.4	Equações de funcionamento
3.5	Dimensionamento
3.6	Dimensionamento de um ALRVC plano
3.7	Conclusões
4	Programa de Cálculo para Dimensionamento do ALRVC.
	Seleccção do Protótipo
4.1	Introdução
4.2	Objectivos do programa
4.3	Funcionamento do programa
4.4	Seleccção do actuador
4.5	Especificação do circuito magnético
4.6	Dimensionamento do circuito eléctrico
4.7	Conclusões
5	Análise Numérica do ALRVC
5.1	Introdução
5.2	Equações de Maxwell
5.3	Discretização da equação de Poisson
5.4	Aplicação do método iterativo de Newton
5.5	Análise do ALRVC
5.6	Conclusões
6	Características Magnéticas do ALRVC
6.1	Introdução
6.2	Princípio geral da conversão electromagnética de energia ...

6.3	Excitação a fluxo e a tensão constantes	
6.4	Excitação a corrente constante	
6.5	Curva de magnetização da máquina	
6.6	Características da energia e da co-energia	
6.7	Forças de tracção e de atracção da máquina	
6.8	Forças de tracção médias da máquina	
6.9	Conclusões	
7	Caracterização Experimental do ALRVC	
7.1	Introdução	
7.2	Construção do protótipo	
7.3	Ensaio preliminar de determinação dos parâmetros das bobinas	
7.4	Ensaio preliminar de aquecimento	
7.4.1	Curva de aquecimento	
7.4.2	Curva de arrefecimento	
7.4.3	Corrente máxima admissível pelo ALRVC	
7.4.4	Resultados do ensaio de aquecimento/arrefecimento	
7.5	Ensaio para a determinação da variação da indutância do actuador	
7.6	Ensaio de tracção	
7.7	Determinação dos limites funcionais do actuador	
7.8	Conclusões	
8	Conclusão	
8.1	Conclusões principais	
8.2	Direcções de investigação	
	Referências bibliográficas	

Lista de Figuras e Tabelas

Fig. 2.1 a) Representação do funcionamento do motor de relutância
variável comutado. Posição de alinhamento 1-1'

Fig. 2.1 b) Representação do funcionamento do motor de relutância
variável comutado. Posição de não alinhamento

Fig. 2.1 c) Representação do funcionamento do motor de relutância
variável comutado. Posições intermédias de aproximação e de
afastamento da posição de alinhamento

Fig. 2.2 Representação das características magnéticas, em termos
qualitativos, da máquina

Fig. 2.3 Representação da variação teórica da indutância e do binário
do MRVC

Fig. 2.4	Ilustração da obtenção de uma máquina linear com duplo estator a partir de uma máquina rotativa
Fig. 2.5	Representação da obtenção de um actuador linear tubular a partir de uma máquina rotativa
Fig. 2.6	Representação de um actuador linear plano elementar
<hr/>	
Fig. 3.1	Estrutura prática de um ALRVC plano
Fig. 3.2	Dimensões características do ALRVC
Fig. 3.3	Laminações de um ALRVC
Fig. 3.4	Características $\Psi(i)$ para diferentes posições x
Fig. 3.5	Características $\Psi(i)$ simplificadas
Fig. 3.6	Dimensões principais do ALRVC tubular
Fig. 3.7	Dimensões principais do ALRVC plano
<hr/>	
Fig. 4.1	Diagrama de fluxo do programa de cálculo MAREVA
Fig. 4.2	Diálogo principal do MAREVA
Fig. 4.3	Diálogo principal que indica o fim do dimensionamento
Fig. 4.4	Diálogo secundário de ajuda

Fig. 4.5	Diálogos secundários que indicam soluções inexequíveis	
Fig. 4.6 a)	Diálogo secundário que mostra o resultado do dimensionamento, para a máquina tubular	
Fig. 4.6 b)	Diálogo secundário que mostra o resultado do dimensionamento, para a máquina plana	
Fig. 4.7 a)	Diálogo secundário que mostra a representação esquemática da máquina tubular	
Fig. 4.7 b)	Diálogo secundário que mostra a representação esquemática da máquina plana	
Fig. 4.8	Projecto do circuito magnético do ALRVC seleccionado	
Fig. 4.9	Projecto do circuito eléctrico do ALRVC seleccionado	
<hr/>		
Fig. 5.1	Malha inicial de elementos finitos triangulares para a posição de alinhamento do ALRVC 6/4, e excitação da fase 1	
Fig. 5.2	Malha solução de elementos finitos triangulares para a posição de alinhamento do ALRVC 6/4, e excitação da fase 1	
Fig. 5.3 a)	Ilustração do princípio de funcionamento do ALRVC. Posição de alinhamento	117
Fig. 5.3 b)	Ilustração do princípio de funcionamento do ALRVC. Posição de sobreposição parcial	117

Fig. 5.3 c) Ilustração do princípio de funcionamento do ALRVC. Posição de não alinhamento	117
Fig. 5.4 a) Distribuição do fluxo magnético, na posição de alinhamento, para o comprimento do entreferro $g=5$ [mm]	117
Fig. 5.4 b) Distribuição do fluxo magnético, na posição de alinhamento, para o comprimento do entreferro $g=10$ [mm]	127
Fig. 5.5 a) Distribuição do fluxo magnético, na posição de alinhamento. Largura do dente do secundário superior à largura do pólo do primário	129
Fig. 5.5 a) Distribuição do fluxo magnético, na posição de alinhamento. Largura do dente do secundário inferior à largura do pólo do primário	129
<hr/>	
Fig. 6.1 Transdutor magnético elementar	147
Fig. 6.2 Variação da energia magnética, durante um deslocamento elementar dx , a fluxo constante ψ	148
Fig. 6.3 Variação da energia magnética, durante um deslocamento elementar dx , a fluxo constante i	149
Fig. 6.4 Curva de magnetização do ALRVC	152
Fig. 6.5 Características de co-energia W_c em função da posição relativa do secundário x , para diferentes valores de corrente . .	153

Fig. 6.6	Características de energia W_m em função da posição relativa do secundário x , para diferentes valores de corrente	153
Fig. 6.7	Factor de saturação k em função da posição relativa do secundário x , para diferentes valores de corrente	153
Fig. 6.8	Força de tracção estática F em função da corrente de excitação i , para as diferentes posições relativas do secundário, desde a posição de não alinhamento até à posição de alinhamento	153
Fig. 6.9	Força de atracção estática F_n em função da corrente de excitação i , para as diferentes posições relativas do secundário, desde a posição de não alinhamento até à posição de alinhamento	153
Fig. 6.10	Força de tracção média F_m em função da corrente de excitação i , para as diferentes posições relativas do secundário, desde a posição de não alinhamento até à posição de alinhamento	153
<hr/>		
Fig. 7.1	Primário do actuador	
Fig. 7.2	Pormenor de aperto da laminação do primário	
Fig. 7.3	Secundário do actuador	
Fig. 7.4	Banco de ensaio	

Fig. 7.5	Pormenor do banco de ensaio. Regulação do comprimento do entreferro e sistema de rolamento, com rodízios de PVC
Fig. 7.6	Pormenor da ligação exterior das bobinas
Fig. 7.7	Pormenor da correia articulada com os condutores no seu interior
Fig. 7.8	Curva universal de aquecimento
Fig. 7.9	Curva universal de arrefecimento
Fig. 7.10	Curva de arrefecimento do ALRVC
Fig. 7.11	Correntes admissíveis pelo ALRVC em função do tempo
Fig. 7.12	Capacidade de sobrecarga do ALRVC em função do tempo
Fig. 7.13	Representação do circuito magnético no alinhamento
Fig. 7.14	Influência da corrente de excitação na indutância equivalente do circuito magnético, em função da posição relativa do secundário. Valores obtidos por simulação numérica
Fig. 7.15	Pormenor do processo de bloqueio do secundário do actuador nas posições pretendidas
Fig. 7.16	Indutância em função da posição do secundário para diferentes valores de corrente. Comprimento do entreferro, $g = 2$ [mm]

- Fig. 7.17 Indutância em função da posição do secundário para diferentes valores de corrente. Comprimento do entreferro, $g = 4$ [mm]
- Fig. 7.18 Indutância em função da posição do secundário para diferentes valores de corrente. Comprimento do entreferro, $g = 8$ [mm]
- Fig. 7.19 Ilustração do efeito de alastramento lateral do fluxo na vizinhança do pólo, na posição de alinhamento, por aumento do comprimento do entreferro. Consideram-se os comprimentos do entreferro $g = 2$ [mm], $g = 4$ [mm] e $g = 8$ [mm]
- Fig. 7.20 Pormenor da colocação da célula de carga nos ensaios de tracção do actuador
- Fig. 7.21 Valores da força de tracção F em função da posição relativa do secundário, para diferentes valores de corrente. Entreferro $g = 2$ [mm]
- Fig. 7.22 Valores da força de tracção F em função da posição relativa do secundário, para diferentes valores de corrente. Entreferro $g = 4$ [mm]
- Fig. 7.23 Valores da força de tracção F em função da posição relativa do secundário, para diferentes valores de corrente. Entreferro $g = 8$ [mm]

Fig. 7.24 Valores da força de tracção F do actuador para um entreferro $g = 2$ [mm], em função da posição relativa do secundário, para diferentes valores de corrente. Actuador com uma estrutura elementar 6/4

Fig. 7.25 Características da corrente máxima de excitação do primário do actuador, I_{lev} , antes da ocorrência de levitação, em função da posição relativa do secundário, para diferentes comprimentos do entreferro

Fig. 7.26 Características da força de tracção máxima desenvolvida pelo actuador, F_{lev} , antes da ocorrência de levitação, em função da posição relativa do secundário, para diferentes comprimentos do entreferro

Tab. 1.1 Diferenças comparativas entre o motor de relutância variável comutado e o motor síncrono de relutância 88

Tab. 1.2 Diferenças comparativas entre o motor de relutância variável comutado e o motor passo a passo de relutância 88

Tab. 3.1 Dados principais de um ALRVC tubular 88

Tab. 3.2 Valores de dimensionamento dos ALRVC's 88

Tab. 4.1 Parâmetros de protótipos 6/4 88

Tab. 7.1 Valores dos parâmetros das bobinas dos enrolamentos 123

Tab. 7.2	Resultados do ensaio de aquecimento/arrefecimento do ALRVC	123
Tab. 7.3	Valores das indutâncias da máquina: indutância na posição de alinhamento e indutância na posição de não alinhamento	123
Tab. 8.1	Características limite dos protótipos de M. R. Calado e de R. Krishnan	123

CAPÍTULO

1

Introdução

Este capítulo aborda todos os aspectos relacionados com o enquadramento, a motivação, a organização do texto, e a simbologia, inerentes a esta dissertação. Mais concretamente, no enquadramento tecem-se algumas considerações genéricas sobre máquinas eléctricas e apresenta-se uma comparação entre os motores de relutância variável comutados e os motores síncronos de relutância, bem como entre o motor de relutância variável comutado e o motor passo a passo de relutância, terminando-se este subcapítulo pela apresentação do estado da arte, no que concerne ao actuador linear de relutância variável comutado. Na motivação, a autora expõe as razões da escolha do tema da dissertação, apresentando igualmente a sequência dos trabalhos realizados. Por sua vez, na organização do texto, explicitam-se as opções ortográficas adoptadas, discriminando-se o conteúdo programático de cada um dos capítulos. Finalmente, para melhor compreensão no que respeita à leitura e interpretação desta dissertação, optou-se por apresentar uma listagem dos símbolos utilizados, indicando-se, para cada um deles, qual o seu significado, assim como a respectiva unidade do sistema internacional.

1.1 Enquadramento

As máquinas eléctricas, entendidas como conversores de energia eléctrica em energia mecânica, podem ser genericamente classificadas em duas grandes categorias, com base na forma como é produzido o seu binário ou a sua força de tracção: (1) electromagneticamente e (2) por variação da relutância magnética. Na primeira grande categoria, o movimento da parte móvel da máquina resulta da interacção entre dois campos magnéticos (estatórico e rotórico), mutualmente acoplados, sendo este o princípio de funcionamento da grande maioria das máquinas utilizadas e comercialmente implantadas. Nesta categoria, inserem-se os motores de corrente contínua, os motores de indução e os motores síncronos.

Na segunda grande categoria, o movimento da parte móvel da máquina resulta do facto da relutância no entreferro ser variável e, por conseguinte, o rotor se movimentar para uma posição onde essa relutância seja mínima, isto é, para uma posição onde a indutância do enrolamento de excitação seja máxima.

A máquina de relutância variável pode ainda desenvolver movimentos rotativos (motor de relutância variável), ou desenvolver movimentos lineares (actuador de relutância variável), podendo o seu rotor ser interior ou exterior. No que diz respeito aos seus enrolamentos, estes são constituídos por um determinado número de circuitos eléctricos separados, os quais são denominados de fases, excitados em determinadas posições relativas da parte móvel, para as quais o valor da indutância apresenta uma tendência de crescimento. Esta definição inclui os motores de relutância variável comutados e os motores síncronos de relutância, que podem ser diferenciados entre si, quer pelas suas características geométricas, quer pela forma como as suas fases são excitadas. A Tab. 1.1

salienta, de forma sintética, as diferenças entre estes dois tipos de motores de relutância variável.

Das características apontadas para os motores de relutância variável comutados, e síncronos de relutância, verifica-se que pouco têm em comum, sendo o motor de relutância variável comutado comparável ao motor passo a passo de relutância variável, se bem que, com algumas diferenças significativas. Veja-se a Tab. 1.2, onde se apresenta, igualmente de forma sintética, as diferenças entre estas duas máquinas de relutância variável [35].

Tab. 1.1 Diferenças comparativas entre o motor de relutância variável comutado e o motor síncrono de relutância.

	MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADO	MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA
<i>GEOMETRIA</i>	Estatore e rotor laminados e com pólos salientes	Estatore e rotor laminados, sendo o estatore constituído por cavas e dentes
	Enrolamento concentrado em bobinas instaladas nos pólos, constituindo as fases de excitação	Enrolamento do estatore trifásico e distribuído, de forma aproximadamente sinusoidal
<i>EXCITAÇÃO</i>	A alimentação é uma sequência de impulsos de corrente, aplicados a cada fase	A alimentação é um sistema trifásico equilibrado de estrutura sinusoidal
<i>INDUTÂNCIA</i>	Variável, de forma aproximadamente triangular, com a posição do rotor	Variável sinusoidalmente com a posição do rotor

O motor de relutância variável comutado tem normalmente todas as vantagens associadas aos motores de indução, e apresenta ainda a vantagem suplementar da economia nos seus conversores electrónicos. Estas máquinas são capazes de desenvolver níveis de desempenho extremamente elevados, podendo ser controladas duma forma flexível, sendo relativamente baratas de construir pelo facto de só uma das suas partes constituintes ter enrolamentos, uma vez que a outra parte é constituída por uma pilha de laminações. Por conseguinte, apresentam grandes vantagens operacionais em aplicações industriais e domésticas.

Pelo facto das correntes de excitação das bobinas circularem de acordo com a posição da parte móvel da máquina, em intervalos controlados, ela desenvolve características “binário – velocidade” típicas de uma máquina de corrente contínua com excitação em série. O binário é independente do sentido da corrente, podendo por isso as correntes de excitação utilizadas serem unidireccionais. Esta faceta, característica dos motores de relutância variável comutados, permite simplificar os circuitos electrónicos que controlam o binário, através do estabelecimento da corrente nas fases em intervalos apropriados do ciclo de variação da indutância desses enrolamentos. Por outro lado, o motor de relutância variável comutado é uma máquina bastante fiável, já que cada fase é física, magnética e electricamente independente das restantes.

Quanto às desvantagens desta classe de motores, pode citar-se quer o facto de que por apresentarem saliências, tanto na sua parte móvel como na sua parte rotativa (para que a relutância magnética seja variável), terem características magnéticas altamente não lineares, que dificultam tanto a sua análise teórica como o seu controlo, quer a exigência de circuitos de comutação, já que se torna impossível a ligação directa a uma tensão contínua ou alternada. Assim, a necessidade da informação da posição do rotor exige a colocação de sensores na

máquina, encarecendo o sistema de accionamento. Por outro lado, o binário exhibe grandes oscilações, que tendem a diminuir o desempenho da máquina e a aumentar o nível de ruído acústico durante o seu funcionamento, sendo, por isso, necessária a utilização de técnicas de controlo reductoras dessas oscilações. Por todas estas considerações, é grande o desafio de se implementar um accionamento completo com base num actuador de relutância variável comutado que, para além de garantir o desempenho desejado em termos de resposta de binário e de velocidade, ofereça condições de funcionamento “suave”, sem grandes vibrações e ruídos acústicos, principalmente nos instantes de comutação.

Tab. 1.2 Diferenças comparativas entre o motor de relutância variável comutado e o motor passo a passo de relutância.

	MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL COMUTADO	MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA
<i>INFORMAÇÃO DA POSIÇÃO DO ROTOR</i>	A comutação é sincronizada e controlada mediante a informação de um sensor colocado no veio	Não tem, funciona em cadeia aberta
<i>DIMENSIONAMENTO</i>	Incide no rendimento energético da conversão até pelo menos 300 kW	Incide no binário

O motor de relutância variável comutado não é um conceito novo. De facto, o primeiro motor deste tipo que se conhece, baseado neste princípio, foi construído em 1838, pelo engenheiro inglês Davidson, e foi desenvolvido para

ser aplicado em tracção, tendo equipado uma locomotiva do caminho de ferro Glasgow-Edinburgh [49]. Contudo, se bem que o princípio da relutância variável comutada tivesse sido bem compreendido, os projectos que foram surgindo, electromagnética e electricamente pobres, impossibilitavam o sucesso de construção destes motores. A este facto adicionava-se a não existência de dispositivos de comutação adequados, imprescindíveis ao bom funcionamento destes motores. Assim, o advento do tiristor, em 1960, despertou novamente o interesse neste tipo de máquinas e a investigação neste assunto foi reavivada. No princípio da década de 1970 foram registadas diferentes patentes destes motores, nomeadamente por parte de Amato, Unnewehr, Bedford, Byrne e Lacey, entre outros [50]. No que diz respeito a publicações referentes a estas máquinas, até 1980 são raros os contributos científicos encontrados. Porém, nesse ano surgiu a publicação que se pode considerar como sendo o alicerce para os futuros projectos de motores de relutância variável comutados, de dimensão e desempenho competitivos, e que foi desenvolvido por Lawrenson e outros [39]. Esta prestação conduziu ao desenvolvimento do conhecido accionamento Oulton, o primeiro accionamento de velocidade variável comercialmente disponível, que utilizava um motor de relutância variável comutado associado a um controlador a tiristores. A partir da comercialização deste accionamento, o motor de relutância variável começa então a ser encarado como uma alternativa válida aos accionamentos de corrente contínua e de corrente alternada, possibilitando a sua aplicação numa gama variada de valores de potência e de velocidade, com a vantagem inerente à simplicidade e robustez da sua construção, até aqui só reconhecidas aos motores de indução de rotor em gaiola.

Os trabalhos que foram surgindo a partir do primeiro trabalho de Lawrenson, tiveram como base modelos lineares simplificados da máquina, que foram

suficientes, em primeira instância, para identificar as formas de onda das correntes principais. Posteriormente, foram sendo desenvolvidos modelos representativos, não lineares, que permitiram comprovar as considerações aproximadas já estabelecidas, e melhorar o estudo do comportamento dos accionamentos com motores de relutância variável comutados.

Em 1989, T. J. E. Miller publica um trabalho importante, sob a forma de livro, onde dedica um capítulo à análise do funcionamento dos motores de relutância variável comutados e ao seu sistema de controlo, utilizando o software PC-SRD desenvolvido pelo consórcio SPEED [48] e, ainda naquele mesmo ano, Materu [33] publica um trabalho relacionado com o estudo do accionamento completo, apontando algumas directrizes de dimensionamento do motor, e tecendo algumas considerações acerca do conversor e do respectivo controlo da máquina.

Na última década, os trabalhos que têm vindo a ser publicados incidem principalmente no controlo dos accionamentos utilizando máquinas de relutância variável comutadas rotativas, bem como no estudo da minimização dos efeitos indesejáveis das oscilações da corrente e do binário, e ainda nos métodos de controlo que permitem eliminar os sensores de posição do rotor. Desses trabalhos salientam-se as seguintes publicações: Chappell [38], que apresenta um sistema de controlo com microprocessador, que, separadamente, fixa o ângulo de condução e o ângulo de atraso até à próxima condução dos dispositivos de comutação do conversor, com base na posição do rotor e na corrente em cada fase estatórica; Buja e Valla [11], que apresentam um sistema de controlo de velocidade do motor de relutância variável comutado, na zona linear das suas características magnéticas, utilizando a amplitude da corrente como sendo a variável que permite controlar os ângulos de disparo e de corte dos dispositivos de comutação; Vukosavic e Stefanovic [42], que apresentam

uma análise exaustiva dos tipos de conversores possíveis de aplicar ao controlo do motor, do ponto de vista dos requisitos de velocidade máxima, da corrente nominal, do binário de arranque, etc., e que propõem duas novas topologias; Goldenberg, Laniado, Kuzan e Zhou [1], que desenvolvem um algoritmo de comutação para o controlo do binário, com base no conhecimento da velocidade do motor, do ângulo de posição do rotor e da corrente no enrolamento; Cailleux, Pioufle e Multon [13], que estabelecem uma comparação entre algumas estratégias de controlo para minimização das oscilações de binário nos motores de relutância variável comutados; Lopez, Kjaer e Miller [10], que propõem um novo método de controlo que dispensa o sensor de posição do rotor; Fisch, Li, Kjaer, Gribble e Miller [17] que desenvolvem novas técnicas de controlo, baseadas em algoritmos genéticos para identificação dos ângulos óptimos de disparo dos dispositivos de comutação, para diferentes condições de operação do motor de relutância variável comutado.

A maioria das publicações nesta área focam essencialmente aspectos funcionais e de comando de máquinas de relutância rotativas, sendo extremamente escassa a bibliografia relativa quer a propostas de dimensionamento das máquinas rotativas, onde somente algumas, poucas, referências podem ser mencionadas [35,39,40,49], quer, e de forma muito mais evidente, a relativa a accionamentos com movimento linear. Das poucas publicações encontradas, relativas a accionamentos lineares de relutância variável comutados, refira-se um capítulo inserido em livro recente da autoria de Boldea e Nasar [14], onde se expõem algumas directivas a aplicar no dimensionamento de um actuador linear de relutância variável comutado, de estrutura tubular, desprezando contudo a zona de funcionamento da máquina na saturação e referindo que o método de elementos finitos seria a solução para uma análise mais completa deste tipo de máquinas. Só mais recentemente, no final do ano 2000, surgiram duas

publicações da equipa de investigação do Prof. Krishnan (Motion Control Laboratory, do Virginia Tech, nos Estados Unidos), [2,12], que se referem à construção e ensaio de um actuador linear de relutância variável comutado com 120 pólos no primário e 6 pólos no secundário, assim como à implementação de uma estratégia de controlo assente na utilização de um conversor em ponte, assimétrico, alimentando sectores desacoplados em termos de excitação (6 pólos no primário e 4 pólos no secundário, para cada sector), os quais correspondem a uma máquina 6/4 elementar.

1.2 Motivação

Tendo-se verificado a quase inexistência de trabalhos publicados incidindo nesta interessante área, dos actuadores lineares baseados no princípio da relutância variável comutada, e sendo, em nosso entender, estes actuadores deveras promissores em inúmeras aplicações, quer industriais quer domésticas, entendeu-se concentrar os nossos esforços na tentativa da criação de condições para o seu desenvolvimento. A abordagem deste tema abrange, como é compreensível, diversos objectivos. Em primeiro lugar, tentar colmatar a inexistência de metodologias aceites pela comunidade científica para o dimensionamento destas máquinas, e que proporcionem uma escolha rápida do actuador para uma determinada aplicação, bem como o cálculo dos seus parâmetros construtivos e de desempenho. Seguidamente, e recorrendo à metodologia de dimensionamento proposta, aos critérios dimensionais e de desempenho estabelecidos pelo projectista, resultando o actuador da interactividade do projectista com a metodologia de cálculo, entende-se conceber um programa informático de cálculo de actuadores lineares de

relutância variável comutados, que permita acelerar a aplicação da referida metodologia.

A complexidade da análise electromagnética destes actuadores, de carácter não linear, e cujas distribuições de fluxo magnético são variáveis com a posição relativa entre as suas partes constituintes, conduzem este trabalho no sentido da análise numérica dos actuadores, baseada no método de elementos finitos bi-dimensional. Esta análise permite, por um lado, com base no conhecimento da distribuição do fluxo nas diferentes regiões da máquina, otimizar o dimensionamento analítico do actuator e, por outro lado, obter as características magnéticas aproximadas, que permitem, por sua vez, prever o desempenho da máquina, e melhor entender o seu comportamento não linear, para as diferentes posições relativas e para diferentes condições de excitação das bobinas. A recorrência a este método de análise, devidamente complementado pela construção otimizada e pela análise experimental exaustivas de um protótipo, por nós dimensionado e construído, permite caracterizar completamente este tipo de actuadores. Saliente-se que a optimização do actuator consiste não só na escolha da sua melhor geometria, mas também na obtenção das melhores características de desempenho, traduzidas pela força de tracção, à custa do menor volume possível de material e das menores intensidades da corrente de excitação.

1.3 Organização do Texto

Esta dissertação encontra-se organizada em oito capítulos, que intentam reportar o trabalho desenvolvido, tentando ser o mais fiel possível à sua cronologia de realização. Assim sendo, esta dissertação está organizada tal como a seguir se descreve.

No Capítulo 2, apresentam-se alguns conceitos que regem o funcionamento dos motores de relutância variável comutados, bem como uma introdução à futura abordagem aos seus homólogos actuadores lineares. Assim, e com o mesmo objectivo, tecem-se ainda algumas considerações acerca das máquinas lineares e da forma como estas são concebidas. Este capítulo, sendo vocacionado para a introdução ao problema que irá ser analisado, e acerca do qual a literatura base é quase inexistente ([14]), é baseado na literatura existente relativa aos motores de relutância variável comutados rotativos, e na literatura vocacionada para os motores lineares, diversos dos actuadores de relutância variável comutados.

No Capítulo 3, propõe-se um método de dimensionamento analítico de actuadores de relutância variável comutados, quer de fluxo transversal, quer de fluxo longitudinal. Este método apresenta-se acompanhado de dois exemplos de aplicação, ilustrativos da metodologia proposta — o dimensionamento de uma máquina linear tubular e o dimensionamento de uma máquina linear plana.

No Capítulo 4, desenvolve-se e apresenta-se um programa de cálculo que permite o dimensionamento automático de máquinas de relutância variável comutadas, tubulares e planas. Este programa permite aplicar a metodologia de dimensionamento analítico, anteriormente proposta, obviando contudo a morosa tarefa de dimensionamento e escolha de um actuator, que implica a sucessiva aplicação dessa metodologia, até que o desempenho e as características físicas do actuator sejam as que o projectista impôs previamente. Ainda neste capítulo, selecciona-se um actuator, mediante a aplicação de um conjunto de critérios estabelecidos, que será o actuator construído e analisado.

No Capítulo 5, faz-se a análise numérica, por aplicação do método de elementos finitos, do protótipo seleccionado e dimensionado no Capítulo 4, de forma optimizada. Tendo a máquina em análise uma geometria irregular, e não homogénea fisicamente, faz-se neste capítulo uma análise das expectativas do seu desempenho e da influência da alteração dos seus parâmetros nesse desempenho, através do conhecimento da distribuição do fluxo magnético nas diferentes regiões da máquina, para as diferentes posições relativas e para diferentes níveis de excitação das suas bobinas.

No Capítulo 6, obtêm-se as características magnéticas da máquina dimensionada, a partir da sua análise numérica. Estas características, nomeadamente a característica de magnetização, a característica de energia magnética e a característica de co-energia magnética, dependentes da posição relativa entre as partes constituintes da máquina e da corrente de excitação das suas bobinas, são analisadas e, a partir delas, analisam-se igualmente as características das forças de tracção, de atracção, e de tracção médias. Com base nestas análises, propõe-se uma previsão do desempenho do actuador e das posições favoráveis ao fornecimento da sua corrente de excitação.

No Capítulo 7, apresenta-se a caracterização experimental do protótipo construído. Este protótipo foi submetido a ensaios laboratoriais para a determinação dos parâmetros de caracterização das bobinas do primário, e para a obtenção das suas capacidades de tolerância, isto é, dos níveis de corrente por ele suportados. A estes ensaios juntam-se não só os ensaios para a determinação da indutância equivalente do actuador, apresentando-se um método de medição baseado na observação da corrente de excitação transitória, mas também os ensaios de tracção, a partir dos quais se determinaram as forças desenvolvidas

pelo actuador. Definem-se, por último, as características funcionais limites do actuador, com o objectivo da sua posterior utilização na concepção futura do sistema de controlo do accionamento completo. A análise experimental do protótipo, para diferentes comprimentos do entreferro e diferentes níveis de excitação, é acompanhada dos respectivos valores teóricos obtidos a partir da sua simulação numérica.

No Capítulo 8, conclui-se esta dissertação, apresentando as principais contribuições e tecendo algumas considerações acerca do trabalho efectuado, propondo-se também possíveis direcções futuras de investigação, quer no que diz respeito ao sistema de controlo do actuador que se construiu e analisou, quer no que diz respeito a eventuais melhorias a introduzir nos métodos de dimensionamento e análise propostos.

1.4 Simbologia

Na elaboração desta dissertação identificam-se todas as expressões matemáticas, figuras e tabelas, através de uma numeração sequencial, respectiva a cada capítulo, sendo essa numeração efectuada entre parêntesis curvos ().

Relativamente às referências bibliográficas, assinaladas ao longo do texto, elas são identificadas através de parêntesis rectos []. No final do texto, apresenta-se uma listagem completa de toda a bibliografia referenciada.

As unidades das grandezas referidas ao longo do texto são também escritas entre parêntesis rectos [].

Apresenta-se seguidamente uma lista dos símbolos utilizados no decorrer do texto, normalmente escritos em itálico, acompanhados do seu significado e das

respectivas unidades. Estas unidades nem sempre correspondem às unidades do sistema internacional (SI), nomeadamente no que respeita às grandezas utilizadas no dimensionamento da máquina, mais concretamente a unidade linear é o milímetro, por ser normalmente a unidade adoptada nos projectos de construção mecânica. Também a unidade de temperatura adoptada no texto é o grau Celsius, por proporcionar maior clareza nos ensaios de aquecimento dos actuadores, bem como a unidade de tempo considerada, o minuto. Contudo, ao longo do texto, à medida que se referem os diferentes símbolos, estes são definidos, bem como as suas unidades. Ao longo do texto pode ainda ocorrer a repetição do mesmo símbolo para representar grandezas diferentes, o que é usual e inevitável em trabalhos que agrupam, no domínio das máquinas eléctricas, o dimensionamento electromecânico e análises electromagnéticas.

\mathcal{A}	potencial vector	[Wb/m]
A	área do elemento	[m ²]
A	componente do potencial vector \mathcal{A}	[Wb/m]
A_{Cu}	área da cava ocupada pelos condutores	[m ²]
A_p	área da cava	[m ²]
\mathcal{B}	vector densidade de fluxo magnético	[T]
B	densidade de fluxo magnético	[T]
B_g	densidade média de fluxo no entreferro	[T]
B_k	densidade de fluxo no troço k do circuito magnético	[T]
b	variável de integração auxiliar	
b_p	largura dos dentes do primário	[m]

b_s	largura dos dentes do secundário	[m]
c	calor específico do material	[J/kg/K]
c_p	largura das cavas do primário	[m]
c_s	largura das cavas do secundário	[m]
\mathcal{D}	vector deslocamento eléctrico	[C/m ²]
D_{ep}	diâmetro exterior do primário	[m]
D_{es}	diâmetro exterior do secundário	[m]
D_{ip}	diâmetro interior do primário	[m]
D_{is}	diâmetro interior do secundário	[m]
D_1	diâmetro médio da bobina	[m]
d_{Cu}	diâmetro do condutor da bobinagem	[m]
\mathcal{E}	vector intensidade do campo eléctrico	[V/m]
\mathcal{E}	vector auxiliar	[A/m ²]
E	força electromotriz induzida	[V]
E_c	força electromotriz induzida para um período de condução t_c	[V]
E_k	componente do vector auxiliar \mathcal{E}	[A/m ²]
e	espessura das chapas magnéticas	[m]
e	força electromotriz de auto-indução	[V]
F	força magnética do actuador elementar	[N]
F	força de tracção estática	[N]
F_i	força de tracção para um valor da corrente de excitação	[N]
F_{lev}	força de tracção antes da ocorrência da levitação	[N]
F_{med}	força de tracção média	[N]

F_n	força de atracção estática	[N]
F_x	força por unidade de volume	[N/m ³]
g	comprimento do entreferro	[m]
\mathcal{H}	vector intensidade do campo magnético	[A/m]
H_k	intensidade do campo magnético no troço k do circuito magnético	[A/m]
H_p	altura do primário	[m]
H_s	altura do secundário	[m]
h	coeficiente de transferência de calor	[J/m ² /K]
h_p	altura das cavas do primário	[m]
h_s	altura das cavas do secundário	[m]
I	número de vértices de cada elemento	
I	intensidade da corrente de excitação das bobinas	[A]
I_b	intensidade da corrente contínua de excitação da fase	[A]
I_c	intensidade da corrente de excitação da fase correspondente a um período de condução t_c	[A]
I_{est}	intensidade da corrente de excitação correspondente ao equilíbrio térmico da máquina	[A]
I_{lev}	intensidade da corrente de excitação antes da ocorrência da levitação	[A]
$I_{máx}$	intensidade da corrente de excitação máxima admissível na máquina	[A]
I_N	intensidade da corrente nominal de excitação da máquina	[A]
i	corrente de excitação das bobinas	[A]
\mathcal{J}	densidade de corrente	[A/m ²]
J	densidade de corrente no cobre	[A/m ²]

J	componente do vector densidade de corrente \mathcal{J}	[A/m ²]
k_c	factor de correcção devido a L_{as} ser diferente de L_{na}	
k_c	factor de utilização do talhador	
k_e	factor de enchimento das cavas	
k_{emp}	factor de empilhamento das chapas magnéticas	
k_t	factor de carga	
L	indutância, ou coeficiente de auto-indução	[H]
L_{an}	indutância de não saturação na posição de alinhamento	[H]
L_{as}	indutância de saturação na posição de alinhamento	[H]
L_{na}	indutância na posição de não alinhamento	[H]
L_1	comprimento médio da bobina	[m]
L_{50Hz}	coeficiente de auto-indução à frequência de 50 Hz	[H]
L_{100Hz}	coeficiente de auto-indução à frequência de 100 Hz	[H]
L_{1kHz}	coeficiente de auto-indução à frequência de 1 kHz	[H]
l	comprimento total do circuito magnético	[m]
l_c	largura do conjunto de chapas magnéticas	[m]
l_c	largura de cava ocupada pela bobina	[m]
l_e	comprimento de um troço do entreferro	[m]
l_k	comprimento do troço k do circuito magnético	[m]
l_p	comprimento do primário	[m]
l_p	comprimento de um troço do primário	[m]
l_s	comprimento de um troço do secundário	[m]
M	massa do actuador	[kg]

m	número de fases do actuador	
N	número de espiras de um enrolamento	
N_1	número de espiras por bobina	
n	número de chapas magnéticas	
n_p	espessura do núcleo do primário	[m]
n_s	espessura do núcleo do secundário	[m]
\mathcal{P}	matriz Jacobiano	
P	potencial escalar	[V]
P_{Cu}	perdas no cobre	[W]
P_{ij}	elemento da matriz Jacobiano	
P_{in}	potência eléctrica fornecida à máquina	[W]
P_{mec}	potência mecânica	[W]
Q	energia de aquecimento da máquina	[J]
R	resistência eléctrica de um enrolamento	[Ω]
R_{amb}	resistência eléctrica do condutor à temperatura T_{amb}	[Ω]
R_b	resistência eléctrica da bobina	[Ω]
$R_{máx}$	resistência eléctrica do condutor à temperatura $T_{máx}$	[Ω]
R_T	resistência eléctrica do condutor à temperatura T	[Ω]
R_1	resistência eléctrica da fase	[Ω]
\mathcal{S}	matriz dos coeficientes dos elementos	
\mathcal{S}'	matriz dos coeficientes dos elementos com reluctividade unitária	
S	potência aparente	[VA]
S	área da superfície da máquina	[m ²]

S'_{ij}	elemento da matriz dos coeficientes \mathcal{S}'	
S_b	área de ocupação da bobina	[m ²]
S_{Cu}	área total de cobre	[m ²]
S_{Cu}	secção recta do condutor	[m ²]
S_e	secção do entreferro	[m ²]
S_{ij}	elemento da matriz dos coeficientes \mathcal{S}	
S_k	secção de um troço k do circuito magnético	[m ²]
S_p	secção do primário	[m ²]
S_s	secção do secundário	[m ²]
sc	sobrecarga	
T	binário	[N]
T	temperatura	[K]
T^*	temperatura em valores pu	
T_{amb}	temperatura ambiente	[K]
T_f	temperatura final	[K]
$T_{máx}$	temperatura máxima admitida pela classe de isolamento	[K]
T_1	aquecimento de regime permanente	[K]
t	tempo	[s]
t^*	tempo em valores pu	
t_1	tempo de queda da corrente transitória para 50% do valor inicial	[s]
\mathcal{U}	solução estimada da equação de potencial	[Wb/m]
U	potencial em cada elemento da região	[V]
u	tensão eléctrica	[V]

u_{mk}	tensão magnética no troço k do circuito magnético	[A]
\mathcal{V}^{ℓ}	matriz dos gradientes da função de potencial	[Wb/m]
V_{ij}	elemento da matriz dos gradientes da função de potencial	[Wb/m]
V_0	valor da tensão contínua da fonte à entrada do talhador	[V]
W	energia magnética	[J]
W	densidade de energia magnética	[J/m ³]
W_c	co-energia magnética	[J]
W_{el}	energia eléctrica	[J]
W_{mc}	energia mecânica	[J]
w	largura das laminações	[m]
x	coordenada de posição	[m]
x_f	coordenada de posição de interrupção da excitação da fase	[m]
x_i	coordenada de posição de estabelecimento da excitação da fase	[m]
x_{passo}	distância de passo	[m]
x_1	coordenada de posição genérica do início da conversão energética	[m]
x_2	coordenada de posição genérica do fim da conversão energética	[m]
v	velocidade linear	[m/s]
\mathfrak{R}	relutância magnética	[1/H]
\mathfrak{R}_{an}	relutância do circuito magnético na posição de alinhamento	[1/H]
\mathfrak{R}_e	relutância do entreferro	[1/H]
\mathfrak{R}_k	relutância do troço k do circuito magnético	[1/H]

\mathfrak{R}_p	relutância do primário	[1/H]
\mathfrak{R}_s	relutância do secundário	[1/H]
α	coeficiente de temperatura do material	[1/K]
Δ	área do elemento triangular	[m ²]
δ	desvio entre o potencial vector e a solução estimada	[Wb/m]
ε	constante dieléctrica	[F/m]
η	rendimento da conversão energética	
θ	coordenada de posição angular	[rad]
\mathcal{D}	região do problema não linear	
κ	factor de saturação	
μ	permeabilidade magnética do material	[H/m]
μ_k	permeabilidade magnética do troço k do circuito magnético	[H/m]
μ_0	permeabilidade magnética do ar	[H/m]
ρ	densidade de carga eléctrica	[C/m ³]
ρ_{Cu}	resistividade do cobre	[Ω m]
σ	condutividade eléctrica	[S/m]
τ	constante de tempo térmica de aquecimento	[s]
τ	constante de tempo do circuito eléctrico	[s]
τ_p	passo de cava do primário	[m]
τ_s	passo de cava do secundário	[m]
ν	reluctividade magnética	[m/H]
ϕ	fluxo induzido	[Wb]
ψ	fluxo ligado	[Wb]

ψ_c	fluxo ligado correspondente a um período de condução	[Wb]
t_c		
∇	Operador vectorial nabra	
\times	produto externo ou vectorial	
\cdot	produto interno ou escalar	
ALRVC	actuador linear de relutância variável comutado	
$F(\mathcal{U})$	função de potencial na região \mathcal{G}	
$k(i)$	função da variação do fluxo ligado com a posição	
MEF	método de elementos finitos	
MRVC	motor de relutância variável comutado	
α_i	função de posição do elemento com i vértices	

CAPÍTULO

2

A Máquina de Relutância Variável Comutada

Neste capítulo apresentam-se alguns conceitos que regem o funcionamento dos motores de relutância variável comutados rotativos, que constituem a base para a futura abordagem aos seus homólogos actuadores lineares de relutância variável comutados, nomeadamente no que diz respeito aos seus princípios de conversão de energia e à geração do seu binário. Por serem evidentes as lacunas na literatura, relativamente a actuadores lineares de relutância variável comutados, referem-se neste capítulo os actuadores lineares diversos destes, no que diz respeito à sua concepção e à produção das forças de tracção, tendo como objectivo a introdução neste texto dos sistemas de accionamento lineares.

2.1 Introdução

O actuador linear de relutância variável comutado (ALRVC) produz, tal como o seu homólogo rotativo (MRVC), uma força, resultante da tendência do seu secundário em ocupar as sucessivas posições de relutância mínima, de forma sequencial, e onde a indutância do enrolamento primário é máxima. Para o caso do actuador, o movimento resultante dessa tendência é linear. Consequentemente, este actuador linear pode considerar-se uma máquina eléctrica polifásica, sendo as fases excitadas uma por uma, e o seu objectivo consiste em desenvolver um movimento linear com forças de tracção elevadas.

A literatura acerca do actuador linear de relutância variável comutado (plano ou tubular) é muitíssimo rara, e somente algumas páginas deste assunto foram escritas até agora, nomeadamente por Boldea e Nasar [14].

Em termos dos princípios de funcionamento que regem estes accionamentos, bem como das suas características magnéticas, o problema poderá ser encarado em termos do accionamento rotativo, este, sim, bastante mais debatido, e posteriormente adoptar esses princípios e adaptá-los ao accionamento linear.

De facto, os actuadores lineares de relutância variável comutados são “sósias” dos motores de relutância variável comutados rotativos, no que diz respeito aos seus princípios de funcionamento, e, somente a determinação das forças transversais ou de tracção dos primeiros, difere da teoria desenvolvida para os segundos. Esta afirmação não considera contudo o efeito da saturação, que é manifestamente diferente para as duas máquinas, nem a não existência de simetria geométrica e electromagnética, que os actuadores lineares apresentam.

Neste capítulo faz-se então uma abordagem teórica simplificada do motor de relutância variável comutado e estabelece-se uma correspondência entre esta máquina e as máquinas de movimento linear.

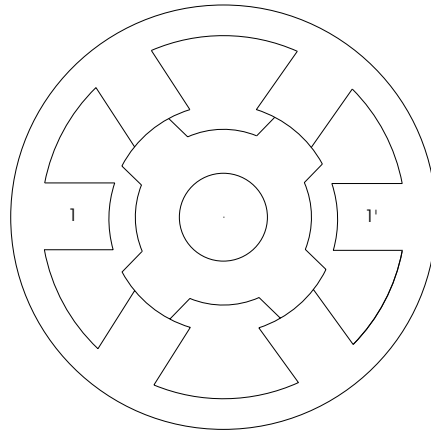


Fig. 2.1 b) Representação do funcionamento do motor de relutância variável comutado. Posição de não alinhamento.

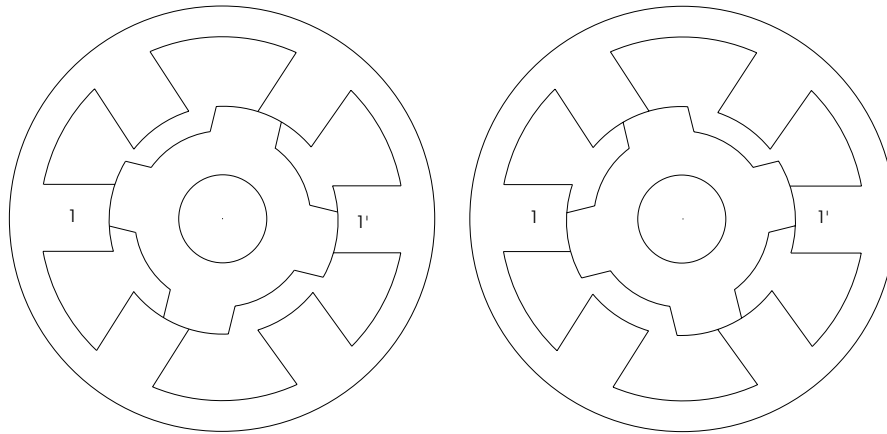


Fig. 2.1 c) Representação do funcionamento do motor de relutância variável comutado. Posições intermédias de aproximação e de afastamento da posição de alinhamento.

2.2.1 Posição de alinhamento

Na posição de alinhamento, representada na Fig. 2.1 a), a fase 1 encontra-se excitada, estando um qualquer par de pólos do rotor alinhado com os dois pólos, diametralmente opostos, do estator, que correspondem à fase 1. Neste caso, o

rotor adopta a posição, relativamente ao estator, que corresponde ao valor máximo da indutância do circuito magnético, por ser mínima a respectiva relutância nessa posição. Um deslocamento do rotor num sentido ou no outro, afastando-se do alinhamento, Fig. 2.1 c), provocará o desenvolvimento de uma força, traduzida fisicamente através de um binário mecânico no veio, que permite ao rotor regressar à posição de alinhamento.

2.2.2 Posição de não alinhamento

Na posição de não alinhamento, representada na Fig. 2.1 b), os pólos do estator, que correspondem à fase 1, estão alinhados com o eixo interpolar dos pólos do rotor, sendo mínima a indutância da fase, uma vez que a relutância magnética é máxima, como resultado do elevado trajecto das linhas de força do campo no entreferro, entre o estator e o rotor. Pode considerar-se que, neste caso, a máquina está numa situação de equilíbrio instável, atendendo a que, um pequeno desvio do rotor, relativamente a essa posição, provocará o desenvolvimento de um binário que tenderá a aumentar esse desvio, e a “empurrar” o rotor para a posição de alinhamento com o par de pólos do primário que for excitado.

2.2.3 Posições intermédias

Nas posições intermédias, entre a posição de alinhamento e a posição de não alinhamento, representadas na Fig. 2.1 c), o rotor tenderá a deslocar-se para uma posição de alinhamento com o par de pólos do estator correspondente à fase excitada. É, por isso, a sequência de excitação das fases a condicionar o

sentido do movimento do rotor. As posições assumidas pelo rotor corresponderão, por sua vez, a posições de indutância magnética crescente com o movimento, se o deslocamento se der da posição de não alinhamento para a posição de alinhamento, ou a indutâncias magnéticas decrescentes se o deslocamento for em sentido contrário. Estas tendências de variação na indutância correspondem à tendência, em sentido contrário, da variação da relutância do circuito magnético, para as diferentes posições relativas. Esta constatação resulta do facto da indutância variar inversamente com a relutância magnética, como é sabido.

2.3 Características magnéticas do MRVC

Como se referiu anteriormente, na posição de alinhamento de um qualquer par de pólos do rotor com o par de pólos do estator que corresponde à fase excitada, a indutância de fase é máxima, já que a relutância do circuito magnético equivalente é mínima. Se considerarmos níveis de intensidade da corrente de excitação reduzidos, a maior parte da relutância do circuito magnético encontra-se concentrada no entreferro, podendo, contudo, o percurso ao longo do estator ser sede de perdas magnéticas consideráveis, reduzindo por isso apreciavelmente a indutância correspondente à posição de alinhamento. Esta posição é, mesmo para intensidades de corrente relativamente reduzidas, propícia à ocorrência de saturação do seu circuito magnético. A tendência de saturação do circuito magnético da máquina de relutância variável é, contudo, muito reduzida para a posição de não alinhamento, onde a indutância é mínima, sendo a relutância do circuito magnético máxima. A relutância é máxima devido ao grande trajecto de entreferro entre o estator e o rotor, sendo, por isso, o fluxo de

dispersão considerável. Na análise destas máquinas supõe-se a não existência de saturação nestas posições e admite-se que a saturação só é possível para valores de intensidade de corrente elevados.

Assim, as curvas de magnetização da máquina, que representam, qualitativamente, a variação do fluxo ligado ψ em função da corrente de excitação das bobinas do estator i , para um determinado valor do ângulo θ de deslocamento relativo entre o estator e o rotor, têm o andamento, aproximado, que se representa na Fig. 2.2 [14].

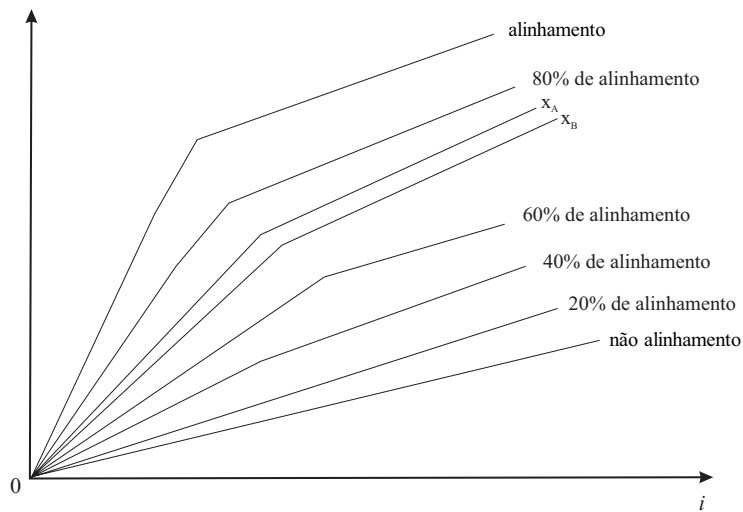


Fig. 2.2 Representação das características magnéticas, em termos qualitativos, da máquina.

Nesta figura, a característica inferior corresponde à posição de não alinhamento, correspondendo a característica superior, por sua vez, à posição de alinhamento. As posições de alinhamento parcial apresentam curvas de magnetização intermédias, entre as curvas limite, da posição de não alinhamento e da posição de alinhamento. O carácter não linear do comportamento magnético da máquina

é, nestas características, suposto ser linear por troços, e é este o comportamento adoptado na grande maioria das análises destas máquinas.

A análise destas características é importante, já que, sendo determinantes na variação da indutância magnética com a posição relativa do rotor e com a corrente de excitação, permitem avaliar o binário desenvolvido pela máquina. A obtenção de características de magnetização quantitativas pode ser feita através de uma análise numérica da máquina, onde se pode verificar a influência da posição relativa entre as duas partes constituintes, e da intensidade da corrente de excitação das bobinas. Essas características assim obtidas permitem quantificar o comportamento magnético da máquina na presença de saturação. Como se afirmou previamente, a posição de não alinhamento é praticamente livre do efeito da saturação, ao contrário da posição de alinhamento, que apresenta uma grande apetência para a ocorrência de saturação. As posições intermédias, situadas entre estas duas posições limite referidas, conduzem a curvas de magnetização de natureza diversa, dependendo da percentagem do alinhamento parcial, entre secções dos pólos do primário e do secundário, por serem, nestas posições, os efeitos de saturação local, nas extremidades das saliências, igualmente dependentes da percentagem de alinhamento.

Nas máquinas de relutância variável comutadas, são as duas características limite, mostradas na Fig. 2.2, as que apresentam maior importância, por serem determinantes dos dois valores, também limite, que a indutância magnética pode assumir, isto é, respectivamente a indutância não saturada no alinhamento L_{an} e a indutância no não alinhamento L_{na} . De facto, estes dois valores de indutância são os que intervêm, de forma directa, no dimensionamento da máquina e condicionam, conjuntamente com a variação entre eles, o binário mecânico desenvolvido pelo motor.

2.4 Binário

Sendo a máquina em análise baseada no princípio da relutância variável, o binário electromagnético desenvolvido tem origem na tendência apresentada pelo circuito magnético em adoptar uma configuração de relutância mínima, isto é, na tendência que os pólos do rotor têm de se alinhar com os pólos do estator, maximizando a indutância das bobinas excitadas. Este binário, que é independente do sentido da corrente, permite que a excitação dos enrolamentos do primário se processe através de correntes unidireccionais, o que é manifestamente vantajoso sob o ponto de vista do conversor electrónico que alimenta a máquina. O binário desenvolvido pelo actuador manifesta-se, por sua vez, no sentido da próxima posição de alinhamento, relativamente à posição em que o rotor se encontra, e considera-se positivo, ou motor, se o sentido do movimento se verificar na tendência de crescimento do valor da indutância, e negativo, ou gerador, em caso contrário. Devido ao carácter não linear do circuito magnético, o binário electromagnético T depende da posição relativa do rotor e da corrente, sendo usualmente calculado recorrendo à determinação da variação da co-energia magnética armazenada no circuito magnético, variação essa que é devida, por sua vez, à variação da posição rotórica relativa θ . Como é sabido, a co-energia magnética W_c armazenada num circuito magnético de geometria variável, é definida através da seguinte expressão:

$$W_c(i, \theta) = \int_0^i \psi(i, \theta) di \quad (2.1)$$

sendo a co-energia função do fluxo ligado ψ , gerado pela corrente i de excitação da fase, e da relutância do circuito magnético dependente igualmente

da posição relativa θ . Relativamente à Fig. 2.2, a co-energia magnética representa a área situada abaixo da curva de magnetização, para uma determinada posição, e para uma determinada corrente de excitação. O binário desenvolvido pela máquina, T , é assim calculado através da variação da co-energia definida em (2.1), por variação da posição do rotor, desprezando as perdas mecânicas e magnéticas, sendo, por conseguinte:

$$T(\theta, i) = \frac{\partial W_c(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (2.2)$$

em que θ representa o ângulo de posição do rotor e i a corrente de excitação das bobinas.

A expressão (2.2) permite calcular o binário desenvolvido pela máquina, mediante o conhecimento da variação da característica magnética, considerando a influência da saturação do circuito magnético. Contudo, e para a maioria das aplicações, é comum a adopção de um modelo linear para a máquina, no qual a característica magnética se considera uma recta, sendo o fluxo ligado ψ directamente proporcional à corrente i que lhe dá origem, sendo, por isso, a indutância independente da corrente, passando a ser função apenas da posição angular do rotor, podendo assim rescrever-se (2.2) na seguinte forma:

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} i^2 \quad (2.3)$$

Neste caso, a indutância L só depende do ângulo θ , e pode ser representada qualitativamente, como se mostra na Fig. 2.3 [39].

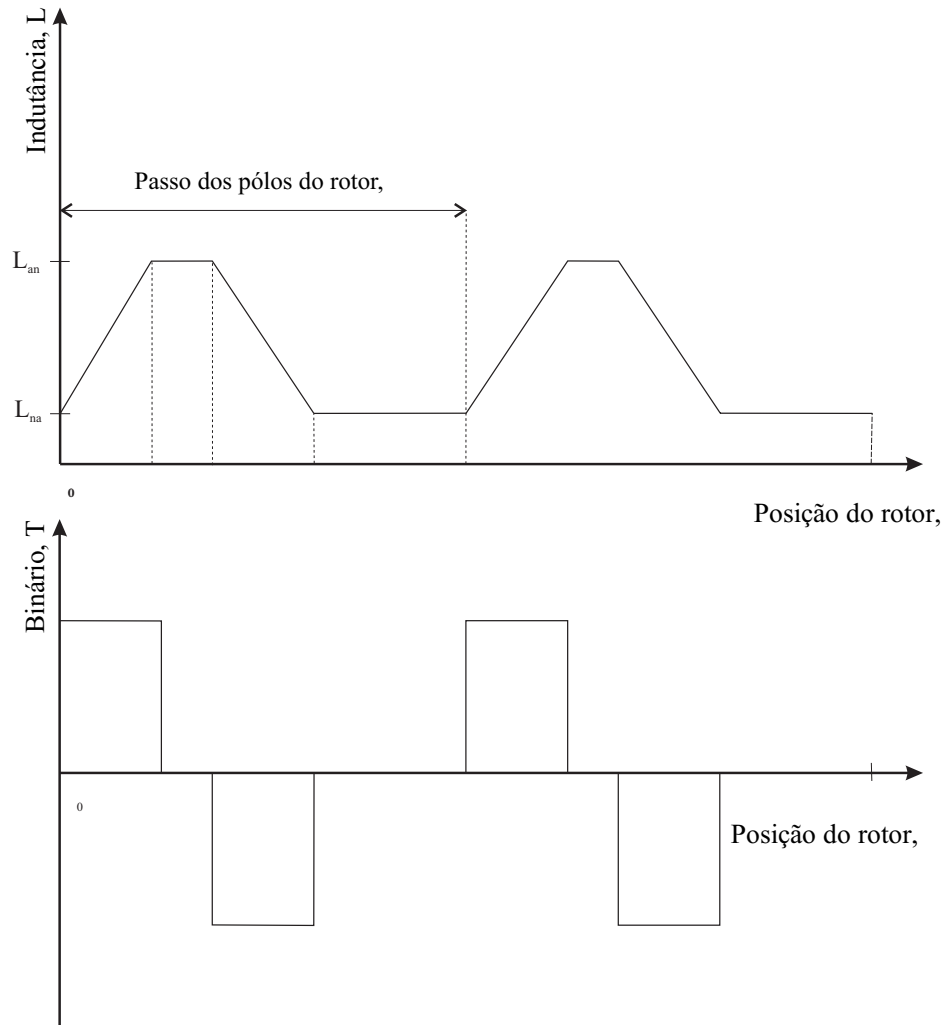


Fig. 2.3 Representação da variação teórica da indutância e do binário do MRVC.

A Fig. 2.3 mostra ainda a variação do binário em função do andamento linear da indutância, e considerando a intensidade da corrente de excitação da fase constante. A simples excitação das fases, em posições adequadas do ciclo da indutância, permite controlar o binário desenvolvido pela máquina.

A região R_{01} , entre as posições θ_0 e θ_1 , corresponde a uma zona de crescimento linear da indutância com a posição, sendo θ_0 a posição de início da sobreposição dos pólos do rotor e do estator, e θ_1 a posição de sobreposição completa, posição de alinhamento, ou seja, a posição que corresponde à indutância máxima L_{an} , à qual corresponde um binário nulo. Nesta região, o binário desenvolvido pela máquina é positivo ou motor.

Na região R_{12} , entre as posições θ_1 e θ_2 , posições de sobreposição completa, posições de alinhamento, o binário é nulo, na medida em que a indutância se mantém constante e igual ao seu valor máximo.

A região R_{23} , entre as posições θ_2 e θ_3 , corresponde à “queda” linear do valor da indutância com a posição, e resulta da diminuição da sobreposição entre os pólos do rotor e do estator, até à posição de não alinhamento, que é atingida em θ_3 , onde o valor da indutância é mínimo L_{na} , e onde o binário é nulo. Em R_{23} , o binário desenvolvido pela máquina é negativo ou gerador.

Na região R_{34} , entre as posições θ_3 e θ_4 , a indutância é, mais uma vez, constante, e agora igual ao seu valor mínimo, sendo, por isso, o binário igualmente nulo.

Relativamente ao binário que a máquina consegue desenvolver, e com base ainda na Fig. 2.3, onde se considera linearizada a função indutância, desprezando os efeitos da saturação global, bem como os efeitos de saturação local e os efeitos de alastramento lateral do fluxo na vizinhança das saliências, a abordagem de controlo da máquina resume-se à excitação das bobinas das suas fases, em instantes escolhidos, de forma a obter-se regimes de motor ou de gerador. Os valores da intensidade da corrente deverão ser adequados ao nível do valor da força pretendida, tendo em atenção que, para cada posição, o binário varia de forma quadrática com a intensidade da corrente.

2.5 Introdução aos actuadores lineares

Tendo em atenção que a geometria do actuador desenvolvido neste trabalho é uma geometria linear, entendemos ser importante que, para uma melhor compreensão, se faça uma abordagem, mesmo com carácter sucinto, aos actuadores com topologia electromagnética linear.

Um actuador eléctrico linear é um dispositivo electromecânico que produz directamente um movimento de translação, unidireccional ou bidireccional [14]. Tal como as máquinas eléctricas rotativas, o dispositivo electromecânico linear é reversível, podendo funcionar como motor ou como gerador. Por outro lado, qualquer tipo de máquina eléctrica rotativa é, em princípio, susceptível de ser linearizada.

Os actuadores lineares desenvolvem assim forças electromagnéticas de tracção entre a sua parte fixa, o estator, e a sua parte móvel, o rotor, sem que existam transmissões mecânicas entre as duas partes. Note-se que o termo rotor, na nossa opinião, não é o mais adequado para designar a parte móvel de uma máquina com estrutura electromagnética linear, na medida em que esse termo se refere especificamente a máquinas rotativas. Todavia, referimo-lo na medida em que, da literatura especializada anglo-saxónica, a parte móvel das máquinas lineares é designada por “translator” e por “mover”, consoante os autores. Em relação a estes termos, não se conseguem definir vocábulos equivalentes e tecnicamente coerentes em língua portuguesa. Quando muito, traduzindo e tentando manter simultaneamente o sentido físico daqueles termos, a parte móvel poderia ser designada por “translato” (aquele que fica sujeito a um movimento de translação, do latim *translátu*), ou por “deslocador”. Atendendo a que não concordamos com estas designações, optámos, como tem sido norma corrente na literatura técnica de expressão portuguesa, por designar a parte que

contém o enrolamento de excitação por “primário” e a outra parte, por “secundário”, independentemente de se saber quais são as partes fixa e móvel da máquina.

A forma mais simples de se conceber um actuador linear, e que é normalmente referida para melhor entendimento das máquinas lineares, consiste em considerar-se uma máquina rotativa, em relação à qual se imagina a sua planificação, procedendo-se ao seu “desenrolar”. Neste caso, a máquina linear que se obtém é uma máquina com configuração plana, constituída por duas partes: uma parte fixa e uma parte móvel.

Se, por outro lado, se imaginar o corte da máquina rotativa ao longo de um seu eixo de simetria, obtendo-se desta forma duas partes iguais, e se se submeter cada parte da máquina a uma força que a obrigue a “alongar-se”, obter-se-á uma máquina linear plana com uma configuração de duplo estator, isto é, com o seu estator constituído por duas faces, como se mostra na sucessão de imagens da Fig. 2.4.

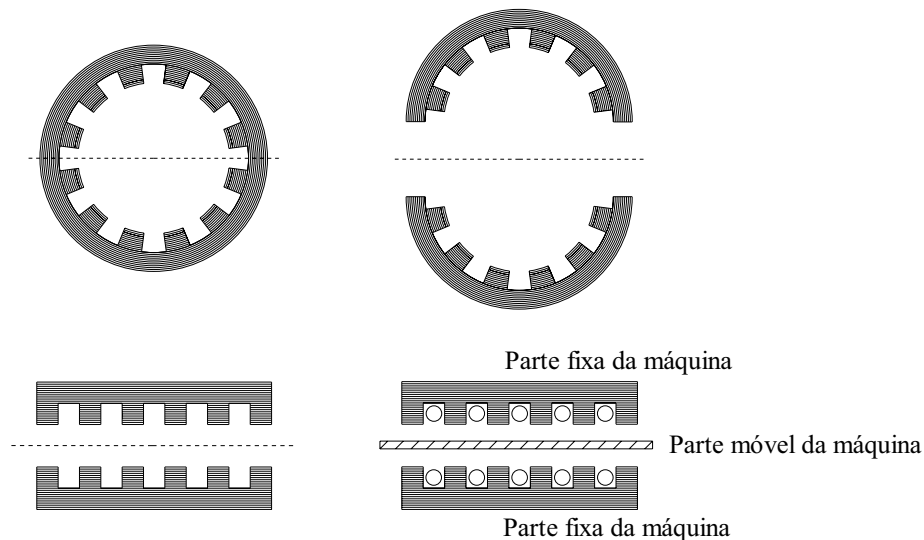


Fig. 2.4 Ilustração da obtenção de uma máquina linear com duplo estator, a partir de uma máquina rotativa.

Atendendo a esta transformação, pode-se afirmar que todo o motor rotativo convencional representa um conjunto físico com dimensões finitas, tendo o ponto de aplicação do esforço motor uma forma geométrica fechada, simples, em geral uma superfície cilíndrica, que é o seu veio. Em contrapartida, as máquinas lineares são máquinas infinitas, na medida em que o ponto de aplicação do seu esforço motor se desloca linearmente não passando mais que uma vez sobre o mesmo local, o que é o mesmo que dizer-se que uma das suas dimensões é infinita [5].

Para além das máquinas lineares planas, onde a parte fixa, para o caso da máquina de simples estator, ou as partes fixas, para o caso da máquina de duplo estator, se encontram todas elas planificadas, sendo paralelas à parte móvel, também planificada, pode ainda considerar-se o actuador linear tubular, que é uma máquina de fluxo longitudinal.

O seu princípio de funcionamento pode ser ilustrado de uma forma elementar, mas concisa, utilizando-se uma tira de cartão onde se representam alternadamente os pólos N e S do campo viajante, conforme se mostra na Fig. 2.5 (b). Esta tira poderá ser enrolada de dois modos diferenciados; segundo um deles, obtém-se a topologia da máquina rotativa convencional, Fig. 2.5 (a), e segundo o outro, enrolando-a como se esquematiza na Fig. 2.5 (c), resultará uma máquina tubular.

Esta abordagem das máquinas lineares, plana e tubular, obtidas através da manipulação geométrica da máquina rotativa, exige uma referência ao facto de que, não só a configuração, completamente distinta da máquina original, bem como a bobinagem dos enrolamentos e a distribuição dos campos magnéticos, apresentam especificidades bastante particulares. Assim, os actuadores lineares são estruturas abertas no que diz respeito às distribuições das linhas de fluxo magnético, no plano que contém a direcção do movimento, não apresentam

simetrias geométricas ou magnéticas, e desenvolvem forças de atracção consideráveis.

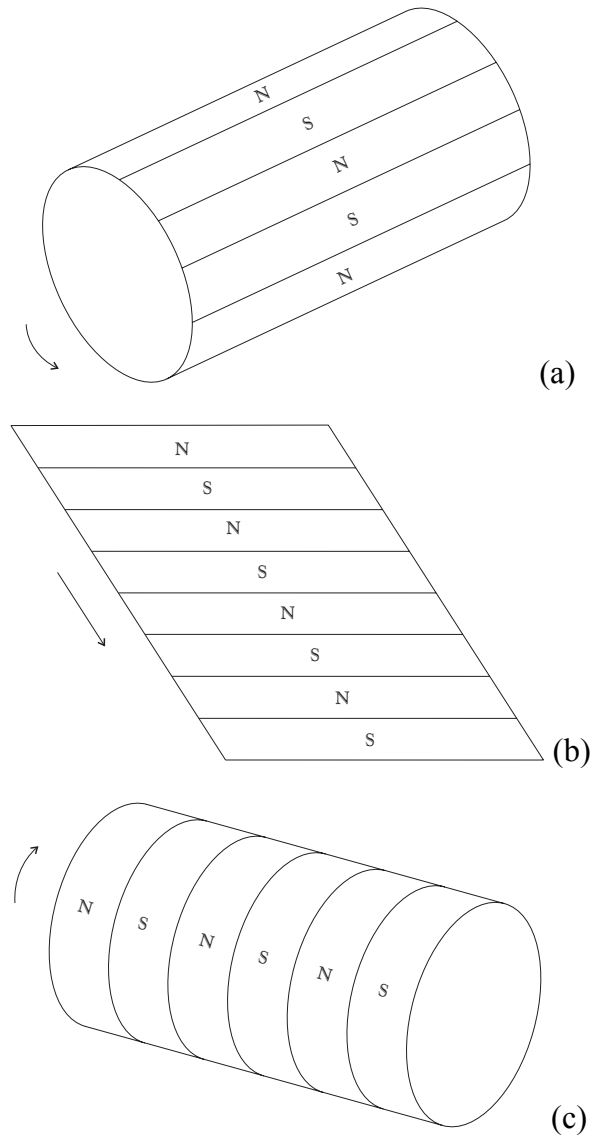


Fig. 2.5 Representação da obtenção de um actuador linear tubular a partir de uma máquina rotativa.

Estas máquinas são cada vez mais utilizadas na indústria, em aplicações quer de baixa velocidade, quer de alta velocidade, onde prevalecem ainda as máquinas de indução e síncronas. Porém, pensamos ser a máquina de relutância, tubular ou plana, uma séria e atractiva candidata para grande parte das aplicações onde se pretenda obter directamente um movimento linear sem interfaces mecânicas. A este propósito, e quando comparadas com as máquinas rotativas convencionais, poder-se-á afirmar que as máquinas lineares, genericamente, apresentam as seguintes vantagens:

- Transformam directamente a energia eléctrica em energia mecânica, sem qualquer contacto mecânico intermédio.
- A sua construção é bastante mais simples e robusta.
- Os seus custos de produção são bastante mais baixos.
- A dissipação do calor processa-se de uma forma mais eficaz, permitindo assim o seu dimensionamento com densidades de corrente mais elevadas.
- São praticamente isentas de poluição sonora.
- A sua instalação é bastante mais simples.
- A sua manutenção é praticamente nula, e a sua fiabilidade é mais elevada.

Um outro aspecto, que é importante focar, diz respeito à problemática da definição da eficiência do desempenho de uma máquina. Quando pensamos em máquinas eléctricas rotativas convencionais, é pertinente dizer-se que, quanto mais elevado for o seu rendimento, melhor será a qualidade da máquina. Todavia, há que ter cuidado na utilização do vocábulo “melhor” com um único significado, que é o de “mais elevado” rendimento. Por um lado, nas máquinas rotativas, a definição apresenta-se correcta, uma vez que o objectivo destas máquinas é o de produzir a máxima potência útil possível, sendo o rendimento, ao cabo e ao resto, a potência útil que a máquina desenvolve por unidade de

potência consumida. Por outro lado, qualquer sistema que desenvolva uma força de tracção sobre um objecto mecanicamente estático, acaba por desenvolver uma potência mecânica útil praticamente nula, apresentando, por conseguinte, um rendimento igual a zero, em termos clássicos. Todavia, não deixa de ser um sistema útil. Por conseguinte, quando se pensa em motores para aplicações em regime estático e para baixas velocidades, na prática designados por actuadores, a sua qualidade não poderá ser avaliada por meio do rendimento clássico, mas sim através dos seguintes parâmetros [5]:

- Razão entre a força de tracção e a potência eléctrica consumida. Este parâmetro, sobretudo para os actuadores lineares de indução, representa o seu “rendimento específico”.
- Razão entre a força de tracção e o peso ou o volume do actuador. Este parâmetro resulta da avaliação da optimização do cálculo do actuador, podendo designar-se por “coeficiente de optimização”.
- Razão entre a força de tracção e a intensidade da corrente de excitação. Este parâmetro é bastante importante para o caso dos actuadores lineares de relutância variável comutados, podendo designar-se por “força específica”.

2.6 Funcionamento dos actuadores lineares

As forças resultantes dos campos magnéticos podem ser *electromagnéticas* ou *electrodinâmicas*. As primeiras resultam das atracções provocadas pela tentativa de alinhamento do campo, de forma a que a energia magnética armazenada seja reduzida, e as segundas são, por outro lado, resultado da interacção entre o campo de indução magnética e os condutores percorridos por

corrente eléctrica. Boldea e Nasar [14] ilustram estes dois conceitos através da utilização de uma configuração elementar de um dispositivo plano de duplo estator, com um elemento ferromagnético móvel ligado a uma mola mecânica, como se representa na Fig. 2.6.

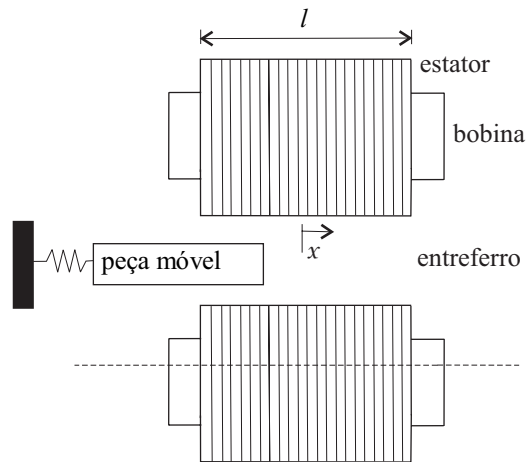


Fig. 2.6 Representação de um actuador linear plano elementar.

Se a bobina do estator for excitada através de uma corrente eléctrica, o elemento móvel será atraído para o entreferro até que a posição de alinhamento seja atingida, sendo então $x=0$, e a força se torne nula. Nesta posição, que corresponde à posição de alinhamento, as linhas de fluxo magnético são verticais e a energia armazenada no campo magnético é mínima. Ao ser interrompida a corrente de excitação da bobina, a mola retirará o material ferromagnético do entreferro e colocá-lo-á de volta à posição inicial $x = -\frac{l}{2}$, sendo l a largura do estator. Nesta posição, a corrente será uma vez mais fornecida à bobina, repetindo-se o movimento do elemento móvel.

A força electromagnética resultante deste processo é calculada, como em (2.2), considerando agora não o binário mas a força de tracção desenvolvida pelo actuador, e considerando a variação da energia magnética armazenada W_m , obtendo-se:

$$F = \frac{\partial W_m}{\partial x}(i, x) \quad (2.4)$$

sendo i a corrente de excitação das bobinas.

Se se admitir agora a linearidade do circuito magnético, obtém-se, analogamente a (2.3):

$$F = \frac{\partial W_m}{\partial x} = \frac{1}{2} \frac{dL}{dx} i^2 \quad (2.5)$$

onde L representa a indutância e i a corrente de excitação da bobina. Sendo a variação de L crescente com a coordenada de posição x , obtém-se uma força que actua no sentido do movimento, quando o elemento móvel se desloca da esquerda para a direita. Por outro lado, quando o movimento se faz em sentido contrário, e se a corrente for diferente de zero, a força actuará igualmente em sentido contrário ao do movimento, ou seja, será uma força de travagem.

Se considerarmos agora o elemento móvel, percorrido por corrente eléctrica, através de uma bobina alimentada a partir do exterior ou de um elemento conduzindo correntes nele induzidas, obter-se-á uma força de origem electrodinâmica resultante da interacção entre a corrente no elemento condutor e o campo magnético criado pela excitação das bobinas do estator, e que será calculada através da seguinte expressão, que traduz a lei de Lorentz:

$$F = B I l_a \quad (2.6)$$

onde F representa a força desenvolvida, I a corrente, l_a o comprimento do condutor e B a densidade de fluxo magnético.

Num dispositivo linear de indução a força electromagnética tenderá a repelir a parte móvel do entreferro, sendo necessária uma mola que o trará de volta à posição $x = 0$ quando a corrente na bobina do estator for interrompida.

Por outro lado, poder-se-á ainda obter a mesma força com a montagem de magnetes permanentes no estator, sendo neste caso necessário alimentar o elemento móvel com corrente alternada. Neste caso, a força obtida inverterá o seu sentido com a inversão da polaridade da corrente de alimentação.

2.7 Conclusões

Tendo-se feito uma abordagem dos motores de relutância rotativos, e focado alguns aspectos construtivos e de natureza das forças desenvolvidas nos motores lineares, poder-se-á agora abordar o actuador linear de relutância variável comutado (ALRVC). Este actuador é um dispositivo polifásico gerador de movimento linear, resultante de forças electromagnéticas produzidas pela tendência do secundário da máquina em adoptar sucessivas posições de relutância mínima, sendo para isso excitadas as fases, uma a uma e de forma sequencial.

O motor rotativo de relutância variável comutado deriva directamente do motor passo a passo de relutância variável [35], sendo o binário obtido pelo movimento do rotor para uma posição onde a indutância do enrolamento de excitação seja máxima. Ou seja, como a indutância é inversamente proporcional à relutância do circuito magnético, e esta, por sua vez, é directamente proporcional ao comprimento do entreferro, aquela posição corresponde ao

alinhamento polar estator – rotor, em que o entreferro é o menor possível. A teoria desenvolvida para este tipo de motor eléctrico rotativo [49], aplica-se inteiramente ao estudo do actuador linear de relutância variável comutado (ALRVC). Tal como o seu homólogo rotativo, o ALRVC produz uma força de tracção, sendo o movimento linear obtido pela tendência do secundário em ocupar as sucessivas posições de relutância mínima, onde a indutância do enrolamento primário é máxima. Consequentemente, este actuador linear é uma máquina eléctrica polifásica, sendo as fases excitadas uma por uma, e o seu objectivo consiste em desenvolver um movimento linear com forças de tracção elevadas.

CAPÍTULO

3

Dimensionamento Analítico do ALRVC

Neste capítulo é proposto um método de dimensionamento analítico de actuadores de relutância variável comutados, de fluxo longitudinal e de fluxo transversal. Descreve-se a metodologia concebida e expõem-se as principais hipóteses a considerar para o dimensionamento destes actuadores. A metodologia de dimensionamento é mostrada acompanhada de dois exemplos de concepção de actuadores, um de topologia tubular e outro de topologia plana. Para os exemplos considerados, mostram-se as representações esquemáticas dos modelos, assinalando os seus parâmetros dimensionais, e os valores obtidos do dimensionamento, que caracterizam os seus desempenhos.

3.1 Introdução

Como se referiu no Capítulo 2, os actuadores lineares são cada vez mais considerados em aplicações industriais e em máquinas ferramentas, onde se exigem movimentos de translação. A impulsão dada à aplicação destas máquinas de força prende-se com o desenvolvimento verificado nos sistemas de controlo e também por proporcionarem soluções mecânicas livres de sistemas de transmissão, onde a força é disponibilizada directamente. Estes actuadores permitem um controlo preciso de posição, quer em baixa velocidade, quer em velocidades mais elevadas, sendo o maior ênfase concedido aos actuadores lineares de indução e de magnetes permanentes. Os ALRVC's, ainda muito pouco explorados, mostram-se ser excelentes alternativas, pelo facto de uma das partes constituintes não ter enrolamentos e a outra ter enrolamentos concentrados, característica favorável à construção e à fácil manutenção do actuador. As referências encontradas na literatura, alusivas a estes actuadores, não são acompanhadas com as respectivas propostas de metodologia de dimensionamento. Assim sendo, pretende-se aqui desenvolver uma metodologia de dimensionamento analítico de ALRVC's, concebida especificamente para ser aplicada a máquinas, quer de fluxo longitudinal, quer de fluxo transversal. Esta metodologia é suportada por considerações ligadas ao dimensionamento das máquinas homólogas de relutância variável comutadas rotativas, adaptando-se as características dimensionais para o domínio linear, e estabelecendo correspondências entre as características de desempenho de ambas as máquinas.

3.2 Estruturas práticas

A Fig. 3.1 mostra, numa representação esquemática, a vista de frente (alçado principal) e a vista de topo (alçado lateral) de um corte transversal da estrutura de um ALRVC, que é constituído por uma parte móvel e uma parte estática, onde qualquer uma delas poderá ser o primário ou o secundário [14]. Note-se que, tanto o primário como o secundário, possuem cavas e saliências (dentes), devendo estes ser dimensionados de forma a serem constituídos por um conjunto de chapas magnéticas empilhadas, sendo preferencialmente a liga de aço magnético e silício com cristais orientados o material utilizado, por forma a reduzir ao mínimo a relutância dos circuitos magnéticos.

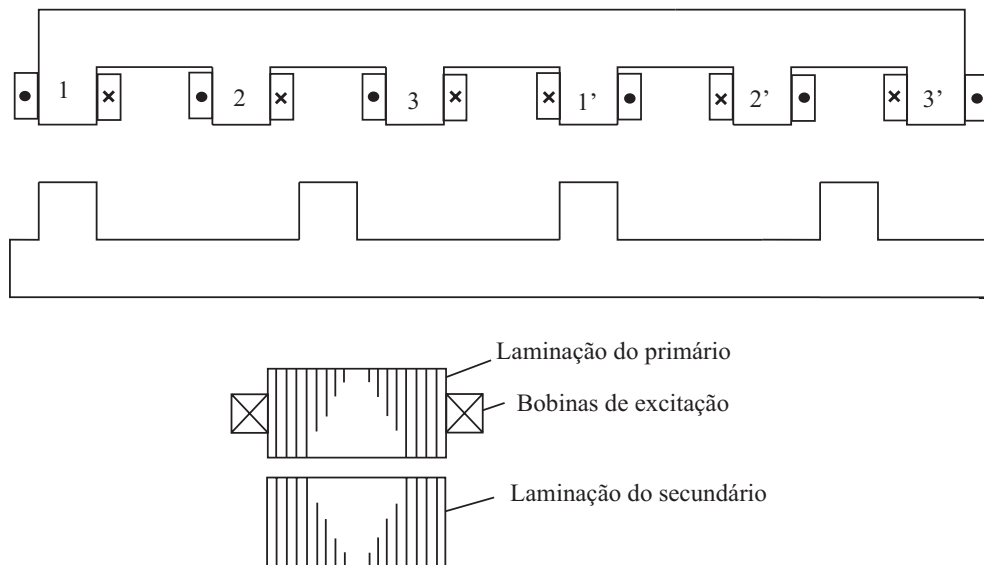


Fig. 3.1 Estrutura prática de um ALRVC plano.

Relativamente a esta figura, note-se que, para a posição relativa entre o primário e o secundário que se esquematiza, e sendo este actuador de estrutura 6 pólos no primário e 4 pólos no secundário, onde cada uma das 3 fases (1, 2 e 3) é resultante da ligação em série de duas bobinas (1-1', 2-2' e 3-3'), a fase 1 é a única fase que se encontra excitada. Para que ocorra uma modificação nessa posição relativa deslocando-se o secundário para a esquerda ou para a direita, e após a interrupção da excitação da fase 1, deverá ser a fase 2 ou a fase 3 a ser excitada logo de seguida, respectivamente.

Por sua vez, na Fig. 3.2 mostra-se uma porção do corte do actuador representado na Fig. 3.1, que inclui duas saliências do primário e duas saliências do secundário, permitindo evidenciar as dimensões características do ALRVC.

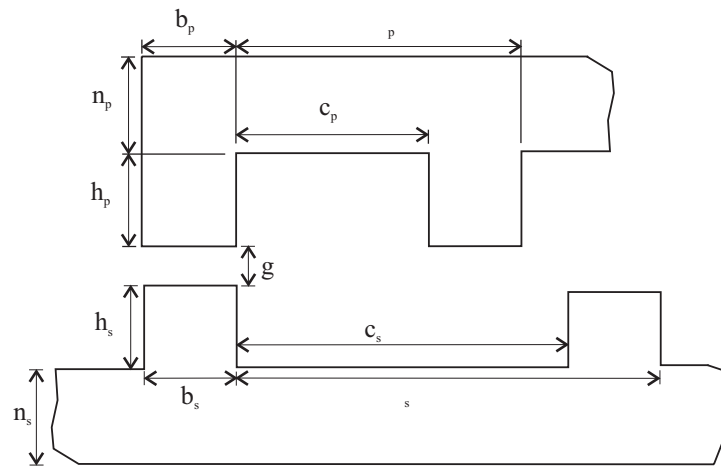


Fig. 3.2 Dimensões características do ALRVC.

Os dentes do primário e do secundário têm praticamente a mesma largura, isto é $b_p \approx b_s$, devendo contudo os respectivos passos de cava τ_p e τ_s obedecer à seguinte relação [14]:

$$m \tau_p = 2 \tau_s \quad (3.1)$$

onde m é o número de fases. Por outro lado, a largura das cavas do primário c_p , deverá ser ligeiramente superior à largura dos dentes do secundário b_s , para que a indutância mínima das fases do enrolamento de excitação seja a menor possível [14,35,49].

Fazendo recorrência à hipótese de o circuito magnético estar “não saturado”, a energia magnética W e a co-energia magnética W_c armazenadas no entreferro, estando uma fase excitada com corrente constante, são iguais, sendo expressas através da seguinte equação [35]:

$$W = W_c = \frac{1}{2} \psi(x) i \quad (3.2)$$

onde $\psi(x)$ é o fluxo ligado com a fase excitada pela corrente i .

Uma vez que a indutância L depende da coordenada de posição x , da parte móvel do actuador, o fluxo $\psi(x)$ é dado pela relação

$$\psi(x) = L(x) i \quad (3.3)$$

Então, com base em (3.2) e (3.3) obtém-se

$$W = W_c = \frac{1}{2} L(x) i^2 \quad (3.4)$$

Por conseguinte, a força de tracção será, por definição,

$$F = \left[\frac{\partial W_c}{\partial x} \right]_{i=C^{te}} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(x)}{\partial x} \quad (3.5)$$

Quando se excita cada uma das fase do primário, a distância percorrida pela parte móvel do actuador, movimento de passo, é praticamente igual a b_s . À semelhança do seu homólogo, motor rotativo [35,49], a força de tracção apresenta uma oscilação considerável que, para além de originar ruído acústico, distorce o desempenho da máquina. Além disso, o movimento do ALRVC não pode ser originado pela ligação directa à excitação, sendo necessária uma unidade de comando para cada actuador.

Para distâncias de trabalho relativamente curtas, da ordem de 0,4 a 0,5 m, e onde sejam necessárias forças de tracção elevadas, pode-se utilizar o ALRVC com uma configuração tubular. O corte das chapas magnéticas do primário e do secundário do actuador tubular é idêntico ao do actuador plano representado na Fig. 3.1, esquematizando-se na Fig. 3.3 as respectivas laminações [14].

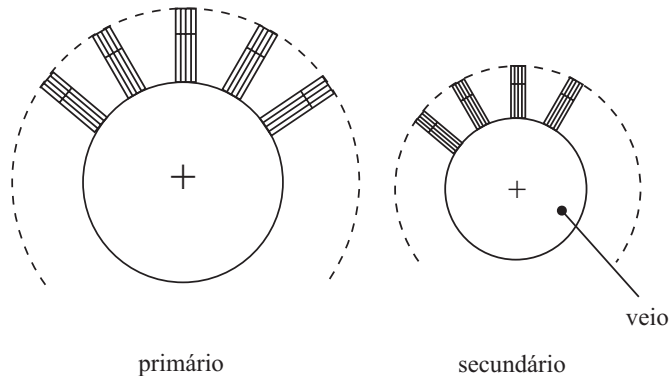


Fig. 3.3 Laminações de um ALRVC tubular

No ALRVC tubular, apesar da sua construção ser bastante mais complexa, quando comparada com a do ALRVC plano, as densidades de força são elevadas, uma vez que as bobinas, de forma circular, são integralmente

aproveitadas para a geração de força. Ou seja, no ALRVC tubular, todo o cobre do enrolamento é activo, enquanto que no ALRVC plano o cobre correspondente às cabeças das bobinas é inactivo.

3.3 Força de tracção

Como se referiu, a alimentação do actuador não pode ser proporcionada directamente, sendo necessário um patamar de controlo entre esta e as fases da máquina, estabelecido através de um circuito conversor de dois quadrantes comandado, que alimenta, de forma independente, cada fase do enrolamento de excitação primário. A topologia do circuito conversor adoptado poderá ser mais ou menos elaborada, no que diz respeito ao número e ao tipo de dispositivos utilizados, ao método e à natureza de controlo dos dispositivos (controlo por um só impulso ou por múltiplos impulsos, controlo da posição ou da velocidade e da força de tracção), bem como ao método de disponibilização da tensão contínua. Independentemente do circuito utilizado, quando uma fase é alimentada tem-se:

$$E = V_0 - R_1 I_b \quad (3.6)$$

sendo E a f.e.m. induzida, V_0 o valor da tensão contínua da fonte à entrada do talhador, R_1 a resistência da fase, e I_b a corrente de excitação na fase. A f.e.m., por sua vez, é dada por:

$$E = \frac{d\psi(x)}{dt} = \frac{d\psi(x)}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d\psi(x)}{dx} v \quad (3.7)$$

onde v representa a velocidade do actuador. Se se fizer recorrência à hipótese do fluxo ligado variar linearmente com a coordenada de posição, pode ainda escrever-se:

$$\frac{d\psi(x)}{dx} = k(i) \quad (3.8)$$

ou seja,

$$E = k(i)v \quad (3.9)$$

No caso da função $k(i)$ não ser linear, pode obter-se a velocidade v , para uma determinada corrente I_b , através de um método iterativo a partir das expressões (3.6), (3.8) e (3.9).

A determinação da força de tracção na presença da saturação, exige o conhecimento das curvas $\psi(i)$ para o intervalo $x = x_i$ (estabelecimento da excitação da fase na posição de não alinhamento) até $x = x_f$ (interrupção da excitação da fase na posição de alinhamento), como se ilustra qualitativamente na Fig. 3.4. Deve referir-se que, na maioria das estratégias de controlo, de facto as posições de estabelecimento e de interrupção da excitação não correspondem a estas posições específicas, de não alinhamento e de alinhamento, mas sim às posições respectivamente, próxima da zona de indutância crescente e imediatamente anterior ao início do alinhamento.

Por conseguinte, a co-energia magnética W_c é:

$$W_c = \int \psi(i) di \quad (3.10)$$

sendo a força de tracção F_i , determinada através de

$$F_i = \left[\frac{\partial W_c}{\partial x} \right]_{i=C^{te}} \quad (3.11)$$

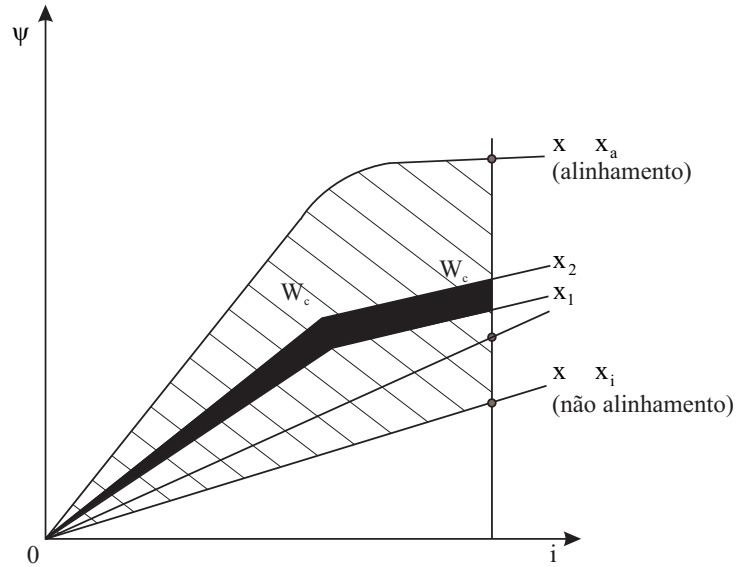


Fig. 3.4 Características $\psi(i)$ para diferentes posições x .

Por exemplo, para duas posições x_1 e x_2 muito próximas uma da outra, obtém-se, de (3.11),

$$F_i = \frac{\Delta W_c}{x_2 - x_1} \quad (3.12)$$

Por sua vez, a força média correspondente às m fases, considerando a velocidade constante, é dada pela seguinte expressão [14,35,49]

$$F_{med} = \frac{m}{b_p} W_c \quad (3.13)$$

uma vez que $x_{passo} = b_p$.

3.4 Equações de funcionamento

Com base na assunção de que a resistência da fase da máquina é relativamente pequena, podendo ser desprezada, $R_1 \approx 0$, a expressão (3.6) simplifica-se, para:

$$E_c \approx V_0 \quad (3.14)$$

sendo E_c a f.e.m. induzida na fase durante um período de condução t_c , com velocidade constante.

Por outro lado, durante o referido período de condução, tem-se respectivamente

$$E_c = \frac{d\psi(x)}{dt} \approx \frac{\psi_c}{t_c} \quad (3.15)$$

e

$$(x_f - x_i) = v t_c \quad (3.16)$$

obtendo-se então a seguinte expressão:

$$\psi_c = \frac{V_0}{v} (x_f - x_i) \quad (3.17)$$

Considere-se agora a energia mecânica W_{mc} , calculada através da seguinte expressão [14]:

$$W_{mc} = \eta k_c W_c = \eta k_c \psi_c I_c \quad (3.18)$$

sendo η o rendimento de conversão, k_c o factor de utilização do talhador [14,49], e I_c a corrente de excitação.

Atendendo a (3.17) tem-se assim

$$W_{mc} = \frac{\eta k_c V_0}{v} (x_f - x_i) I_c \quad (3.19)$$

A potência aparente do actuador com m fases é, por conseguinte,

$$S = mV_0I_c \quad (3.20)$$

mas, atendendo a (3.13) e a (3.19) obtém-se ainda, considerando $W_{mc} \approx W_c$,

$$S = \frac{F_{med} v}{\eta k_c} \frac{b_p}{x_f - x_i} \quad (3.21)$$

Na prática, as curvas de magnetização $\psi(i)$ dependem da razão $\frac{b_p}{g}$ e de h_p e h_s , como se constata se se pensar na dependência do fluxo ligado com a indutância, e desta com a relutância do circuito magnético.

De acordo com [14], os valores usuais para o rendimento de conversão, para o factor de utilização do talhador e para a relação dimensional $\frac{x_f - x_i}{b_p}$, são, respectivamente, inferior a 0,65, inferior a 0,7 (0,8), e aproximadamente 0,8.

3.5 Dimensionamento

Presentemente, não é possível encontrar uma metodologia para dimensionamento de ALRVC's. Pretende-se então, neste subcapítulo, apresentar uma metodologia de cálculo, que foi elaborada com o fim de se estabelecer uma conduta válida no dimensionamento destes actuadores, e que, nalguns procedimentos, se suporta em indicações encontradas em [14], e é acompanhada numericamente pelo dimensionamento de um ALRVC 7/5 tubular, aqui apresentado como exemplo de aplicação.

As especificações básicas a definir como ponto de partida, para a aplicação desta metodologia, são a força de tracção, a velocidade, a tensão de alimentação

à entrada do conversor, e o número de fases. Contudo, poderiam ainda especificar-se outros dados, como a temperatura de funcionamento, as dimensões exteriores limite, o modo de fixação, características da parte móvel, a capacidade de sobrecarga, o tipo de ambiente, e o nível máximo de ruído. Para o exemplo, que acompanha a descrição da metodologia de dimensionamento, atribuem-se aos dados principais os valores mostrados na Tab. 3.1.

Tab. 3.1 Dados principais de um ALRVC tubular.

Força de tracção, F	300 [N]
Velocidade, v	1,5 [m/s]
Tensão à entrada do conversor, V_0	200 [V]
Número de fases, m	3
Estrutura	tubular

Dados complementares

De acordo com [14,49] considera-se um bom valor, para a força tangencial por unidade de superfície (densidade de força), o valor

$$F_x = 20 \text{ [kN/m}^2\text{]} = 2 \text{ [N/cm}^2\text{]}$$

e ter-se-ão que adoptar características $\psi(i)$ simplificadas, como as que se representam na Fig. 3.5, sendo assinalados os coeficientes de indução relativos aos diversos troços dessas características, e como as que se encontram, para a máquina rotativa, em [40]. Nesta figura as características magnéticas da máquina, determinantes do ciclo de conversão de energia para cada excitação, são aproximadas, para as diferentes posições relativas x , desde o não alinha-

mento x_i ao alinhamento $x_i + x_{passo}$, a funções lineares, onde se referenciam os declives das rectas como sendo respectivamente: L_{na} , a indutância na posição de não alinhamento, L_{an} a indutância de não saturação na posição de alinhamento e L_{as} a indutância de saturação na posição de alinhamento. Estes valores de indutância determinam a maior ou menor bondade da conversão energética, já que contabilizam a taxa de aumento da potência mecânica por aumento da corrente de excitação, sendo esta taxa não uniforme e dependente do ponto de operação, principalmente na região de saturação. Este facto conduz à necessidade de limitar os valores da corrente de excitação em determinados pontos de funcionamento. Note-se ainda que, na prática, como se referiu anteriormente, a desligação do conversor que alimenta cada fase dá-se para uma posição $x = x_f$ antes do alinhamento, enquanto que o alinhamento se verifica apenas para $x = x_i + x_{passo}$, sendo, obviamente, $x_{passo} = b_p$, pelo que se assinala na Fig. 3.5 a posição x_f correspondente à interrupção da excitação da fase; a zona a tracejado representa a co-energia magnética armazenada durante um ciclo de conversão, que foi efectivamente convertida em energia mecânica. Tipicamente, o valor aceite como razoável para a posição de interrupção da corrente de excitação, é:

$$(x_f - x_i) \approx 0,8 b_p \quad (3.22)$$

Este valor de referência, indicado em (3.22), é efectivamente aceite para efeitos de dimensionamento da máquina, já que uma análise do ponto de vista de controlo poderá exigir outros valores.

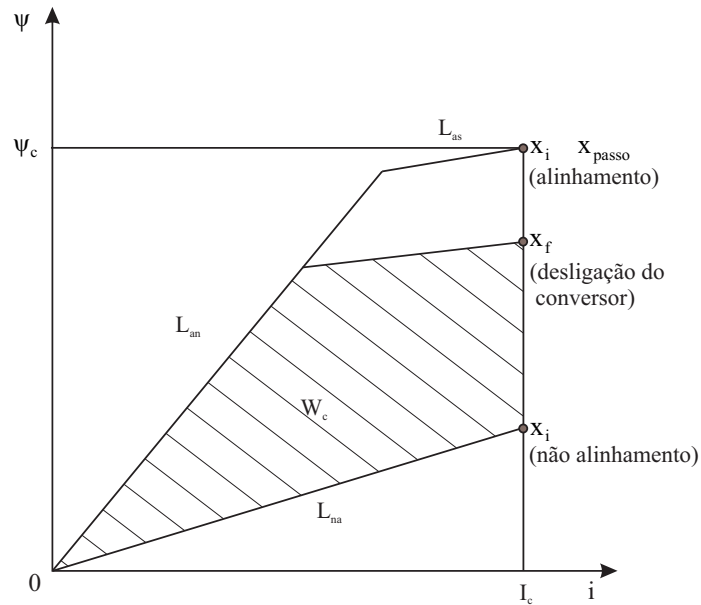


Fig. 3.5 Características $\psi(i)$ simplificadas.

Tratando-se de um actuador tubular, com bobinas circulares e ocupando cada uma dessas bobinas uma única cava, consideram-se os seguintes valores para a largura dos dentes do primário b_p , para a largura dos dentes do secundário b_s , e para a largura da cava do primário c_p :

$$b_p = c_p = 15 \text{ [mm]}$$

$$b_s = b_p = 15 \text{ [mm]}$$

donde, e de (3.22):

$$(x_f - x_i) \approx 12 \text{ [mm]}$$

Quanto ao comprimento do entreferro, sabe-se que quanto menor for o seu valor maior será a força desenvolvida pelo actuador e menor a exigência em termos de excitação a disponibilizar; contudo é também evidente que, a um valor muito

pequeno deste parâmetro, podem corresponder dificuldades técnicas, por exigência de perfeita uniformidade do entreferro, de forma a evitar o ruído acústico e por dificuldades na manutenção do posicionamento relativo entre a parte fixa e a parte móvel do actuador, por influência das elevadas forças de atracção entre estas. Assim, admite-se atribuir o valor para o comprimento do entreferro de $g = 0,5$ [mm].

Passos de cava

Os valores dos passos primário τ_p e secundário τ_s , são, respectivamente,

$$\tau_p = b_p + c_p = 15 + 15 = 30 \text{ [mm]}$$

$$\tau_s = b_s + c_s = b_s + 2b_s = 15 + 2 \times 15 = 45 \text{ [mm]}$$

Refira-se que estes valores de passo satisfazem a relação imposta em (3.1), ou seja,

$$m \tau_p = 2 \tau_s$$

$$3 \times 30 = 2 \times 45$$

$$90 \equiv 90$$

Diâmetro interior do primário

Anteriormente, assumiu-se para a densidade de força o valor de 2 [N/cm²]. No entanto, sendo o primário constituído por cavas e dentes, com a mesma largura, e como a força se exerce apenas no ferro, ou seja, nos dentes, que representam metade da superfície total do primário, o valor efectivo daquela densidade de força será 2×2 [N/cm²] = 4 [N/cm²].

Deste modo, sendo a força total F produzida unicamente por dois dentes do primário, uma vez que a excitação das três fases é feita de uma forma independente para cada uma delas, tem-se:

$$\begin{aligned} F &= (\text{área de dois dentes do primário}) \times (\text{densidade de força}) = \\ &= (2\pi D_{ip} b_p) \times (F_x) = 2\pi D_{ip} b_p F_x \end{aligned} \quad (3.23)$$

onde D_{ip} é o diâmetro da periferia interior do primário.

Desta forma, pode calcular-se o valor de D_{ip} como sendo:

$$D_{ip} = \frac{F}{2\pi b_p F_x} = \frac{300}{8\pi 1,5} = 80 \text{ [mm]}$$

Número de espiras por bobina

Viu-se anteriormente na expressão (3.17), que aqui se rescreve por comodidade, que:

$$\psi_c = \frac{V_0}{v} (x_f - x_i) \quad (3.24)$$

mas como, por outro lado, se tem

$$\begin{aligned} \psi_c &= (\text{número de espiras por fase}) \times (\text{fluxo no entreferro}) = \\ &= 2 \times \text{número de espiras por bobina} \times \text{indução no entreferro} \times \text{área de cada dente} = \\ &= (2N_1) \times (B_g \pi D_{ip} b_p) = 2\pi b_p B_g D_{ip} N_1 \end{aligned} \quad (3.25)$$

igualando as expressões (3.23) e (3.24) obtém-se, para o número de espiras N_1 :

$$N_1 = \frac{V_0}{v} \frac{x_f - x_i}{2\pi b_p B_g D_{ip}} \quad (3.26)$$

que, impondo-se para a densidade média de fluxo no entreferro o valor $B_g = 1,5$ [T], resulta em

$$N_1 = \frac{200 \cdot 0,012}{1,5 \cdot 2\pi} \frac{1}{0,015 \times 1,5 \times 0,08} = 140 \text{ espiras}$$

Indutâncias

O cálculo da indutância não saturada na posição de alinhamento, faz-se neste ponto com recorrência às fórmulas, que por comodidade de organização do texto se decidiu demonstrar no Capítulo 7, no subcapítulo 7.3. No alinhamento, a indutância não saturada L_{an} é dada por:

$$L_{an} = \frac{4N_1^2}{\mathfrak{R}_{an}} \quad (3.27)$$

onde \mathfrak{R}_{an} é a relutância do circuito magnético na posição de alinhamento. Considerando toda a relutância do circuito magnético concentrada no entreferro, tem-se:

$$\mathfrak{R}_{an} = \frac{1}{\mu_0} \frac{2g}{\pi D_{ip} b_p} \quad (3.28)$$

representando μ_0 a permeabilidade magnética do ar, e, por substituição de (3.28) em (3.27) vem

$$L_{an} = 2\pi \mu_0 \frac{D_{ip} b_p}{g} N_1^2 \quad (3.29)$$

Substituindo valores na expressão anterior, obtém-se finalmente para a indutância na posição de alinhamento:

$$L_{an} = 2\pi \times 4\pi \times 10^{-7} \frac{0,08 \times 0,015}{0,0005} 140^2 = 0,4 \text{ [H]}$$

Segundo [14], tem-se para a relação entre as duas indutâncias, na posição de não alinhamento L_{na} e na posição de alinhamento L_{an} :

$$L_{na} = \frac{L_{an}}{10} = \frac{0,4}{10} = 0.04 \text{ [H]}$$

Energia

A energia, que corresponde ao ciclo de trabalho, Fig. 3.5, pode ser calculada pela expressão

$$W_c = F x_{passo} k_t \quad (3.30)$$

representando k_t o factor de carga. Considerando $k_t = 1$, tem-se:

$$W_c = 300 \times 0,015 \times 1,0 = 4,5 \text{ [J]}$$

Corrente por fase

Aludindo uma vez mais à Fig. 3.5, a área do ciclo de trabalho W_c calcula-se através da expressão [14]:

$$W_c = k_c \left[(\psi_c - L_{na} I_c) I_c - \frac{(\psi_c - L_{na} I_c)^2}{2L_{an}} \right] \quad (3.31)$$

sendo k_c um coeficiente menor que a unidade, para se considerar a situação $L_{as} \neq L_{na}$, sendo L_{as} a indutância do troço de saturação da característica $\psi(i)$ no alinhamento. De facto, esta correcção é introduzida porque o acréscimo de força por unidade de corrente é máximo quando $L_{as} = L_{na}$, [40].

Nesta metodologia adopta-se o factor $k_c = 0,7$, e de (3.23), calcula-se:

$$\psi_c = \frac{200}{1.5} \times 0,012 = 1,6 \text{ [Wb]}$$

Então, de (3.30) e de (3.31), resulta o valor da corrente de excitação da fase, I_c :

$$I_c = 6,5 \text{ [A]}$$

Altura das cavas do primário

Considere-se k_e como sendo o factor de enchimento das cavas do primário, e que representa a área de cava efectivamente ocupada pelo condutor:

$$k_e = \frac{A_{Cu}}{A_p} \quad (3.32)$$

em que A_{Cu} representa a área de cava correspondente ao alojamento do cobre, e A_p a área total da cava, que é determinada através dos valores da largura e da altura das cavas, respectivamente c_p e h_p :

$$A_p = c_p h_p \quad (3.33)$$

Desta forma, de (3.32) e de (3.33) poder-se-á determinar a altura da cava como sendo:

$$h_p = \frac{A_{Cu}}{c_p k_e} \quad (3.34)$$

Por outro lado, como em cada cava se tem N_1 condutores, e sendo J a densidade de corrente no cobre, pode escrever-se respectivamente:

$$A_{Cu} = N_1 S_{Cu} \quad (3.35)$$

$$J = \frac{I_c}{S_{Cu}} \quad (3.36)$$

onde S_{Cu} representa a secção do condutor.

Conjugando (3.33), (3.34) e (3.35) obtém-se:

$$h_p = \frac{N_1 I_c}{c_p k_e J} \quad (3.37)$$

Por atribuição dos valores $k_e = 0,4$ e $J = 3,5$ [A/mm²], vem finalmente:

$$h_p = \frac{140 \times 6,5}{15 \times 0,40 \times 3,5} = 43 \text{ [mm]} \quad (45 \text{ [mm]})$$

Altura das cavas do secundário

A altura das cavas do secundário é determinante no valor da indutância na posição de não alinhamento. Nessa posição, o fluxo do primário tende a alastrar nas bordas dos seus dentes, para facilmente atingir as bordas dos dentes do secundário. O aumento da profundidade das cavas do secundário favorece este efeito de borda, reduzindo a relutância do circuito magnético, e aumentando assim a indutância na posição de não alinhamento. A altura das cavas do secundário deverá ser, para as máquinas rotativas, de acordo com [49], 20 a 30 vezes superior ao entreferro, para que a indutância mínima, correspondente à posição de não alinhamento, L_{na} , tenha um valor reduzido. Por conseguinte, e adoptando este mesmo critério no dimensionamento da máquina linear, tem-se:

$$h_s = (20 \cdots 30) g \quad (3.38)$$

ou seja, considerando o valor mais elevado,

$$h_s = 30 g = 30 \times 0,5 = 15 \text{ [mm]}$$

Espessura dos núcleos do primário e do secundário

As espessuras dos núcleos do primário e do secundário devem ser suficientes para evitar a saturação do circuito magnético. Neste tipo de máquinas, sendo o

perfil das linhas de fluxo determinado pelo percurso entre dois pólos, sendo que este perfil se divide por duas partes iguais dos núcleos, à saída dos dentes, poder-se-ia determinar como suficiente uma espessura dos núcleos de cerca de metade dos respectivos dentes. Contudo, pelo facto de algumas secções destes núcleos serem partilhadas por diferentes pares de pólos, é necessário afectar as espessuras de um factor de compensação (20 a 40%). Então, as espessuras dos núcleos primário e secundário, estão relacionadas com as larguras dos respectivos pólos através das expressões:

$$n_p = (0,60 \cdots 0,70) b_p \quad (3.39)$$

$$n_s = (0,60 \cdots 0,70) b_s \quad (3.40)$$

Escolhendo o valor médio, e como $b_p = b_s$:

$$n_p = n_s = 0,65 \times 15 = 9,75 \text{ [mm]}$$

Dimensões exteriores

Conhecidas que são as dimensões dos dentes e das cavas do primário e do secundário, o diâmetro exterior do primário D_{ep} , o diâmetro interior do primário D_{ip} , o diâmetro exterior do secundário D_{es} , o diâmetro interior do secundário D_{is} , bem como o diâmetro do veio, são calculados, respectivamente, pelas seguintes expressões:

$$D_{ep} = D_{ip} + 2(h_p + n_p) \quad (3.41)$$

$$D_{es} = D_{ip} - 2g \quad (3.42)$$

$$D_{is} = D_{es} - 2(h_s + n_s) \quad (3.43)$$

ou seja,

$$d_{Cu} = 2\sqrt{\frac{0,40 \times 15 \times 45}{\pi 140}} = 1,56 \text{ [mm]}$$

Considerando o diâmetro normalizado de 1,5 [mm], o factor de enchimento das cavas passaria a ser $k_e = 0,37$, e a densidade de corrente $J = 3,7 \text{ [A/mm}^2\text{]}$.

Diâmetro médio das bobinas

O diâmetro médio das bobinas D_1 , e por observação da Fig. 3.6, é calculado através de:

$$D_1 = D_{ip} + h_p \quad (3.46)$$

obtendo-se o valor:

$$D_1 = 190 + 45 = 135 \text{ [mm]}$$

Perdas no cobre

As perdas totais no cobre das bobinas da máquina, P_{Cu} , são calculadas através da seguinte expressão, que considera a excitação de uma fase de cada vez:

$$P_{Cu} = B_1 R_b I_c^2 \quad (3.47)$$

onde B_1 representa o número de bobinas do primário, R_b a resistência de cada bobina e I_c a corrente de excitação da fase. Como, por sua vez, a resistência da bobina, de diâmetro D_1 e com N_1 espiras, é calculada através de:

$$R_b = \rho_{Cu} \frac{\pi D_1}{S_{Cu}} N_1 \quad (3.48)$$

representando ρ_{Cu} a resistividade do cobre, de (3.47) e (3.48), resulta para as perdas no cobre:

$$P_{Cu} = \rho_{Cu} \frac{\pi D_1}{S_{Cu}} B_1 N_1 I_c^2 \quad (3.49)$$

ou seja, por substituição de valores:

$$P_{Cu} = 1.7 \times 10^{-8} \frac{\pi 0,135}{\pi \frac{0,0015^2}{4}} 6 \times 140 \times 6,5^2 = 145 \text{ [W]}$$

Potência mecânica

A potência mecânica P_{mec} do actuador, calcula-se através da expressão:

$$P_{mec} = F v \quad (3.50)$$

e tem o valor

$$P_{mec} = 300 \times 1,5 = 450 \text{ [W]}$$

Rendimento

O rendimento do actuador é calculado desprezando as perdas no ferro, quer as perdas por histerese, quer as perdas por correntes de Foucault. As perdas por correntes de Foucault são reduzidas, já que as partes constituintes da máquina são construídas através do empilhamento de chapas isoladas relativamente finas (normalmente aconselha-se a utilização de chapas com espessura entre 0,35 e 0,5 [mm]). No que diz respeito às perdas por histerese, a sua contabilização e até mesmo a sua percepção é extremamente difícil, já que são inúmeras as implicações, a nível dos perfis de variação do fluxo na máquina, devidas à natureza destas máquinas. Assim, estaremos em presença de variações no fluxo

dependentes do número de fases e da frequência da troca de excitação entre fases, e ainda dependentes da zona da máquina, sendo o perfil de fluxo diferente para os dentes do primário, para os dentes do secundário e ainda para diferentes secções das laminações entre dentes. Então, o rendimento η da máquina será apenas calculado por contabilização das perdas no cobre, sendo:

$$\eta = \frac{450}{450 + 145} = 0,76 \text{ (76\%)} \quad (3.51)$$

3.6 Dimensionamento de um ALRVC plano

No subcapítulo 3.5 dimensionou-se um ALRVC com estrutura tubular, propondo-se uma metodologia de cálculo. Para que se possa comparar o desempenho de um actuador desta natureza, mostra-se neste subcapítulo a metodologia de dimensionamento, anteriormente proposta, aplicada a um ALRVC com estrutura plana, considerando as mesmas especificações adoptadas para o actuador tubular, e que se mostraram na Tab. 3.1. A aplicação da metodologia de dimensionamento a actuadores planos exige a alteração de algumas equações, como consequência da sua estrutura. Para além deste facto, o ALRVC plano que se considera é um actuador 6/4, isto é, com 6 pólos no primário e 4 pólos no secundário, na medida em que cada dente do primário é abraçado por uma bobina e cada cava comporta duas bobinas. Por conseguinte, e em conformidade com os dados complementares estabelecidos no subcapítulo 3.5 tem-se, respectivamente para a densidade de força, para a largura dos dentes e das cavas do primário, para a largura dos dentes do secundário, para a largura das cavas do secundário, para a distância entre o ponto de estabelecimento e o ponto de interrupção da excitação da fase, para o

comprimento do entreferro, para o passo do primário e para o passo do secundário,

$$F_x = 2 \text{ [N/cm}^2\text{]}$$

$$b_p = c_p = 15 \text{ [mm]}$$

$$b_s = b_p = 15 \text{ [mm]}$$

$$c_s = 2 \times b_s = 30 \text{ [mm]}$$

$$(x_f - x_i) \approx 12 \text{ [mm]}$$

$$g = 0,5 \text{ [mm]}$$

$$\tau_p = 30 \text{ [mm]}$$

$$\tau_s = 45 \text{ [mm]}$$

Largura das laminações

Por analogia com (3.23), sendo w a largura das laminações, obtém-se:

$$F = (w \times 2b_p) \times (F_x) = 2b_p w F_x \quad (3.52)$$

ou seja,

$$w = \frac{F}{2b_p F_x} = \frac{300}{2 \times 1,5 \times 4} = 250 \text{ [mm]}$$

Número de espiras por bobina

Recorrendo à expressão (3.25) e com base em (3.52), tem-se

$$\psi_c = (2N_1) \times (B_g w b_p) = 2b_p w B_g N_1 \quad (3.53)$$

Substituindo (3.53) em (3.24), vem para o número de espiras N_1 :

$$N_1 = \frac{V_0}{v} \frac{x_a - x_i}{2} \frac{1}{b_p w B_g} \quad (3.54)$$

donde,

$$N_1 = \frac{200}{1,5} \frac{0,012}{2} \frac{1}{0,015 \times 0,25 \times 1,5} = 140 \text{ espiras}$$

Indutâncias

A relutância do circuito magnético R_{an} , suposta estar concentrada no entreferro, é para este actuador:

$$R_{an} = \frac{1}{\mu_0} \frac{2g}{wb_p} \quad (3.55)$$

sendo, por isso, a indutância não saturada do circuito magnético na posição de alinhamento L_{an} dada pela expressão:

$$L_{an} = \frac{4N_1^2}{R_{an}} = 2\mu_0 \frac{wb_p}{g} N_1^2 \quad (3.56)$$

ou seja,

$$L_{an} = 2 \times 4\pi \times 10^{-7} \frac{0,25 \times 0,015}{0,0005} 140^2 = 0,37 \text{ [H]}$$

À semelhança da máquina tubular, considera-se admitir a relação entre a indutância na posição de não alinhamento L_{na} e a indutância na posição de alinhamento não saturada L_{an} , expressa por:

$$L_{na} = \frac{L_{an}}{10} = 0,037 \text{ [H]}$$

Corrente por fase

A corrente de excitação da fase, considerando a mesma energia num ciclo de conversão que anteriormente, $W_c = 4,5$ [J], obtém-se por resolução de (3.31), sendo

$$I_c = 6,5 \text{ [A]}$$

Altura das cavas do primário

Efectuando o mesmo desenvolvimento que para a máquina tubular, por sucessão da aplicação das expressões (3.32) a (3.37), e atendendo agora à circunstância de cada cava comportar duas bobinas, e, por isso, $2N_1$ condutores, obtém-se para a altura das cavas do primário h_p :

$$h_p = \frac{2N_1 I_c}{c_p k_e J} = \frac{2 \times 140 \times 6,5}{15 \times 0,40 \times 3,5} = 85 \text{ [mm]}$$

Altura das cavas do secundário, e núcleos do primário e do secundário

A determinação da altura das cavas do primário h_s , verifica a expressão (3.38) e as considerações a ela subjacentes e anteriormente expostas, e resulta em:

$$h_s = 15 \text{ [mm]}$$

No que concerne ao cálculo da altura dos núcleos de ambas as laminações n_p e n_s , recorre-se às relações (3.39) e (3.40), sendo por isso:

$$n_p = n_s = 10 \text{ [mm]}$$

Dimensões exteriores

As alturas do primário H_p e do secundário H_s , e conhecidas que são as alturas das cavas e dos núcleos do primário e do secundário, são respectivamente:

$$H_p = h_p + n_p = 85 + 10 = 95 \text{ [mm]}$$

$$H_s = h_s + n_s = 15 + 10 = 25 \text{ [mm]}$$

Diâmetro do condutor

A utilização da expressão (3.45), e tendo-se agora em cada cava alojados $2N_1$ condutores, permite calcular o diâmetro do condutor de bobinagem, que é:

$$d_{Cu} = 2\sqrt{\frac{k_e c_p h_p}{2\pi N_1}} = 2\sqrt{\frac{0,40 \times 15 \times 85}{2\pi \times 140}} = 1,5 \text{ [mm]}$$

Comprimento médio das bobinas

O comprimento das bobinas não pode ser determinado de uma forma exacta, já que, dependendo da bobinagem, depende da distância das espiras às laminações, depende do número de camadas de espiras, e depende dos arcos das bordas nos topos dos dentes. Contudo, pode-se estimar um comprimento, definido como comprimento médio L_1 , resultante da adaptação das considerações encontradas em [49] ao actuador linear plano, como sendo expresso por:

$$L_1 = 2w + 1,2\pi b_p \quad (3.57)$$

o que para o actuador em dimensionamento, é:

$$L_1 = 2 \times 250 + 1,2\pi \times 15 = 560 \text{ [mm]}$$

Perdas no cobre

A resistência da bobina R_b , calcula-se considerando o comprimento médio da bobina estimado em (3.57), e vem:

$$R_b = \rho_{Cu} \frac{L_1}{S_{Cu}} N_1 \quad (3.58)$$

As perdas no cobre P_{Cu} , considerando o número de fases B_1 , admitindo a excitação de uma fase de cada vez com corrente constante I_c , e adotando (3.58), são calculadas através de:

$$P_{Cu} = \rho_{Cu} \frac{L_1}{S_{Cu}} B_1 N_1 I_c^2 = 1,7 \times 10^{-8} \frac{0,560}{\pi \frac{0,0015^2}{4}} 6 \times 140 \times 6,5^2 = 190 \text{ [W]}$$

Rendimento

Sendo a potência mecânica $P_{mec}=450 \text{ [W]}$, e contabilizando apenas as perdas no cobre P_{Cu} , tem-se para o rendimento do actuador η :

$$\eta = \frac{450}{450 + 190} = 0,70 \text{ (70\%)} \quad (3.59)$$

Finalmente, e após a determinação de todos os parâmetros construtivos e dos valores das grandezas que definem o desempenho do actuador, mostra-se na Fig. 3.7 uma representação esquemática da máquina, onde se indicam as dimensões principais do circuito magnético. Na Tab. 3.2 encontram-se pormenorizadamente expostos os valores obtidos a partir da aplicação do método de dimensionamento de actuadores lineares de relutância variável

comutados aqui proposto, com demonstração dos valores obtidos para ambos os actuadores lineares, tubular e plano, para uma melhor comparação.

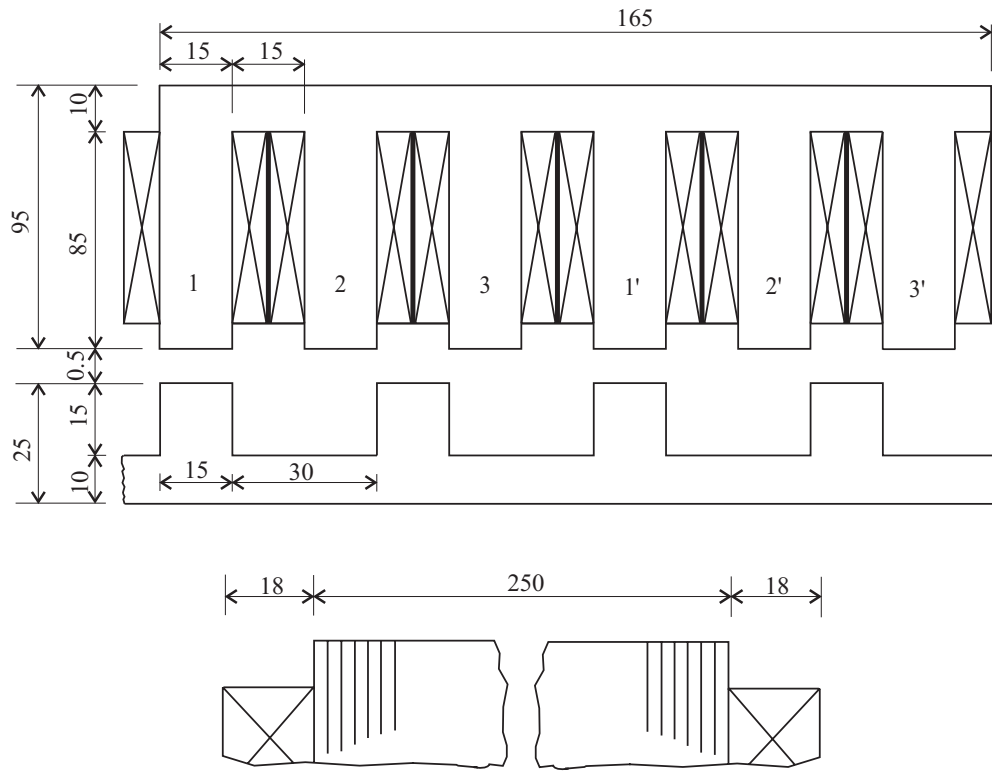


Fig. 3.7 Dimensões principais do ALRVC plano

Tab. 3.2 Valores de dimensionamento dos ALRVC's.

Parâmetro	Símbolo	Tubular	Plano	Unidade
Força de tracção	F	300	300	[N]
Velocidade	v	1,5	1,5	[m/s]
Tensão	V_0	200	200	[V]
Número de fases	m	3	3	--
Número de pólos do primário	--	7	6	--
Número de pólos do secundário	--	5	4	--
Potência mecânica	P_{mec}	450	450	[W]
Largura dos pólos do primário	b_p	15	15	[mm]
Largura dos pólos do secundário	b_s	15	15	[mm]
Largura das cavas do primário	c_p	15	15	[mm]
Largura das cavas do secundário	c_s	30	30	[mm]
Comprimento total do primário	--	195	165	[mm]
Comprimento do entreferro	g	0,5	0,5	[mm]
Diâmetro exterior do primário	D_{ep}	190	--	[mm]
Diâmetro interior do primário	D_{ip}	80	--	[mm]
Diâmetro exterior do secundário	D_{es}	79	--	[mm]
Largura das laminações	w	--	250	[mm]
Altura das cavas do primário	h_p	45	85	[mm]
Altura das cavas do secundário	h_s	15	15	[mm]
Altura do primário	H_p	55	95	[mm]
Altura do secundário	H_s	25	25	[mm]
Número de espiras por bobina	N_l	140	140	--
Diâmetro do fio de bobinagem	d_{Cu}	1,5	1,5	[mm]
Diâmetro médio das bobinas	D_l	135	--	[mm]
Comprimento médio das bobinas	L_l	--	560	[mm]
Intensidade de corrente	I_c	6,5	6,5	[A]
Rendimento	η	76	70	%
Força por unidade de volume	F_x	54×10^3	49×10^3	[N/m ³]

3.7 Conclusões

Neste capítulo desenvolveu-se e apresentou-se uma metodologia de dimensionamento de actuadores lineares de relutância variável comutados, que se optou por acompanhar com dois exemplos de concepção de actuadores, um de topologia tubular, e um outro de topologia plana, e que se pensou serem coadjuvantes na descrição desta metodologia. Estes exemplos serviram ainda o propósito de estabelecer uma comparação entre estes dois tipos de actuadores lineares, de fluxo transversal e de fluxo longitudinal.

Por confrontação dos valores obtidos no dimensionamento dos actuadores lineares tubular e plano, conclui-se que, em linhas gerais, estes são similares em termos do seu desempenho. O rendimento e a força por unidade de volume são ligeiramente inferiores no actuador plano, devido às cabeças das bobinas que, como se sabe, são inactivas no que respeita ao desenvolvimento da força de tracção. Os ALRVC's são actuadores especialmente vocacionados para accionamentos de força com controlo de posição, sendo de salientar que a força específica que desenvolvem é significativamente superior à dos outros actuadores lineares. Uma vez que a corrente em cada fase deve ser interrompida um pouco antes da posição de alinhamento, para que esse alinhamento se processe da melhor forma possível, o sistema de controlo deverá permitir que tal aconteça, devendo a intensidade da corrente ser igualmente variável durante o período de condução, de modo a se limitar as oscilações da força, daí que se possa utilizar, por exemplo, controladores por modo de deslizamento. Nos capítulos seguintes, o decorrer deste trabalho será no sentido do dimensionamento optimizado, da análise, da construção e do ensaio de um actuador linear de relutância variável comutado de topologia plana.

CAPÍTULO

4

Programa de Cálculo para Dimensionamento do ALRVC. Seleccção do Protótipo.

Neste capítulo desenvolve-se um programa de cálculo que permite o dimensionamento automático do ALRVC. Este programa permite aplicar a metodologia de dimensionamento analítico, anteriormente proposta, obviando contudo a morosa tarefa de dimensionamento e escolha de um actuador que implica a sucessiva aplicação dessa metodologia, até que o desempenho e as características físicas do actuador sejam as demandadas pelo projectista.

Recorrendo ao programa de cálculo desenvolvido, selecciona-se um actuador, mediante a aplicação de um conjunto de critérios estabelecidos, que se descrevem, objecto de posterior análise, construção e ensaio.

4.1 Introdução

No Capítulo 3 desenvolveu-se um método de dimensionamento analítico que permite projectar máquinas de relutância variável, mediante a aplicação de um conjunto de equações ideadas para esse objectivo. Para que o tempo investido nessa tarefa possa ser substancialmente encurtado, foi desenvolvido um programa de cálculo, MAREVA. O programa MAREVA é vocacionado para o dimensionamento de máquinas de relutância variável, quer de topologia tubular quer de topologia plana, efectuando o cálculo de todos os parâmetros construtivos da máquina, para diferentes números de pólos e para os valores nominais de funcionamento desejados. Este programa permite, de uma forma rápida, seleccionar o tipo de máquina mais conveniente, tendo como suporte, obviamente, a sensibilidade do projectista em termos de conveniência dimensional e tendo como objectivo atingir determinados níveis de desempenho e de exequibilidade.

Para além de ser possível visualizar e imprimir todos os cálculos inerentes ao dimensionamento, permite também visualizar o aspecto físico da máquina (esquemáticamente), proporcionando uma agradável interface com o projectista. O programa recebe como informação (dados de entrada) o perfil de desempenho da máquina, isto é, os valores da força de tracção, da velocidade e da tensão de alimentação, bem como a definição da estrutura desejada (tubular ou plana), e fornece como resposta (dados de saída) o perfil físico da máquina (valores dimensionais do circuito magnético), os valores dimensionais do circuito eléctrico (cálculos paramétricos dos enrolamentos e corrente por fase), assim como os valores da potência mecânica e do rendimento conseguido para a máquina especificada.

4.2 Objectivos do programa

O objectivo deste programa é o de obviar a morosa tarefa de aplicação da metodologia apresentada no Capítulo 3, baseada nas expressões que deverão ser consideradas quando trabalhamos neste tipo de máquinas. A morosidade do dimensionamento analítico da máquina não está exclusivamente ligado ao processo mais ou menos sequencial de aplicação dos preceitos desenvolvidos, mas está outrossim ligado à eventual necessidade do processo ser repetido por diversas vezes, até que se obtenham as características física, eléctrica ou magnética idealizadas. É precisamente neste aspecto que pensamos ser o MAREVA uma ferramenta profícua, quer na diminuição do investimento temporal do projectista, quer na atenuação do carácter repetitivo do processo. O diagrama de fluxo correspondente ao MAREVA é mostrado na Fig. 4.1.

Dever-se-á ainda aqui referir que o dimensionamento completo da máquina não se encerra com esta tarefa, implicando um sucessivo refinamento do modelo, influenciado pela sensibilidade do projectista e posteriormente recorrendo-se a métodos de análise numérica (elementos finitos), que, através do cálculo de campos magnéticos para diferentes geometrias (e o accionamento em causa apresenta uma geometria complexa e variável com o movimento da máquina, o que altera o seu comportamento), fornecem um superior conhecimento da máquina e das suas possibilidades de desempenho.

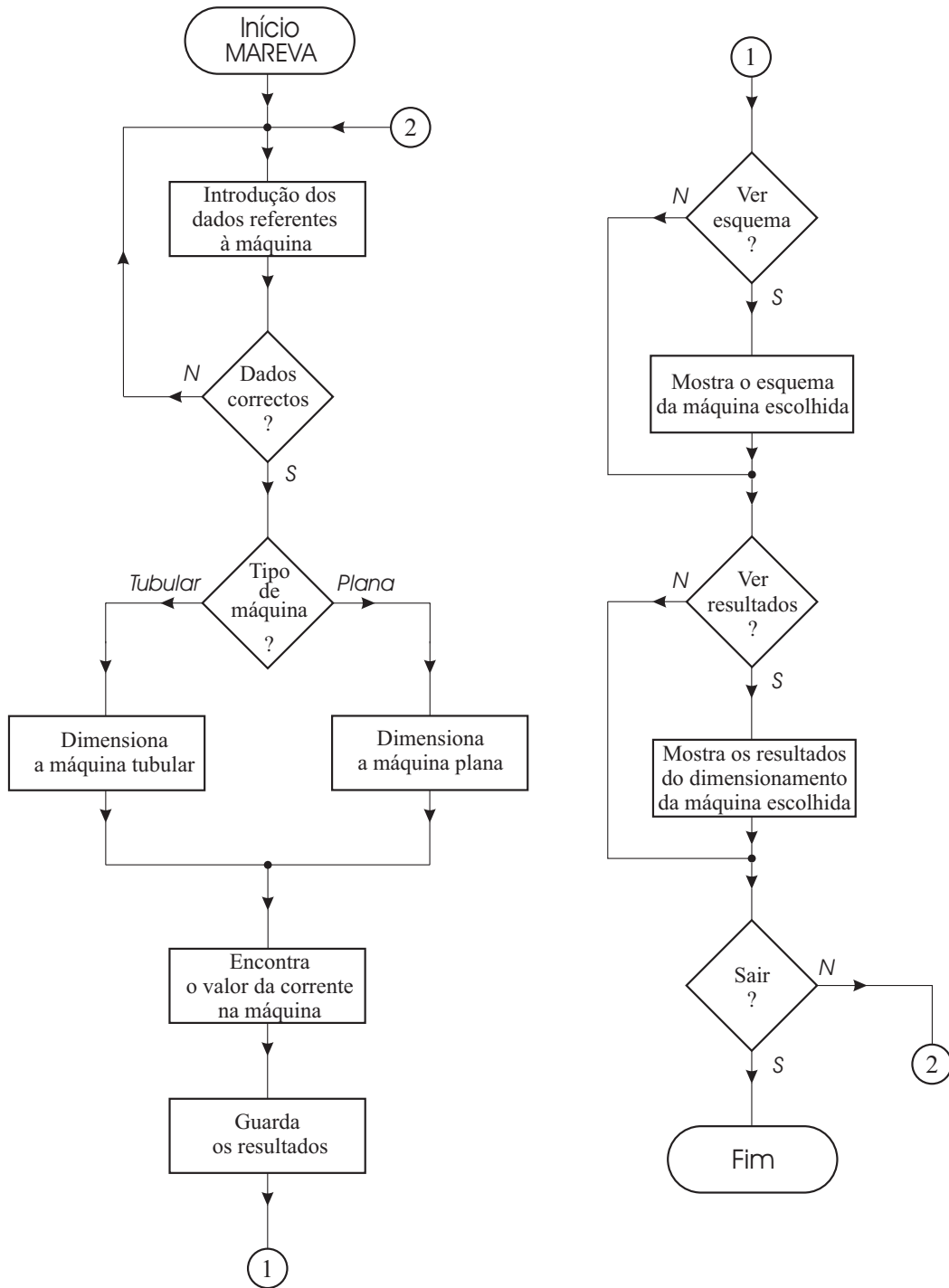


Fig. 4.1 Diagrama de fluxo do programa de cálculo MAREVA.

4.3 Funcionamento do programa

O MAREVA é um programa integrado em ambiente Windows NT[®] e foi concebido utilizando a linguagem de programação incorporada e própria do software comercial Matlab[®] [46]. Para além do código base utilizado para a aplicação das expressões de cálculo dos parâmetros do modelo, tirou-se ainda partido da possibilidade de utilização de design GUI (Graphical User Interface), isto é, da possibilidade de integração no programa de uma interface gráfica de comunicação projectista — programa de cálculo.

Fazem parte do programa um diálogo principal e cinco diálogos secundários.

O diálogo principal, que se ilustra na Fig. 4.2, tem como função a comunicação entre o utilizador e o programa, possibilitando a entrada de dados, a escolha da configuração da máquina e a visualização dos resultados do dimensionamento. Neste diálogo, o utilizador pode modificar os seguintes dados de funcionamento da máquina:

- tensão de alimentação da máquina ([V]);
- força de tracção da máquina ([N]);
- velocidade de operação da máquina ([m/s]).

A não modificação das informações de entrada relativas à máquina conduzem o programa a recorrer aos dados previamente fornecidos e armazenados (entradas de defeito). A partir destes dados de entrada, dinâmicos, e recorrendo a ficheiros de dados, estáticos (armazenados em ficheiros de dados base, aos quais também o utilizador pode aceder, disponibilizados ao programa principal, e que são deles exemplo o número de fases da máquina, a densidade de força, os factores de enchimento das cavas e de carga, a permeabilidade magnética do

meio, a resistividade do cobre, a densidade de corrente no cobre, o valor da indução no entreferro, etc), o MAREVA dimensiona a máquina seleccionada quando se activa o respectivo comando “tubular” ou “plana”.

O processo de dimensionamento da máquina resulta da interacção do projectista com os resultados dados pelo MAREVA, até que a máquina “ideal” seja obtida.

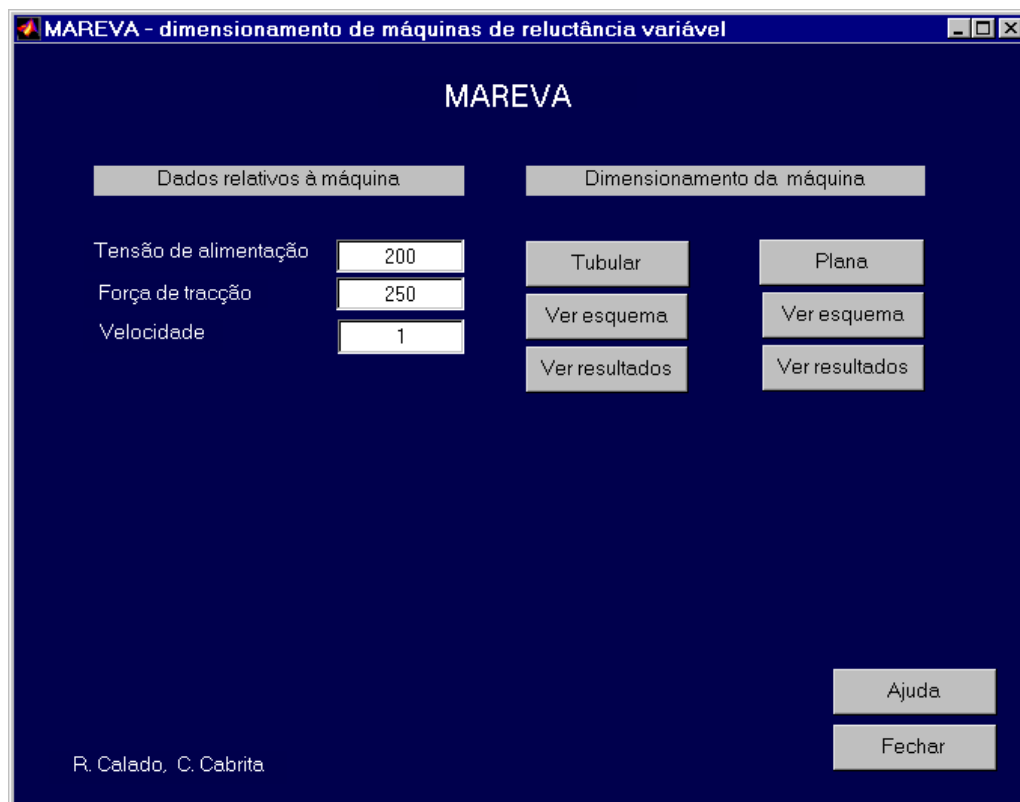


Fig. 4.2 Diálogo principal do MAREVA.

Se os dados introduzidos forem aceites, após a execução do cálculo seleccionado pelo utilizador, será gerado o diálogo secundário mostrado na Fig. 4.3, que indica a conclusão do dimensionamento.

Para obter o resultado do dimensionamento, ou uma representação esquemática da máquina, o utilizador deve premir os campos “ver resultados” ou “ver esquema”.

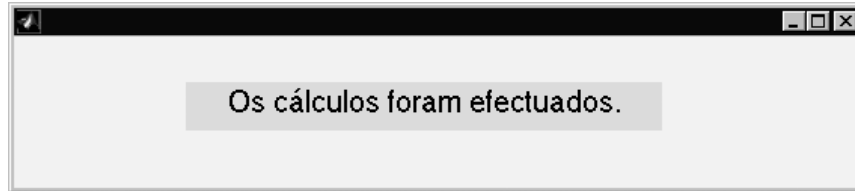


Fig. 4.3 Diálogo secundário que indica a conclusão do dimensionamento.

Existe ainda no diálogo principal do programa o campo “ajuda”, que originará um diálogo secundário, mostrado na Fig. 4.4, onde se disponibiliza um conjunto de orientações básicas relativamente à utilização do programa, e o campo “fechar” que termina a sessão de trabalho de dimensionamento, encerrando o programa.

Quanto à geração dos diálogos secundários de protecção, esta ocorre pela verificação da impossibilidade de dimensionamento da máquina desejada. Estes diálogos alertam o projectista para o facto de terem sido acidentalmente introduzidos dados incorrectos. A Fig. 4.5 mostra diálogos que são gerados no caso de os valores introduzidos não serem positivos, indicando que não é possível obter um modelo para os valores estipulados. Na ocorrência destes diálogos, há que corrigir os valores atribuídos aos dados de entrada.

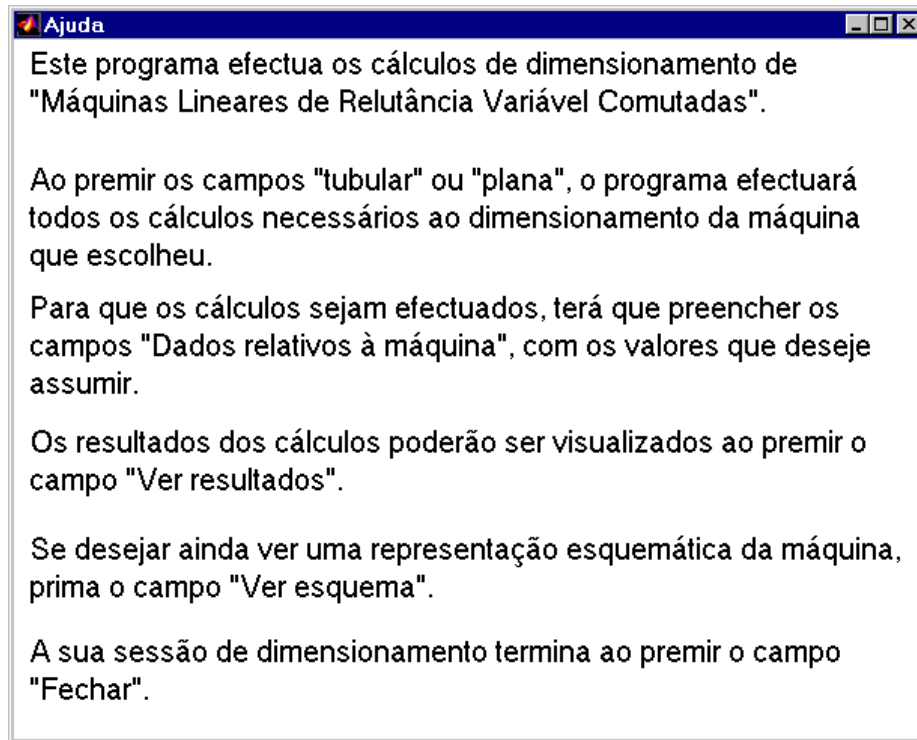


Fig. 4.4 Diálogo secundário de ajuda.

Neste seguimento, exige-se aludir ao facto de que a aceitação, por parte do programa, dos valores introduzidos pelo utilizador não garante que o modelo dimensionado seja válido, por não terem sido introduzidos testes mais elaborados, no que respeita à atribuição de valores às grandezas, dentro de limites razoáveis, tendo por isso o utilizador que assumir um papel crítico face aos modelos obtidos.

Ao premir o campo do diálogo principal “ver resultados”, o programa gera um diálogo secundário, do qual se mostram dois exemplos, Fig. 4.6 a) e Fig. 4.6 b), para a máquina tubular e para a máquina plana, respectivamente. Neste diálogo secundário o utilizador pode conferir os valores de desempenho do modelo que especificou, verificar os dados predefinidos a que o programa recorreu, os quais

poderá modificar no respectivo ficheiro que os contém, e avaliar da validade dos resultados relativos aos parâmetros do dimensionamento, de acordo com as suas expectativas, podendo proceder a nova “sessão” de trabalho.

Se, por outro lado, se escolher o campo “ver esquema”, será gerado o diálogo secundário, do qual se mostram dois exemplos, Fig. 4.7 a) e Fig. 4.7 b), para a máquina tubular e para a máquina plana, respectivamente. Este diálogo permite visualizar o esquema da máquina dimensionada. A observação conexa dos diálogos secundários de visualização da lista de resultados e de visualização do esquema da máquina, permite estabelecer a ligação entre os símbolos atribuídos aos parâmetros

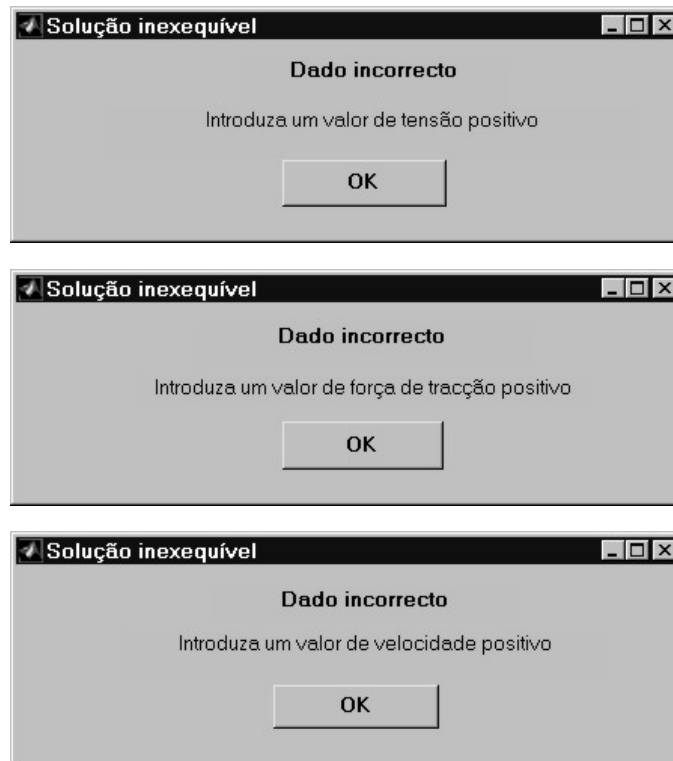


Fig. 4.5 Diálogos secundários que indicam soluções inexecuíveis.

Resultados do dimensionamento - Máquina Tubular	
Força de tracção	F =250 [N]
Velocidade	v =1 [m/s]
Tensão de alimentação	V =200 [V]
Número de fases	m =3
Espeçura do núcleo do primário	np =9.8 [mm]
Espeçura do núcleo do secundário	ns =9.8 [mm]
Largura dos pólos do primário	bp =15 [mm]
Largura dos pólos do secundário	bs =15 [mm]
Largura das cavas do primário	cp =15 [mm]
Largura das cavas do secundário	cs =30 [mm]
Comprimento do entreferro	g =0.5 [mm]
Diâmetro exterior do primário	Dep =174.3 [mm]
Diâmetro interior do primário	Dip =66.3 [mm]
Diâmetro exterior do secundário	Des =65.3 [mm]
Diâmetro interior do secundário	Dis =15.8 [mm]
Altura das cavas do primário	hp =44.2 [mm]
Altura das cavas do secundário	hs =15.0 [mm]
Altura do primário	Hp =54.0 [mm]
Altura do secundário	Hs =24.8 [mm]
Número de espiras por bobina	N1 =256
Diâmetro do fio de bobinagem	dcu =1.1 [mm]
Diâmetro médio das bobinas	D1 =110.5 [mm]
Corrente	Ic =3.6 [A]
Potência mecânica	Pmec=250 [W]
Rendimento	Rend=68 [%]

I

Fig. 4.6 a) Diálogo secundário que mostra os resultados do dimensionamento, para a máquina tubular.

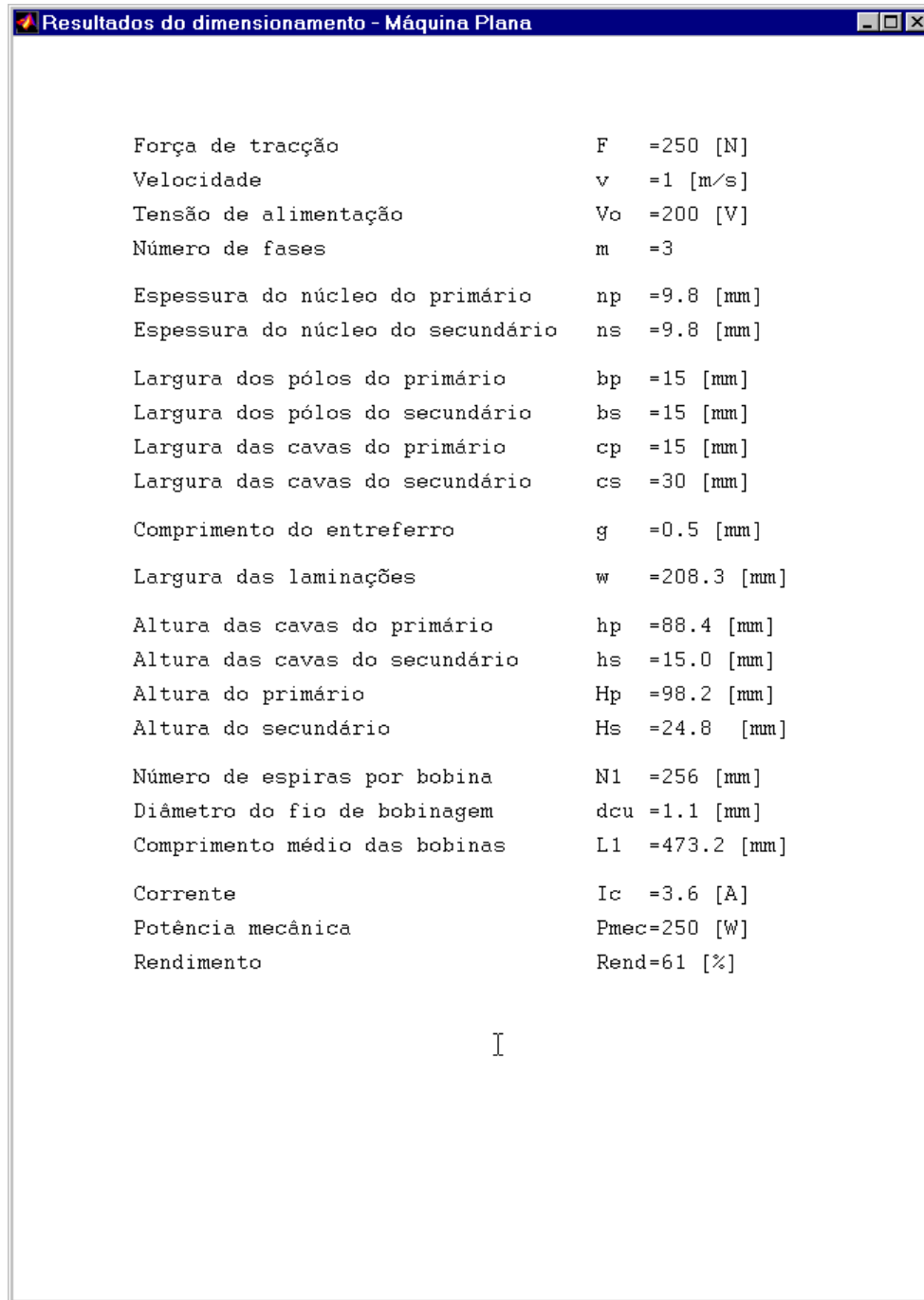


Fig. 4.6 b) Diálogo secundário que mostra os resultados do dimensionamento, para a máquina plana.

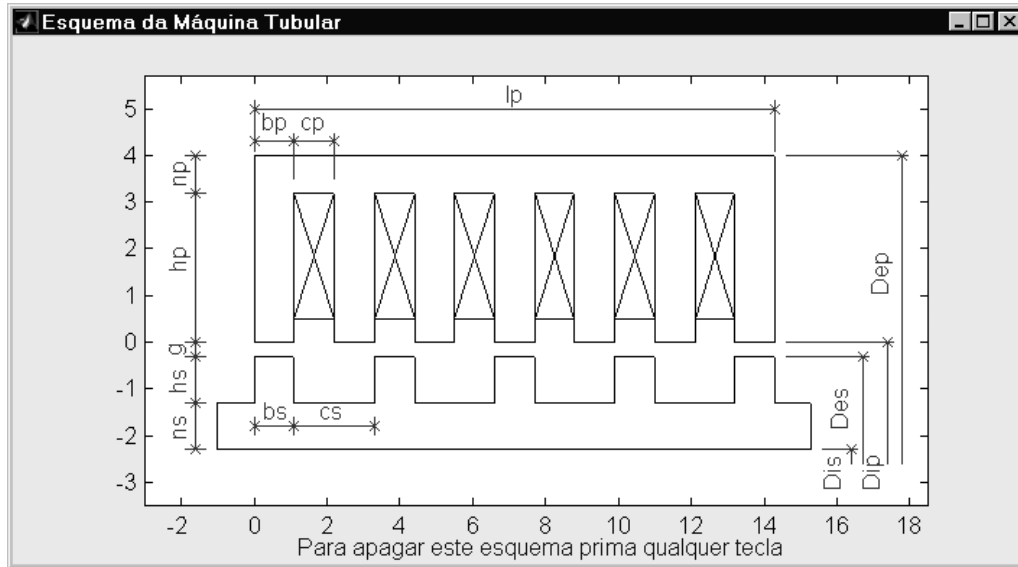


Fig. 4.7 a) Diálogo secundário que mostra a representação esquemática da máquina tubular.

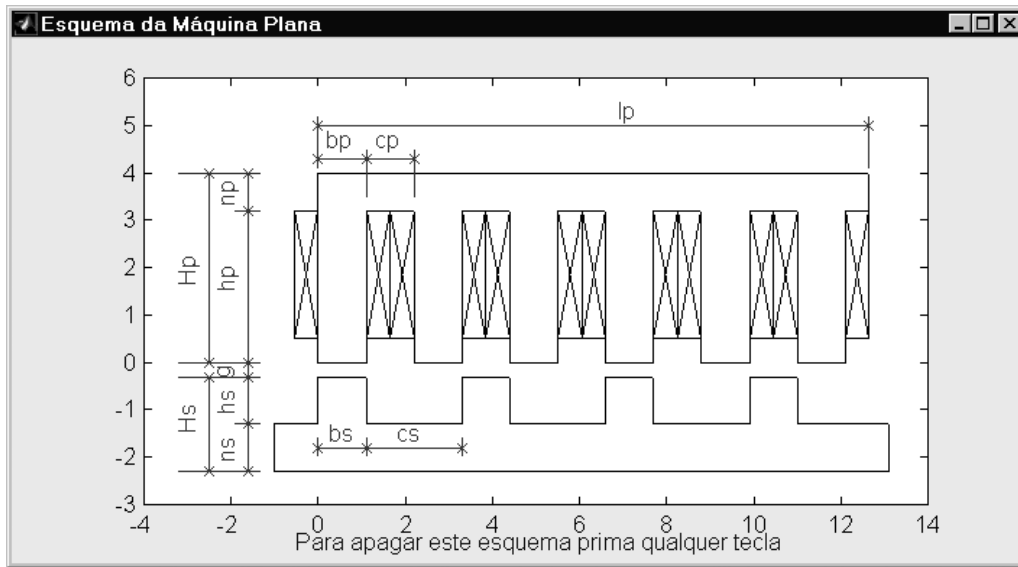


Fig. 4.7 b) Diálogo secundário que mostra a representação esquemática da máquina plana.

4.4 Seleção do actuador

Desenvolvido que foi o programa de dimensionamento de máquinas de relutância, nos subcapítulos anteriores deste capítulo, procede-se aqui à seleção do protótipo a construir e a ensaiar.

A seleção da máquina, um protótipo plano 6/4, tendo sempre como objectivo a maximização das capacidades de tracção e de velocidade, é sustentada num conjunto de critérios por nós estabelecido, e que concernem características físicas do modelo, calibre do condutor de bobinagem, níveis de alimentação e de correntes de excitação, que se indicam de seguida:

Critério 1. Alimentação do conversor até 200 [V].

Critério 2. Largura dos dentes entre 10 e 30 [mm].

Critério 3. Diâmetro do condutor de bobinagem até 1 [mm].

Critério 4. Relação dimensional comprimento equivalente das bobinas / largura das laminações, na ordem de 3.

Critério 5. Velocidade do actuador superior a 0,5 [m/s].

Da vasta procura de modelos da máquina, e considerando a força de tracção e a velocidade como parâmetros variáveis, verifica-se que, nos casos simulados, e alterando os diferentes parâmetros manipuláveis:

- para modelos cujos conversores sejam alimentados até 100 [V] e com largura dos dentes de 10 [mm], ocorrem violações aos critérios 3 e 4;
- para modelos cujos conversores sejam alimentados até 100 [V] e com largura dos dentes de 15 [mm], ocorrem violações ao critério 4 para forças de tracção até 220 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para forças de valor superior;

- para modelos cujos conversores sejam alimentados até 100 [V] e com largura dos dentes de 20 [mm], ocorrem violações ao critério 4 para forças de tracção até 200 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para forças de valor superior;
- para modelos cujos conversores sejam alimentados até 100 [V] e com largura dos dentes de 30 [mm], só é possível encontrar máquinas que não violam os critérios com a velocidade mínima estabelecida no critério 5 e disponibilizando forças de tracção inferiores a 200 [N], sendo que, a partir deste valor de força, ocorrem violações ao critério 3 (ver Tab. 4.1);
- para modelos cujos conversores sejam alimentados a 150 [V] e com largura dos dentes de 10 [mm], ocorrem violações ao critério 4 para forças de tracção até 260 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores;
- para modelos cujos conversores sejam alimentados a 150 [V] e com largura dos dentes de 15 [mm], ocorrem violações ao critério 4 para forças de tracção até 300 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores;
- para modelos cujos conversores sejam alimentados a 150 [V] e com largura dos dentes de 20 [mm], ocorrem violações ao critério 4 para forças de tracção até 320 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores;
- para modelos cujos conversores sejam alimentados a 150 [V] e com largura dos dentes de 30 [mm], optamos aqui por efectuar uma subdivisão em termos da velocidade nominal, já que é possível encontrar diversas combinações de parâmetros funcionais que não violam quaisquer dos

critérios enunciados (na Tab. 4.1 mostram-se as combinações paramétricas mais interessantes para este nível de alimentação):

- para máquinas com velocidade $v = 0,5$ [m/s] ocorrem violações ao critério 4 para valores da força de tracção superiores a 270 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores a 310 [N];
- para máquinas com velocidade $v = 0,6$ [m/s] ocorrem violações ao critério 3 para valores da força de tracção superiores a 250 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores a 270 [N];
- para máquinas com velocidade $v = 0,7$ [m/s] ocorrem violações ao critério 3 para valores da força de tracção superiores a 220 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores a 270 [N];
- para modelos cujos conversores sejam alimentados a 200 [V] e com largura dos dentes de 10 [mm], ocorrem violações ao critério 4 para forças de tracção até 370 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores;
- para modelos cujos conversores sejam alimentados a 200 [V] e com largura dos dentes de 15 [mm], ocorrem violações ao critério 4 para forças de tracção até 410 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores;
- para modelos cujos conversores sejam alimentados a 200 [V] e com largura dos dentes de 20 [mm], ocorrem violações ao critério 4 para forças

de tracção até 430 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores;

- para modelos cujos conversores sejam alimentados a 200 [V] e com largura dos dentes de 30 [mm], optamos também por efectuar uma subdivisão em termos da velocidade nominal, já que é possível encontrar diversas combinações de parâmetros funcionais que não violam quaisquer dos critérios enunciados (na Tab. 4.1 mostram-se as combinações paramétricas mais interessantes para este nível de alimentação):
 - para máquinas com velocidade $v = 0,5$ [m/s] ocorrem violações ao critério 4 para valores da força de tracção superiores a 270 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores a 410 [N];
 - para máquinas com velocidade $v = 0,6$ [m/s] ocorrem violações ao critério 4 para valores da força de tracção superiores a 270 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores a 340 [N];
 - para máquinas com velocidade $v = 0,7$ [m/s] ocorrem violações ao critério 4 para valores da força de tracção superiores a 270 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores a 290 [N];
 - para máquinas com velocidade $v = 0,8$ [m/s] ocorrem violações ao critério 3 para valores da força de tracção superiores a 250 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores a 270 [N];

- para máquinas com velocidade $v = 0,9$ [m/s] ocorrem violações ao critério 3 para valores da força de tracção superiores a 230 [N], e ocorrem violações aos critérios 3 e 4 para valores da força superiores a 270 [N].

Com base nos critérios definidos e nos resultados das simulações aqui reportados, as hipóteses do protótipo a construir são sucessivamente hierarquizadas, considerando-se apenas na Tab. 4.1 as opções mais poderosas, quando comparados os seus desempenhos com as exigências construtivas e de excitação. Deste leque, agora substancialmente reduzido, de modelos a apreciar, revela-se-nos uma boa opção a máquina 9, por apresentar bons níveis de actuação, quer a nível de força disponibilizada quer a nível da velocidade correspondente, face às exigências de excitação, com um número relativamente pequeno de espiras, e que é equilibrada do ponto de vista dimensional. Desta forma, e com base no conjunto de parâmetros fornecidos pelo MAREVA, o circuito magnético da máquina escolhida, é o que se representa na Fig. 4.8, que inclui a vista de frente, a vista de cima e a vista de topo. Note-se que a referida figura tem origem no projecto efectuado, necessário à construção do protótipo, mas serve aqui o propósito meramente ilustrativo, não sendo por isso mencionada a escala da representação gráfica. No subcapítulo seguinte procede-se ao dimensionamento do circuito eléctrico do protótipo seleccionado.

Tab. 4.1 Parâmetros de protótipos 6/4.

b_p [mm]	b_s [mm]	c_p [mm]	c_s [mm]	g [mm]	n_p [mm]	n_s [mm]	h_p [mm]	h_s [mm]	H_p [mm]	H_s [mm]
30,0	30,0	30,0	60,0	0,5	19,5	19,5	89,0	15,0	108,5	34,5
Tensão de alimentação $V_0 = 100$ [V]										
	F [N]	v [m/s]	w [mm]	N_l	d_{cu} [mm]	L_l [mm]	I_c [A]	P_{mec} [W]	η [%]	L/w
Máquina 1	200	0,5	83,3	640	1,0	279,8	2,9	100	35,0	3,4
Tensão de alimentação $V_0 = 150$ [V]										
	F [N]	v [m/s]	w [mm]	N_l	d_{cu} [mm]	L_l [mm]	I_c [A]	P_{mec} [W]	η [%]	L/w
Máquina 2	200	0,7	83,3	686	1,0	279,8	2,7	140	43,0	3,4
Máquina 3	220	0,7	91,7	623	1,0	296,4	3,0	154	44,0	3,2
Máquina 4	240	0,6	100,0	667	1,0	313,1	2,8	132	40,0	3,1
Máquina 5	260	0,5	108,3	738	1,0	329,8	2,5	130	37,0	3,0
Tensão de alimentação $V_0 = 200$ [V]										
	F [N]	v [m/s]	w [mm]	N_l	d_{cu} [mm]	L_l [mm]	I_c [A]	P_{mec} [W]	η [%]	L/w
Máquina 6	200	0,9	83,3	711	1,0	279,8	2,6	180	49,0	3,4
Máquina 7	220	0,9	91,7	646	1,0	296,4	2,9	198	50,0	3,2
Máquina 8	240	0,7	100,0	762	0,9	313,1	2,5	168	44,6	3,1
Máquina 9	250	0,8	104,2	640	1,0	321,4	2,9	200	48,3	3,1
Máquina 10	260	0,7	108,3	703	1,0	329,8	2,7	182	45,3	3,0
Máquina 11	270	0,7	112,5	677	1,0	338,1	2,8	189	45,6	3,0
Máquina 12	280	0,7	116,7	653	1,0	346,4	2,9	196	45,9	3,0

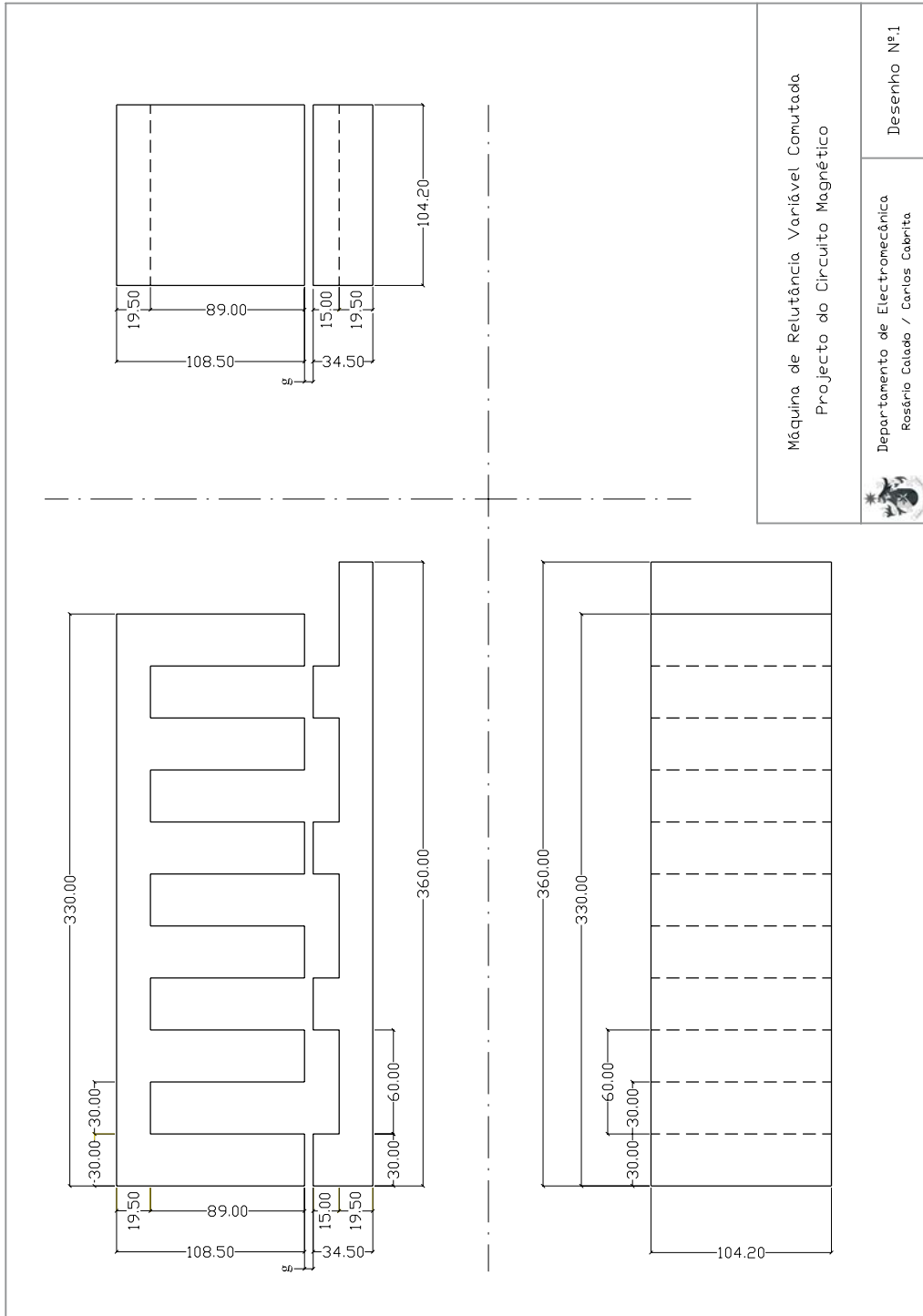


Fig. 4.8 Projecto do circuito magnético do ALRVC seleccionado.

4.5 Especificação do circuito magnético

No Capítulo 3 refere-se, aquando da descrição da constituição física da máquina, que ambas as partes constituintes do circuito magnético deverão ser construídas através do empilhamento de chapas magnéticas, de preferência de silício com cristais orientados, por forma a reduzir ao mínimo a relutância dos circuitos magnéticos. Contudo, e como se descreve com maior pormenor no Capítulo 7 desta dissertação, por dificuldades encontradas na obtenção de chapa magnética, o empilhamento é feito de chapas de ferro normal, após fresagem das cavas e envernizamento das faces, sendo somente o circuito magnético do primário laminado.

Considerando os valores da largura das laminações w , e considerando um factor de empilhamento k_{emp} , que traduz o facto do envernizamento das chapas, bem como as pequenas imperfeições, contribuirão para a largura w , tem-se que a largura do conjunto das chapas l_c é calculada através de:

$$l_c = w \times k_{emp} \quad (4.1)$$

e o número de chapas necessárias n , é, por sua vez,

$$n = \frac{l_c}{e} \quad (4.2)$$

onde e representa a espessura das chapas.

Assim, considerando-se chapas com espessuras normalizadas de 0,5 e de 0,3 [mm], cuja escolha se faz depender das condições de construção, e um factor de empilhamento de 90%, que entendemos ser razoável, determina-se serem necessárias respectivamente, 188 e 313 chapas, com a configuração mostrada na Fig. 4.8 no subcapítulo anterior.

4.6 Dimensionamento do circuito eléctrico

O dimensionamento que aqui se expõe concerne a verificação da possibilidade física da acomodação da bobina na cava, e à estipulação das distâncias entre bobinas e destas ao circuito magnético.

A área total S_b , ocupada pela bobina, é calculada a partir da área total de cobre S_{cu} , corrigida através do factor de enchimento k_e , ao qual se atribui o valor 0,4; este é um valor de tolerância considerável, indiciador de uma boa margem de segurança na tarefa de bobinagem.

Tendo em conta os valores adquiridos do dimensionamento, relativamente ao número de espiras da bobina N_1 , e ao diâmetro do condutor d_{cu} , obtém-se para a área de ocupação da bobina:

$$S_b = \frac{S_{cu}}{k_e} = N_1 \frac{\pi (d_{cu})^2}{4 k_e} = 1256,6 \text{ [mm}^2\text{]} \quad (4.3)$$

Sendo a profundidade da cava do primário h_p de 89 [mm], é necessária uma largura de cava l_c , calculada através da expressão:

$$l_c = \frac{S_b}{h_p} = 14 \text{ [mm]} \quad (4.4)$$

O valor obtido para a largura da cava, necessária ao acolhimento da bobina, indica que poder-se-á considerar uma distância de separação entre o circuito magnético e a bobina de 1 [mm], ficando as duas bobinas alojadas numa mesma cava praticamente contíguas. A Fig. 4.9 mostra uma representação esquemática do circuito eléctrico do protótipo que, embora cotado e dimensionalmente proporcional, não tem subjacente o rigor métrico, não se referindo por isso qualquer escala.

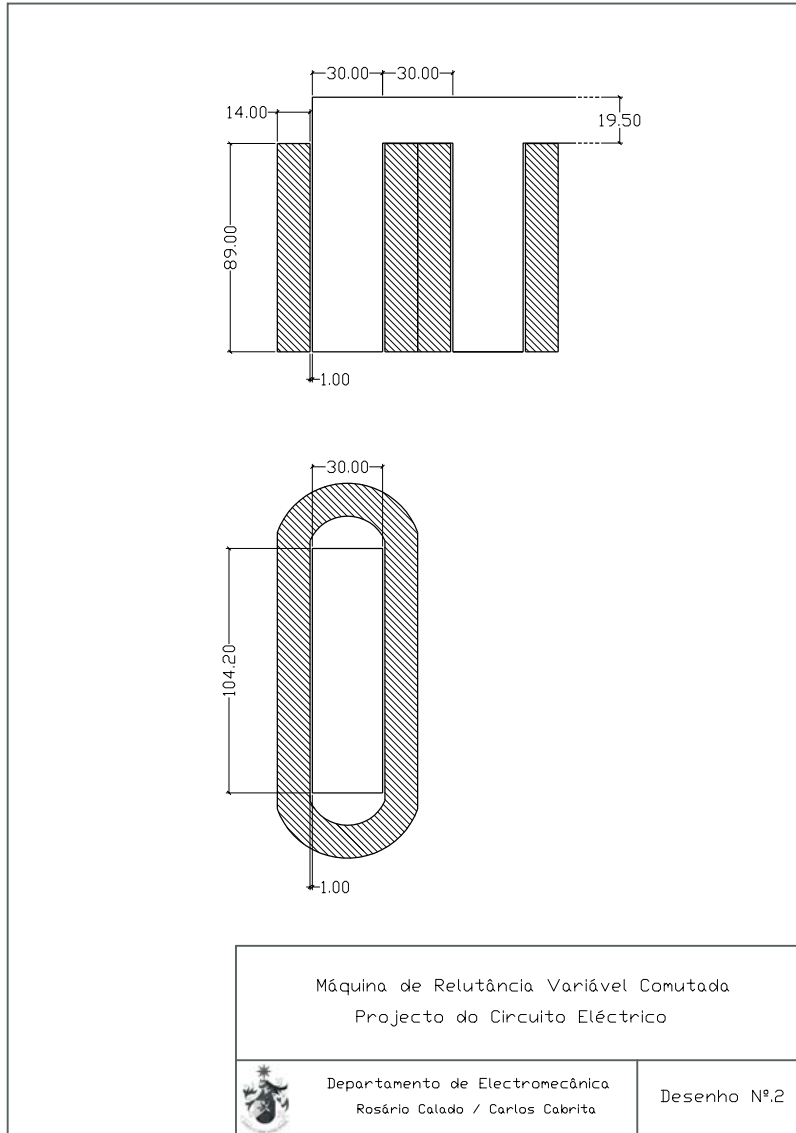


Fig. 4.9 Projecto do circuito eléctrico do ALRVC seleccionado.

4.7 Conclusões

O dimensionamento analítico, pormenorizadamente exposto no Capítulo 3, de máquinas de relutância variável comutadas, quer de topologia tubular, quer de topologia plana, baseia-se num processo sequencial de aplicação de fórmulas ideadas para esse efeito, que, através da manipulação dos parâmetros intervenientes, conduz a um determinado modelo. Assim sendo, até que o modelo mostre ter as características físicas e de desempenho almejadas, podem ser necessárias diversas tentativas de cálculo. Para obviar esta tarefa, morosa e repetitiva, desenvolveu-se um programa de dimensionamento, que permite, de uma forma atractiva, rápida e fiável, calcular todos os parâmetros construtivos e de desempenho de ALRVC's, facilitando a análise comportamental dos diferentes actuadores, consequência quer da modificação dos dados basilares, quer da alteração de dados mais ou menos secundários, intervenientes no método. Este programa permite ainda visualizar a representação esquemática do modelo, facilitando a sua posterior construção.

Da utilização deste programa obtiveram-se diferentes protótipos passíveis de serem implementados, os quais, submetidos a um conjunto de critérios estabelecidos, foram sendo preteridos até que se obteve um conjunto reduzido de protótipos, merecedores de maior ponderação. Destes, seleccionou-se o que se pensou ser o mais equilibrado e o que poderia conceder o melhor nível de desempenho. Para o protótipo seleccionado, especificou-se quer a constituição do circuito magnético, quer a constituição do circuito eléctrico, sendo que ambos constituem a base para a construção do actuator.

CAPÍTULO

5

Análise Numérica da Máquina

Neste capítulo é feita a análise numérica, por aplicação do método de elementos finitos, do protótipo do ALRVC seleccionado, e dimensionado de forma analítica. Esta abordagem permite avaliar das expectativas de desempenho do modelo dimensionado, para além de permitir o refinamento desse modelo, através da análise da energia e da co-energia magnética, por conhecimento das distribuições de fluxo nas diferentes secções da máquina e consequente predição das forças de tracção a serem desenvolvidas. A máquina em análise é possuidora de uma geometria irregular e não homogénea fisicamente, o que implica a análise do seu desempenho para as diferentes posições relativas entre o primário e o secundário, e para diferentes parâmetros da máquina, que será basilar para a posterior análise das características magnéticas da máquina.

5.1 Introdução

Como refere T. J. Miller [49], que citamos em inglês, “after initial dimensioning, the motor designer gradually improves the performance and quality of his/her design. The refinement process is facilitated by appropriate computer software, by test data from prototypes, and above all by experience. Remarkable design improvements continue to be accumulated in this way, even for mature products like dc motors.”. Assim, depois de no Capítulo 4 se ter apresentado um programa para cálculo otimizado dos parâmetros eléctricos e mecânicos, com base em requisitos iniciais de desempenho da máquina, impõe-se agora o refinamento do dimensionamento, através da análise da energia e da co-energia magnética, das forças e das distribuições do fluxo, nas diferentes regiões da máquina, para diferentes posições relativas entre o primário e o secundário e para diferentes parâmetros construtivos da máquina.

O método de elementos finitos (MEF) para análise de fenómenos electromagnéticos tem tido grande sucesso, porque as equações de campo permitem uma série de manipulações, nomeadamente na abordagem dos problemas em termos de aproximações locais, que é exactamente a base deste método numérico.

A análise numérica através do MEF é uma excelente ferramenta para resolver problemas que envolvem geometrias irregulares e não homogéneas fisicamente. Sendo o objecto deste trabalho um ALRVC, com estas características, é de grande utilidade a aplicação deste método de análise, permitindo o conhecimento de campos e da distribuição de fluxos na máquina, tendo, como se disse, o objectivo principal de complementar os cálculos analíticos efectuados.

5.2 Equações de Maxwell

O campo electromagnético pode ser expresso através de um sistema de quatro equações, as equações de Maxwell, aqui consideradas na sua forma diferencial:

$$\begin{cases} \nabla \times \mathcal{E} = -\frac{\partial \mathcal{B}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathcal{B} = 0 \\ \nabla \times \mathcal{H} = \mathcal{J} + \frac{\partial \mathcal{D}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathcal{D} = \rho \end{cases} \quad (5.1)$$

Para além destas equações, têm ainda que ser consideradas as equações representativas da constituição do meio, onde se aplicam as equações (5.1), e que são da forma:

$$\begin{cases} \mathcal{D} = \varepsilon \mathcal{E} \\ \mathcal{B} = \mu \mathcal{H} \\ \mathcal{J} = \sigma \mathcal{E} \end{cases} \quad (5.2)$$

onde \mathcal{E} é o vector intensidade do campo eléctrico, \mathcal{H} o vector intensidade do campo magnético, \mathcal{B} o vector densidade de fluxo magnético, \mathcal{D} o vector deslocamento eléctrico, \mathcal{J} o vector densidade de corrente, ρ a densidade de carga eléctrica, ε a constante dieléctrica, μ a permeabilidade magnética e σ a condutividade eléctrica.

Os coeficientes ε , μ e σ são em geral funções de ponto, nos meios não homogéneos.

Em regiões livres de corrente tem-se

$$\mathcal{J} + \frac{\partial \mathcal{D}}{\partial t} = 0 \quad (5.3)$$

e, por conseguinte, a terceira equação de Maxwell do sistema de equações (5.1) converte-se para uma situação de irrotacionalidade, sendo

$$\nabla \times \mathcal{H} = 0 \quad (5.4)$$

Esta propriedade permite rescrever a equação anterior em termos de um escalar, que represente o potencial P , para o qual o campo magnético é o seu gradiente.

$$\mathcal{H} = -\nabla P \quad (5.5)$$

Por outro lado, considerando a segunda equação de Maxwell do sistema de equações (5.1), e atendendo à segunda equação do sistema de equações (5.2), poder-se-á considerar que:

$$\nabla \cdot (\mu \nabla P) = 0 \quad (5.6)$$

onde a permeabilidade μ é função do próprio campo magnético, o que torna esta equação numa equação diferencial não linear.

Para além do campo poder ser definido através do potencial escalar, pode também representar-se em termos de um potencial vector, \mathcal{A} ; considere-se ainda a seguinte identidade, aplicável a qualquer vector diferenciável duas vezes:

$$\nabla \cdot (\nabla \times \mathcal{A}) = 0 \quad (5.7)$$

Com base em (5.7) e na segunda equação de (5.1), pode escrever-se:

$$\mathcal{B} = \nabla \times \mathcal{A} \quad (5.8)$$

onde o rotacional do potencial vector \mathcal{A} expressa o vector densidade de fluxo magnético \mathcal{B} .

Considerando uma situação de correntes estacionárias, a terceira equação de (5.1) simplifica-se, e vem:

$$\nabla \times \mathcal{H} = \mathcal{J} \quad (5.9)$$

Desta forma, e tendo como base a segunda equação do sistema de equações (5.2) e a equação (5.8), o potencial vector \mathcal{A} verifica, de forma similar a (5.6), a seguinte equação:

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \mathcal{A}) = \mathcal{J} \quad (5.10)$$

sendo ν a reluctividade magnética (inverso da permeabilidade magnética μ).

A equação (5.10) é mais genérica, já que se aplica a regiões com correntes não nulas de densidade \mathcal{J} . Mais uma vez estamos em presença de uma equação não linear, onde ν é dependente do campo.

As equações (5.6) e (5.10) são válidas para qualquer problema geral de campos tridimensionais. Porém, a maior parte dos problemas práticos tendem a ser manipulados e aproximados a situações bidimensionais. Estas simplificações são convenientes, quer em termos de poupança de tempo de resolução em programas de computador, quer até pela maior simplicidade na interpretação e visualização de resultados. A abordagem bidimensional aparece assim como uma solução natural, que nos parece válida para o problema que tentamos aqui resolver.

Então, evoluímos para uma situação onde a equação (5.6) continua válida, considerando-se agora os operadores divergência e gradiente referentes a apenas duas dimensões. Desta forma, a equação (5.10) simplifica-se para:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial \mathcal{A}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial \mathcal{A}}{\partial y} \right) = -J \quad (5.11)$$

A equação que assim se obtém é não linear, com a reluctividade a depender do campo. À parte a variável ser diferente, a equação (5.11) é uma equação similar à equação de Poisson, na sua versão bidimensional.

5.3 Discretização da equação de Poisson

Para se encontrar a solução da equação (5.11), pelo método de elementos finitos, poder-se-á encontrar uma equação similar a esta, e que seja adequada para aplicação do referido método [34]:

$$F(\mathcal{U}) = \int_{\mathcal{G}} \frac{\mathcal{B}\mathcal{H}}{2} d\mathcal{G} - \int_{\mathcal{G}} \mathcal{F}\mathcal{U} d\mathcal{G} \quad (5.12)$$

onde \mathcal{U} é uma tentativa de solução para \mathcal{A} .

A função $F(\mathcal{U})$ definida, integrada na região \mathcal{G} , é estacionária para a solução $\mathcal{U} = \mathcal{A}$, considerando a condição de mínima energia armazenada nessa região.

Este princípio é explorado de forma a possibilitar a coordenação de um conjunto de inúmeras funções espaciais a duas dimensões, as quais, dentro do limite da aproximação linear, estejam próximas da solução electrostática. Este procedimento é típico nos métodos normalmente utilizados para a solução de problemas electromagnéticos. Pode dizer-se que, para qualquer problema electromagnético, é possível encontrar pelo menos uma função $F(\mathcal{U})$, com a característica de ser estacionária, com um ponto máximo ou ponto mínimo na solução do problema.

O primeiro integral da equação (5.12) é proporcional à densidade de energia armazenada (caso linear), sendo então:

$$F(\mathcal{U}) = \int_{\mathcal{G}} \mathcal{W}(\mathcal{U}) d\mathcal{G} - \int_{\mathcal{G}} \mathcal{F}\mathcal{U} d\mathcal{G} \quad (5.13)$$

sendo $\mathcal{W}(\mathcal{U})$ a densidade de energia associada à solução \mathcal{U} , e que, para materiais magnéticos, é:

$$\mathcal{W} = \int_{\mathcal{G}} \mathcal{H} d\mathcal{B} \quad (5.14)$$

A equação (5.10) apresenta agora a seguinte forma:

$$\mathcal{B} = \nabla \times (\mathcal{U}) \quad (5.15)$$

sendo

$$\mathcal{H} = \nu \mathcal{B} \quad (5.16)$$

A tentativa da obtenção da solução de (5.13) passa pela minimização da energia armazenada, encontrando-se a distribuição do potencial vector \mathcal{A} que conduz a essa minimização, ou seja através da minimização da função $F(\mathcal{U})$.

O processo para resolução do problema, através de elementos finitos, tem como princípio a discretização da região onde se considera o problema (\mathcal{G}), num conjunto de áreas (elementos), não sobrepostas, e focando agora o problema em termos de um único elemento ou área.

Para cada elemento poder-se-á considerar o potencial U como sendo:

$$U = \sum_{i=1}^I U_i \alpha_i(x, y) \quad (5.17)$$

onde I é o número de vértices de cada elemento (3, para o caso dos elementos triangulares), e α_i é a função de posição:

$$\alpha_i = f(x, y) \quad (5.18)$$

sendo esta função, para o vértice 1, dada por:

$$\alpha_1 = \frac{1}{2A} \{(x_2 y_3 - x_3 y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y\} \quad (5.19)$$

onde A é a área do triângulo, com vértices 1, 2 e 3, e que forma o elemento considerado. As funções de posição α_2 e α_3 são, por sua vez, dadas pela mesma expressão (5.19), mediante uma troca cíclica dos índices.

Com base em (5.17), $F(U)$ resume-se a uma função ordinária de um número finito de variáveis (elementos). Assim, a minimização de $F(U)$ é dada por:

$$\frac{\partial F}{\partial U_i} = 0 \quad (5.20)$$

ou seja, e com base em (5.13):

$$\int \left(\frac{\partial W}{\partial U_i} - J\alpha_i \right) d\mathcal{G} = 0 \quad (5.21)$$

Por outro lado, das equações (5.14) e (5.16), tem-se

$$\frac{\partial W}{\partial U_i} = \frac{\partial}{\partial U_i} \int_0^B \nu b \, db \quad (5.22)$$

em que b é uma variável de integração auxiliar. Sendo ν dependente da densidade de fluxo B , a equação (5.22) é agora escrita na seguinte forma:

$$\frac{\partial W}{\partial U_i} = \frac{1}{2} \nu (B^2) \frac{\partial}{\partial U_i} B^2 \quad (5.23)$$

Considerando por outro lado as equações (5.21) e (5.23), poder-se-á escrever, na forma matricial,

$$\mathcal{S}\mathcal{U} = \mathcal{F} \quad (5.24)$$

sendo \mathcal{U} o vector de potenciais nos pontos, \mathcal{F} o vector para o qual se tem

$$J_k = \int J\alpha_k \, d\mathcal{G} \quad (5.25)$$

e \mathcal{S} definido pelos seus elementos, que são da forma:

$$S_{ij} = \int \nu \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial \alpha_j}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial \alpha_j}{\partial y} \right) d\mathcal{G} \quad (5.26)$$

5.4 Aplicação do método iterativo de Newton

O conjunto de equações algébricas, não lineares, a que a discretização da função conduziu, impõe agora a aplicação de um método iterativo para as resolver.

Os dois métodos comumente mais aplicados são o método de iteração simples e o método iterativo de Newton. O método de iteração simples é considerado obsoleto em problemas magnéticos [34]. Assim, para o problema que nos propomos resolver, considera-se o método de Newton, que é bastante mais rápido que o método de iteração simples, exigindo contudo um pouco mais de memória, em software de aplicação.

Considere-se então a função de energia (5.13), discretizada através de (5.17). Considere-se ainda \mathcal{A} a solução a encontrar e \mathcal{U} uma solução estimada, e suficientemente próxima de \mathcal{A} :

$$\mathcal{U} = \mathcal{A} - \delta\mathcal{U} \quad (5.27)$$

Por outro lado, o gradiente da função $F(\mathcal{U})$ pode ser desenvolvido, na vizinhança da solução \mathcal{U} , em série de Taylor:

$$\frac{\partial F}{\partial U_i} = \left. \frac{\partial F}{\partial U_i} \right|_{\mathcal{U}} + \sum_j \left. \frac{\partial^2 F}{\partial U_i \partial U_j} \right|_{\mathcal{U}} \partial U_j + \dots \quad (5.28)$$

Como (5.20) impõe que, para $\mathcal{U} = \mathcal{A}$, todas as componentes do gradiente sejam nulas, a equação (5.28) conduz ao cálculo do desvio entre \mathcal{U} e \mathcal{A} , que é dado por:

$$\delta\mathcal{U} = -\mathcal{P}^{-1} \mathcal{V} \quad (5.29)$$

onde \mathcal{P} é o Jacobiano da iteração de Newton, de elementos:

$$P_{ij} = \left. \frac{\partial^2 F}{\partial U_i \partial U_j} \right|_{\mathcal{U}} \quad (5.30)$$

e \mathcal{V} representa o gradiente de $F(\mathcal{U})$ no ponto \mathcal{U} , de elementos:

$$V_i = \left. \frac{\partial F}{\partial U_i} \right|_{\mathcal{U}} \quad (5.31)$$

Para a implementação deste método iterativo assume-se um conjunto de potenciais iniciais \mathcal{U} e calculam-se as suas diferenças relativamente a \mathcal{A} .

A estas diferenças adicionam-se os valores de potencial inicialmente estimados, e o processo repete-se, até à convergência da solução para \mathcal{A} :

$$\mathcal{U}^{(k+1)} = \mathcal{U}^{(k)} - (\mathcal{P}^{(k)})^{-1} \mathcal{V}^{(k)} \quad (5.32)$$

Neste procedimento é ainda necessário o cálculo das derivadas presentes em (5.30):

$$\frac{\partial^2 F}{\partial U_i \partial U_j} = \int \frac{\partial^2 W}{\partial U_i \partial U_j} d\mathcal{V} \quad (5.33)$$

Assim, de (5.23) tem-se

$$\frac{\partial^2 W}{\partial U_i \partial U_j} = \frac{\nu}{2} \frac{\partial^2 (B^2)}{\partial U_i \partial U_j} + \frac{1}{2} \frac{d\nu}{dB^2} \frac{\partial B^2}{\partial U_i} \frac{\partial B^2}{\partial U_j} \quad (5.34)$$

e de (5.15) e (5.17),

$$B^2 = \sum_m \sum_n (\nabla \alpha_m \cdot \nabla \alpha_n) U_m U_n \quad (5.35)$$

Por conseguinte, a expressão (5.33) é agora da forma:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 W}{\partial U_i \partial U_j} &= \nu (\nabla \alpha_i \cdot \nabla \alpha_j) + \\ &+ 2 \frac{d\nu}{dB^2} \sum_m \sum_n (\nabla \alpha_m \cdot \nabla \alpha_i) (\nabla \alpha_n \cdot \nabla \alpha_j) U_m U_n \end{aligned} \quad (5.36)$$

Considere-se a igualdade (5.30), que se rescreve na forma:

$$P_{ij} = \int \nu (\nabla \alpha_i \cdot \nabla \alpha_j) d\mathcal{G} + 2 \int \frac{d\nu}{dB^2} \sum_m \sum_n (\nabla \alpha_m \cdot \nabla \alpha_i) (\nabla \alpha_n \cdot \nabla \alpha_j) U_m U_n d\mathcal{G} \quad (5.37)$$

Num elemento triangular de primeira ordem, a densidade de fluxo e a reluctividade são constantes em toda a superfície, pelo que o primeiro integral da equação anterior não é mais que a expressão (5.26). Desta forma, poder-se-á escrever:

$$P_{ij} = S_{ij} + \frac{2}{\Delta} \frac{d\nu}{dB^2} \sum_m \sum_n (\nabla \alpha_m \cdot \nabla \alpha_i) (\nabla \alpha_n \cdot \nabla \alpha_j) U_m U_n \quad (5.38)$$

onde Δ é a área do elemento triangular.

Considere-se ainda \mathcal{S}' como sendo a matriz \mathcal{S} de um elemento com reluctividade unitária e cujos elementos são:

$$S_{ij} = \nu S'_{ij} \quad (5.39)$$

e \mathcal{E} um vector auxiliar de elementos:

$$E_k = \sum_m S'_{km} U_m \quad (5.40)$$

A equação (5.38), tendo como base (5.39) e (5.40), é:

$$P_{ij} = \nu S'_{ij} + \frac{2}{\Delta} \frac{d\nu}{dB^2} E_i E_j \quad (5.41)$$

O vector V_{ij} é dado por:

$$V_{ij} = \int \frac{\partial W}{\partial U_i} \Big|_U d\mathcal{G} - J_i \quad (5.42)$$

com \mathcal{F} definido por (5.25).

Derivando, de acordo com (5.23), vem finalmente:

$$\int \frac{\partial W}{\partial U_i} d\mathcal{G} = \nu \sum_m S'_{im} U_m = \nu E_i \quad (5.43)$$

O processo iterativo para cálculo dos valores de potencial, pode então ser sucintamente descrito como se segue:

1. Assume-se um valor inicial para \mathcal{U} ;
2. Calcula-se $\mathcal{V} = S\mathcal{U} - \mathcal{J}$;
3. Calcula-se \mathcal{P} ;
4. Calcula-se o desvio $\delta \mathcal{U} = -\mathcal{P}^{-1} \mathcal{V}$;
5. Faz-se $\mathcal{U} = \delta \mathcal{U} + \mathcal{U}$;
6. Se não converge, retorna ao passo 2.

De uma forma genérica, a utilização deste método numérico, na análise da máquina eléctrica, compreende três fases, que podem ser feitas com recurso a pacotes de programas específicos [8,15]:

- Definição da geometria da máquina, ou sector da máquina, que se pretende analisar; definição das diversas regiões e dos respectivos materiais que as constituem; definição das condições de fronteira; geração da malha de elementos triangulares. Nesta fase faz-se recorrência ao trabalho inicial de cálculo analítico, que define os parâmetros adequados às exigências predefinidas para a máquina.

- Integração numérica da equação de Poisson, para cálculo do potencial vector magnético, em cada elemento da malha.
- Determinação dos valores das densidades de fluxo magnético e das grandezas a ele associado; obtenção e visualização da distribuição das isolinhas de fluxo.

5.5 Análise do ALRVC

Tendo como base a máquina dimensionada no Capítulo 4, mostra-se na Fig. 5.1 a malha inicial de elementos finitos que a ela corresponde, gerada pela aplicação dos programas, já referenciados, vocacionados à aplicação deste método de análise numérico. A malha que aqui se mostra foi obtida para o modelo da máquina completa, evitando-se a utilização das capacidades de análise seccionada e posterior generalização para o modelo completo, recorrendo a eventuais características de simetria dos modelos. Este é o procedimento utilizado nas máquinas rotativas, que, pelas suas características de simetria geométrica, são normalmente estudadas num só quadrante, para simplicidade de análise e consequente celeridade de cálculo, e que não nos parece ser adequado ao modelo em análise, onde a variação da posição relativa entre o elemento primário e o elemento secundário altera a geometria da máquina, e a consequente distribuição das linhas de fluxo magnético, correspondentes a cada excitação. Poder-se-á ousar estabelecer que, para cada deslocação do elemento móvel da máquina estaremos em presença de uma máquina diferente [27,28].

Para que se possa continuar a análise da máquina, importa agora estabelecer algumas convenções relativamente à sua geometria e que são nomeadamente as designações atribuídas a cada uma das partes que a constitui:

- uma parte laminada com enrolamentos, a qual será designada por primário, sendo cada saliência, e núcleo de cada enrolamento, designada por pólo (6 pólos);
- uma parte laminada sem enrolamentos, a qual será designada por secundário, sendo cada saliência, designada por dente (4 dentes);
- seis enrolamentos, bobinados em cada pólo, formando cada ligação em série de dois deles uma fase (fluxos concordantes), sendo a fase designada por 1-1' constituída pelos enrolamentos 1 e 4, a fase 2-2' pelos enrolamentos 2 e 5 e a fase 3-3' pelos enrolamentos 3 e 6.

Relativamente à variável espacial x , coordenada do posicionamento relativo entre o primário e o secundário, estabelece-se como tendo a sua origem ($x = 0$) na posição que corresponde ao alinhamento da fase 1-1' com os dentes 1 e 4 do secundário.

Na Fig. 5.1 a excitação é feita na fase 1, e considera-se a situação de alinhamento entre o primário e o secundário da máquina. A malha inicial, vai sendo mais ou menos "apertada" em determinadas regiões, nomeadamente nas zonas de entreferro, para uma melhor análise da distribuição da densidade de fluxo nessas regiões, como se mostra na Fig. 5.2.

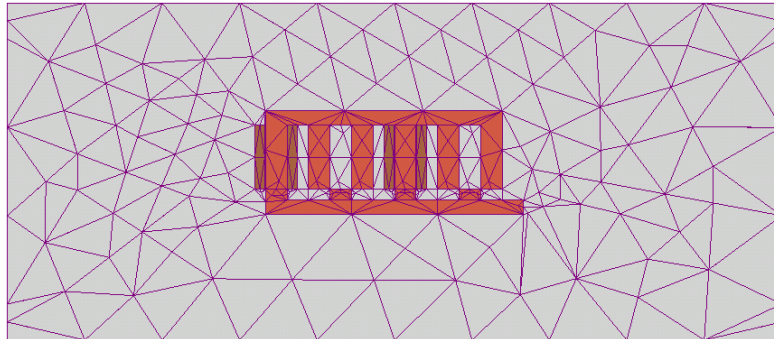


Fig. 5.1 Malha inicial de elementos finitos triangulares para a posição de alinhamento do ALRVC 6/4, e excitação da fase 1.

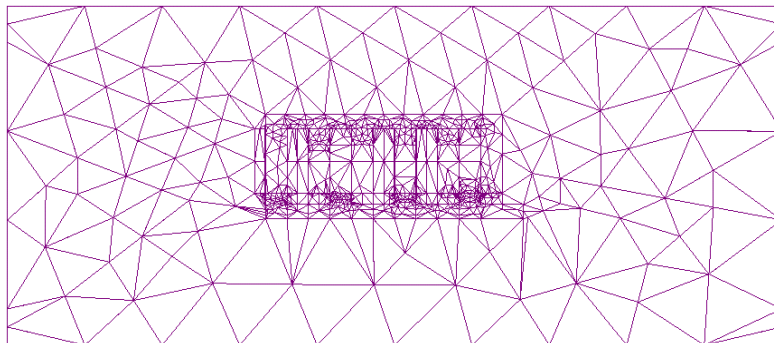


Fig. 5.2 Malha solução de elementos finitos triangulares para a posição de alinhamento do ALRVC 6/4, e excitação da fase 1.

A Fig. 5.3 a), a Fig. 5.3 b) e a Fig. 5.3 c) ilustram o princípio de funcionamento do ALRVC, mostrando diferentes posições relativas do secundário, desde a posição de alinhamento até à posição de não alinhamento, passando por uma posição de sobreposição parcial, e as respectivas distribuições de fluxo, para a excitação da fase 1. As figuras mostram ainda um mapa colorido representativo da variação da densidade de fluxo magnético na máquina (as figuras para as diferentes posições foram obtidas estabelecendo os mesmos valores para os

limites inferiores e superiores das densidades de fluxo magnético, de tal forma que se possa, através da observação das tonalidades, analisar o comportamento magnético do modelo). Sendo o ALRVC um dispositivo de geometria variável, estes mapas de cor permitem averiguar acerca das regiões de maior saturação, bem como do comportamento da distribuição das linhas de fluxo para qualquer ponto do ferro ou do entreferro. Desta forma, é possível prever, durante a fase de projecto, o desempenho futuro de uma máquina, aferindo quer os valores dos seus parâmetros construtivos, quer as condições de excitação facultada. Este é um procedimento que, actualmente, graças ao desenvolvimento de bons programas baseados no MEF e às capacidades dos suportes informáticos ao dispor, é de grande importância na redução dos custos inerentes ao desenvolvimento de um sistema actuador, e que se apresenta bastante atractivo do ponto de vista do projectista.

Para a posição da Fig. 5.3 a), quando a corrente percorre a fase 1, a força é nula, já que o secundário se encontra na posição de máxima indutância, ou seja no mínimo da relutância magnética. Esta é uma posição onde mais se faz notar a concentração de linhas de fluxo, principalmente nas regiões de proximidade entre pólos do secundário e do primário. Se o secundário for deslocado para uma posição diferente da posição de alinhamento, e perto desta, situação representada na Fig. 5.3 b), a força desenvolvida tende a levar o secundário para a posição de equilíbrio. Nestas posições existe a possibilidade de saturação localizada nos cantos dos pólos. Para a posição que se mostra na Fig. 5.3 c), verifica-se o alinhamento da cava do primário com o dente do secundário, e para este caso, a força é nula, sendo a indutância mínima e a relutância máxima. Esta é uma posição de equilíbrio instável, já que um pequeno desvio relativamente a ela, força o secundário a ser atraído para a próxima posição de alinhamento.

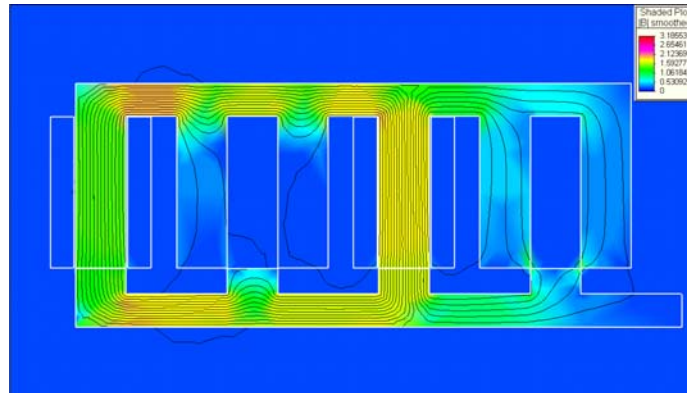


Fig. 5.3 a) Ilustração do princípio de funcionamento do ALRVC. Posição de alinhamento.

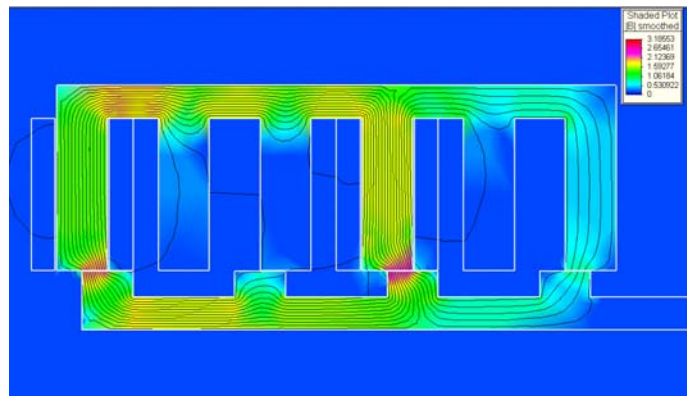


Fig. 5.3 b) Ilustração do princípio de funcionamento do ALRVC. Posição de sobreposição parcial.

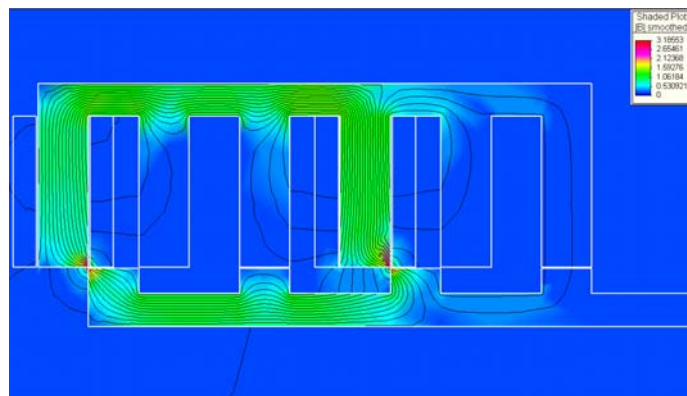


Fig. 5.3 c) Ilustração do princípio de funcionamento do ALRVC. Posição de não alinhamento.

Com o objectivo de ilustrar algumas das possíveis análises qualitativas da influência dos parâmetros escolhidos no desempenho da máquina, recorrendo a este tipo de mapas de fluxo magnético, a Fig. 5.4 a) e a Fig. 5.4 b) mostram os resultados da simulação, para valores de comprimento do entreferro do modelo de, respectivamente, 5 e 10 [mm].

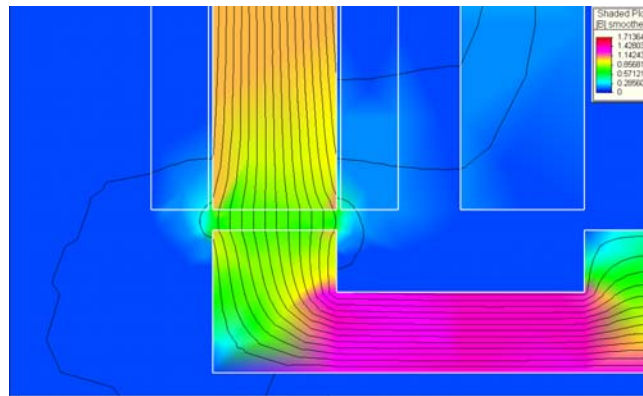


Fig. 5.4 a) Distribuição do fluxo magnético, na posição de alinhamento, para o comprimento do entreferro $g = 5$ [mm].

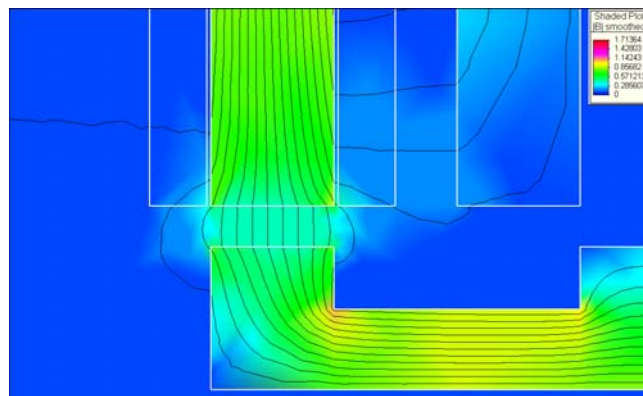


Fig. 5.4 b) Distribuição do fluxo magnético, na posição de alinhamento para o comprimento do entreferro $g = 10$ [mm].

O comprimento do entreferro é um parâmetro importante no desempenho da máquina, já que o seu aumento reduz substancialmente a densidade de fluxo magnético. Aqui optou-se por mostrar o pormenor do dente 1 do secundário, para que se analise a distribuição das linhas de fluxo no entreferro na vizinhança dos dentes alinhados. Com efeito, o aumento do comprimento do entreferro favorece a distorção das linhas de fluxo nessa vizinhança.

Outros parâmetros, cuja influência importa averiguar, são a largura do dente do secundário e a largura do pólo do primário, bem como a relação entre elas. Quanto maior a largura do pólo maior o valor do fluxo, maior a indutância de alinhamento e, conseqüentemente, a força de tracção. Contudo, a uma maior largura do pólo corresponde um maior volume de laminação, bem como um maior comprimento equivalente de bobina, com os correspondentes aumentos de material necessário, de peso da máquina e de perdas por efeito de Joule.

A Fig. 5.5 a) e a Fig. 5.5 b) mostram a distribuição das linhas de fluxo, e o mapa de cor representativo do módulo do vector densidade de fluxo, para o comprimento do entreferro de 0,5 mm, e para duas larguras do dente do secundário: maior que a largura do pólo do primário, e menor que a largura do pólo do primário, respectivamente. Da comparação destas duas figuras, poder-se-á concluir que uma largura do dente do secundário maior que a largura do pólo do primário conduz a um melhor desempenho da máquina do que uma situação de larguras relativas inversa. Porém, comparando esta melhor situação com a situação de largura do dente do secundário igual à largura do pólo do primário, Fig. 5.3 a), verifica-se que a distribuição do fluxo magnético não é muito diferente. Pode dizer-se que a opção tomada aquando do dimensionamento analítico da máquina, que considerou as larguras iguais, foi acertada.

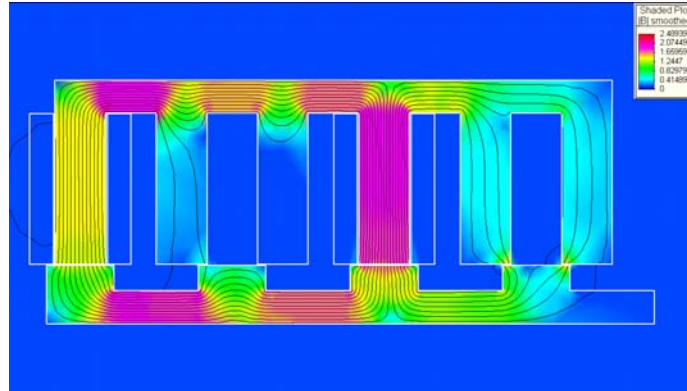


Fig. 5.5 a) Distribuição do fluxo magnético, na posição de alinhamento. Largura do dente do secundário superior à largura do pólo do primário.

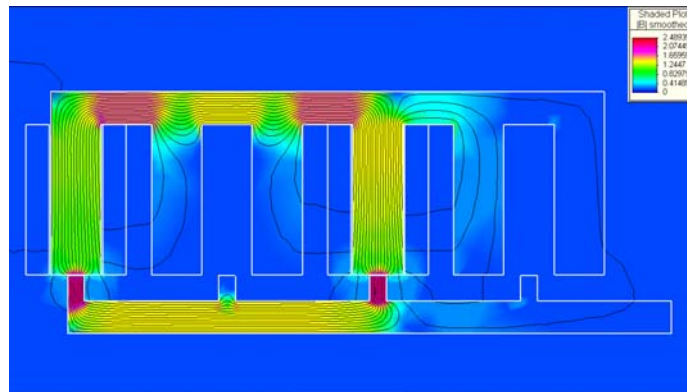


Fig. 5.5 b) Distribuição do fluxo magnético, na posição de alinhamento. Largura do dente do secundário inferior à largura do pólo do secundário.

5.6 Conclusões

No Capítulos 3 e no Capítulo 4 mostrou-se como é possível, de uma forma exclusivamente analítica, efectuar o dimensionamento de actuadores lineares de relutância variável comutados. Todavia, e como é sabido da prática, a optimização do cálculo de máquinas eléctricas, com a finalidade de se obterem as melhores características possíveis, à custa do volume mínimo de material, mais não é que um compromisso, que o projectista tem que assumir, entre as diversas variáveis em jogo. Por exemplo, nas máquinas de relutância em questão, comprimentos polares de grande dimensão maximizam quer o fluxo quer a indutância e, do mesmo modo, a força de tracção, na medida em que a relutância, nas posições de alinhamento, seria pequena. No entanto, como as bobinas de excitação teriam um maior perímetro, devido ao aumento da sua largura, o peso do cobre, e, conseqüentemente, o peso da máquina, as perdas por efeito de Joule, e a inércia, seriam penalizadas. Com comprimentos polares de pequena dimensão, ganhar-se-ia em termos de peso, de perdas, de rendimento, e de inércia, sendo porém o fluxo e a indutância diminuídas, o mesmo sucedendo à força de tracção da máquina. Por outro lado, o desempenho da máquina tende a ser melhor com um número pequeno de pólos, já que, apesar de o número de saltos por comprimento do primário aumentar com o número de pólos, a conversão de energia por salto decresce mais rapidamente, pela redução da razão entre os valores das indutâncias de alinhamento e de não alinhamento.

O problema de projectar máquinas de relutância variável encontra-se no facto de estas não serem compatíveis com os métodos de dimensionamento clássicos das máquinas de corrente contínua e de corrente alternada. Se, por um lado, estamos em presença de estruturas simples, do ponto de vista construtivo, por

outro lado enfrentamos máquinas que não têm regimes estacionários (somente pontos de equilíbrio temporário), que têm saturação extremamente localizada, que requerem sistemas de alimentação elaborados e que apresentam geometria variável durante a sua operação.

De tudo o que foi exposto e como se pode constatar da análise efectuada, a utilização de métodos numéricos, mais especificamente do método de elementos finitos bidimensional, permite completar os métodos analíticos, otimizando o dimensionamento do circuito magnético do ALRVC.

CAPÍTULO

6

Características Magnéticas do ALRVC

Neste capítulo obtêm-se, por aplicação do método de elementos finitos, as características magnéticas da máquina. A análise das características magnéticas obtidas, nomeadamente da característica de magnetização, da característica de energia e da característica de co-energia, dependentes da posição relativa entre o primário e o secundário e da excitação das bobinas, permite avaliar o comportamento do actuador, para as diferentes condições de funcionamento. Para além desta avaliação, faz-se ainda a análise da máquina do ponto de vista das características de força de tracção, de força de tracção média e de força de atracção, que permite uma melhor previsão do desempenho do actuador, e possibilita a escolha das posições de ligação e de desligação da alimentação das bobinas, bem como do nível de excitação, que conduzem a um funcionamento mais suave e eficiente.

6.1 Introdução

O dimensionamento de actuadores de relutância variável não é compatível com as metodologias de dimensionamento de máquinas eléctricas clássicas. De facto, o desconhecimento dos clássicos factores empíricos no dimensionamento de máquinas eléctricas, bem como da distribuição da densidade de fluxo magnético e, conseqüentemente do desempenho do actuador, aliado ao facto deste apresentar geometria variável durante o seu funcionamento, remete o problema para fora do domínio estritamente analítico. Como anteriormente se refere, o recurso ao método de elementos finitos é fundamental, onde os efeitos da saturação e da variação da geometria podem ser observados e convenientemente apreciados. A utilização de métodos numéricos não assume papel relevante somente na optimização do dimensionamento, permitindo de forma rápida averiguar das conseqüências funcionais de alterar determinado parâmetro, de índole construtiva ou de excitação, mas também é igualmente preciosa na determinação das principais características magnéticas da máquina, que são funções da posição relativa entre o primário e o secundário e do nível de excitação das bobinas do actuador. Essas características, assim obtidas, são a base da caracterização da máquina e o suporte essencial para a previsão do desempenho do actuador, bem como para o estabelecimento dos critérios do controlo e para a concepção da sua implementação.

6.2 Princípio geral da conversão electromagnética de energia

Genericamente, um motor ou um actuador eléctrico rotativo desenvolvem um binário de carácter electromagnético no seu veio, por intermédio dos seus

enrolamentos, dispostos sobre um circuito magnético em relação ao qual uma das partes é mecanicamente móvel. Do mesmo modo, um motor ou actuador eléctrico de estrutura linear desenvolvem uma força de tracção. Teoricamente, esse binário ou essa força podem ser analisados de dois modos diferenciados:

1. considerar-se que a força e o binário resultam da interacção entre o campo de indução magnética produzido pela corrente que circula num dos enrolamentos, e as correntes que circulam nos restantes enrolamentos;
2. considerar-se que a força e o binário resultam da variação da energia magnética armazenada no circuito magnético, quando a parte móvel se movimenta. Como essa energia é uma função da corrente e da indutância dos vários enrolamentos da máquina, considera-se que são as variações da corrente e da indutância que produzem a força e o binário. As indutâncias, como se sabe, variam com a geometria dos circuitos magnéticos.

Na prática, todo o circuito magnético que é excitado por uma corrente que circula num enrolamento associado, que possua uma parte móvel, e ainda que se desloque linearmente ou em rotação, pode ser considerado como uma máquina eléctrica elementar. Quando a parte móvel se desloca linearmente, é comumente designada por armadura, e o motor assim constituído é um simples transdutor magnético, como se esquematiza na Fig. 6.1.

A energia magnética armazenada no circuito ferromagnético W é uma função das grandezas eléctricas e da posição da armadura. Esta energia é então função do fluxo ϕ induzido pela corrente de excitação I e também da relutância magnética \mathfrak{R} , sendo esta relutância, por sua vez, dependente da coordenada de posição da armadura x .

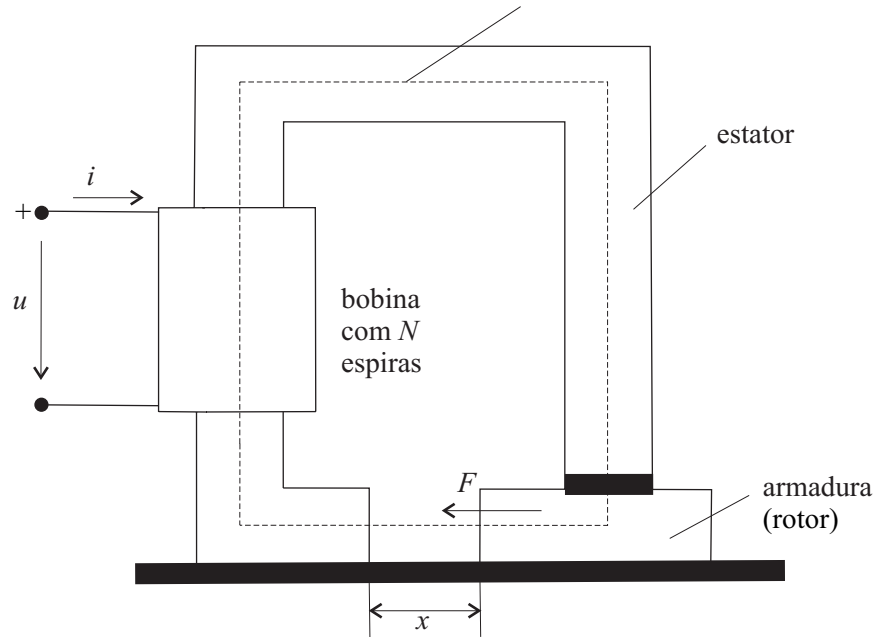


Fig. 6.1 Transdutor magnético elementar.

Do exposto, a energia magnética W pode ser expressa através da expressão:

$$W = f(\phi, i, x) \quad (6.1)$$

Por outro lado, a equação das tensões do circuito eléctrico do enrolamento é [28]:

$$u = -e + Ri = \frac{d\psi}{dt} + Ri = N \frac{d\phi}{dt} + Ri \quad (6.2)$$

sendo u a tensão aos terminais do enrolamento, e a f.e.m. de auto-indução, R a resistência do enrolamento, N o número de espiras do enrolamento, ψ o fluxo ligado ao enrolamento, e t o tempo. Por conseguinte, a energia eléctrica elementar dW_{el} , consumida pelo enrolamento, será igual à soma da energia elementar armazenada no circuito magnético com a energia de perdas por efeito

de Joule elementar, de tal forma que:

$$dW_{el} = u i dt = i d\psi + Ri^2 dt \quad (6.3)$$

Por outro lado, a energia mecânica elementar dW_{mc} , desenvolvida pela armadura do transdutor, quando se desloca de uma posição elementar dx , é:

$$dW_{mc} = F dx \quad (6.4)$$

sendo F a força magnética de atracção, que se representa na Fig. 6.1.

Atendendo a que, no seu deslocamento, a armadura origina uma variação elementar dW da energia magnética armazenada no circuito magnético, devido à variação da sua geometria, pode-se então escrever a equação do balanço energético, com base no princípio da conservação da energia [4], ou seja:

$$i d\psi + Ri^2 dt = F dx + dW \quad (6.5)$$

6.3 Excitação a fluxo e a tensão constantes

Como é sabido, a energia magnética é definida através da curva de magnetização, curva esta que, devido à geometria variável do circuito magnético, é uma função da posição da armadura, como se mostra na Fig. 6.2, podendo assim escrever-se:

$$W = W(\psi, x) = \int_0^\psi i(\psi, x) d\psi \quad (6.6)$$

e resultando, conseqüentemente, para uma variação elementar:

$$dW(\psi, x) = \frac{\partial W}{\partial \psi} d\psi + \frac{\partial W}{\partial x} dx \quad (6.7)$$

Considerando-se que o deslocamento elementar da armadura se faz a fluxo constante, no trajecto entre o ponto 1 e o ponto 2, assinalados na característica magnética da Fig. 6.2, e por isso para uma variação de fluxo $d\psi = 0$, obtém-se, por combinação das equações (6.5) e (6.7), a seguinte equação de equilíbrio energético:

$$Ri^2 dt = F dx + \frac{\partial W}{\partial x} dx \quad (6.8)$$

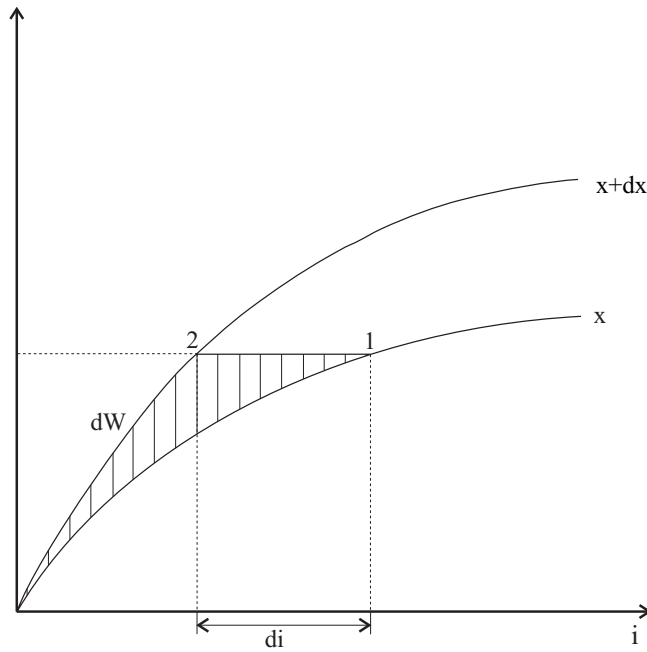


Fig. 6.2 Variação da energia magnética, durante um deslocamento linear dx , a fluxo constante ψ .

A resistência do enrolamento pode ser desprezada, por não ser relativamente importante no processo de conversão de energia. Assim, a integração da equação (6.8) conduz à equação paramétrica, que determina o valor da força

exercida sobre a armadura do transdutor para um deslocamento da armadura a fluxo constante, e que é:

$$F(\psi, x) = -\frac{\partial W(\psi, x)}{\partial x} \quad (6.9)$$

O significado físico da força ser calculada através da expressão anterior diz respeito ao facto de ser nula a energia fornecida ao actuador, e por isso a força é resultado da diminuição da energia armazenada pelo circuito magnético.

6.4 Excitação a corrente constante

Considere-se que o deslocamento da armadura do transdutor magnético representado na Fig. 6.1 se efectua mantendo a corrente de excitação constante, no trajecto entre o ponto 1 e o ponto 3, assinalados na característica magnética da Fig. 6.3 Nesta situação, é conveniente recorrer ao conceito de co-energia magnética W_c , que se expressa por:

$$W_c = W_c(\psi, x) = \int_0^i \psi(i, x) di \quad (6.10)$$

e que se relaciona com a energia magnética, resultando a expressão:

$$W + W_c = \psi i \quad (6.11)$$

Em termos de variações elementares pode-se ainda escrever:

$$dW + dW_c = \psi di + i d\psi \quad (6.12)$$

Como se considerou nula a variação da corrente de excitação, tem-se $di = 0$. Nesta situação, e combinando as equações (6.5) e (6.12) obtém-se:

$$Ri^2 dt = F dx - dW_c \quad (6.13)$$

Integrando agora esta equação e desprezando-se a influência da energia dissipada por efeito de Joule, ter-se-á, para a força exercida sobre a armadura :

$$F(i,x) = \frac{\partial W_c(i,x)}{\partial x} \quad (6.14)$$

A expressão (6.14) é equivalente à expressão (6.9), podendo utilizar-se uma ou outra. A escolha da equação a utilizar é feita consoante se designem como grandezas independentes, respectivamente ψ e x , ou i e x .

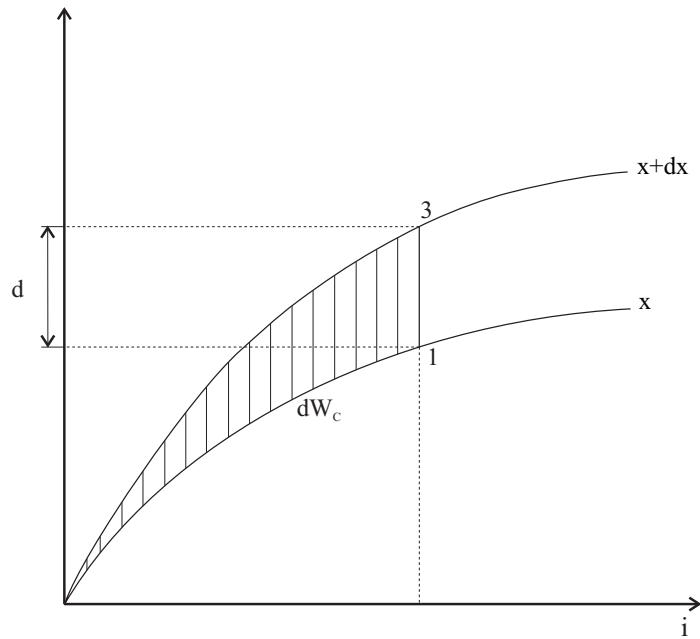


Fig. 6.3 Variação da co-energia magnética, durante um deslocamento linear dx , a corrente constante i .

6.5 Curva de magnetização da máquina

A análise numérica da máquina descrita no Capítulo 5, e que, nesse capítulo, é vocacionada no sentido da otimização do dimensionamento analítico, é aqui encarada como método de obtenção das características magnéticas da máquina. Pela utilização de software baseado no MEF [8,15], obtêm-se os valores da energia magnética, da co-energia magnética, das forças estáticas de tracção e de atracção (assim denominadas por se tratarem de forças calculadas para cada coordenada de posição relativa x), bem como dos fluxos ligados, para diferentes valores da corrente de excitação e para diferentes valores da posição relativa entre o primário e o secundário da máquina (para obtenção das características impõem-se incrementos de 5 [mm] na posição relativa entre o primário e o secundário).

Recorrendo aos valores do fluxo ligado para diferentes posições relativas da máquina e para diferentes valores da corrente, pode representar-se a curva de magnetização do ALRVC. A curva de magnetização desse actuador é representada na Fig. 6.4 e foi obtida pela variação da posição relativa entre o primário e o secundário desde a posição inicial, que se considera ser a posição de não alinhamento, $x = -45$ [mm], até à posição de alinhamento, $x = 0$ [mm], sendo estas posições referentes ao primeiro dente do secundário e ao primeiro pólo do primário, com os correspondentes incrementos na variável de posição. As curvas para as posições com desfasamento espacial de 45 [mm], relativamente às que se representam, têm o mesmo andamento, sendo as posições de alinhamento subsequentes à posição $x = 0$ [mm] as que correspondem às coordenadas de posição $x = 90$ [mm], $x = 135$ [mm], $x = 180$ [mm], etc..

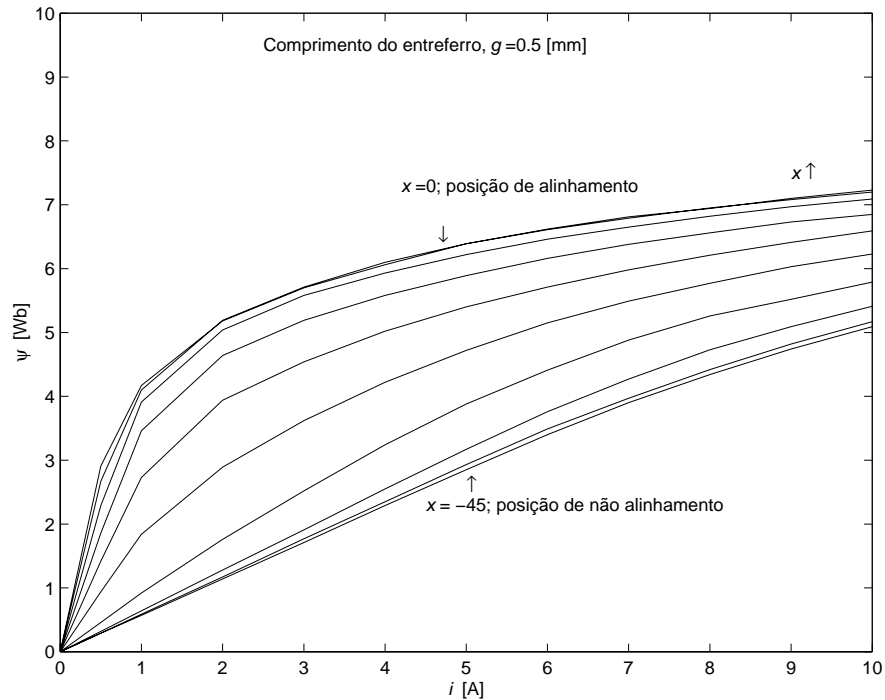


Fig. 6.4 Curva de magnetização do ALRVC.

A corrente de excitação da bobina, para a característica da Fig. 6.4, é variável até 10 [A], para cada uma das posições consideradas; os elevados valores de corrente que se consideram são propositalmente escolhidos, para que se possa analisar o efeito da saturação do circuito magnético, já que em termos práticos o fornecimento ao actuador de tais níveis de excitação só poderá ocorrer durante períodos de tempo curtos, determinados pela característica das correntes admissíveis na máquina, resultante da sua análise térmica (este assunto será desenvolvido no Capítulo 7). A limitação na excitação da bobina pode ainda ser resultado das características do conversor de alimentação do actuador. As limitações em termos do ciclo de conversão energética, para cada deslocamento entre as duas posições assinaladas, podem ainda ser resultantes das perdas no

ferro e mesmo de condicionantes relativamente à ocorrência de ruídos. Por análise da Fig. 6.4, pode verificar-se a evidente diferença entre estas características e as que normalmente se adoptam, onde se supõem iguais as áreas representativas da energia e da co-energia magnética. De facto, o efeito da saturação no circuito magnético é considerável e crescente à medida que a posição relativa se afasta do não alinhamento, sendo que, para posições perto do alinhamento, o efeito da saturação ocorre para valores da corrente de excitação da bobina relativamente baixos.

A característica magnética para a posição de não alinhamento é praticamente livre do efeito da saturação, podendo verificar-se um pequeno efeito da perda de linearidade somente para valores muito elevados de corrente, já que é nesta posição que a indutância do circuito magnético é menor, por ser maior a relutância magnética, como resultado do elevado comprimento do entreferro entre o primário e o secundário, sendo por isso maior o peso relativo do fluxo de dispersão. Quanto à característica magnética na posição de alinhamento, pelo contrário, como corresponde à posição de menor relutância magnética e maior indutância, apresenta uma grande apetência para a ocorrência de saturação. As curvas que correspondem às posições intermédias, entre estas duas posições, exibem andamentos diferenciados, conforme se tratem de curvas perto do alinhamento ou do não alinhamento. Entre a posição do não alinhamento e o início da sobreposição de secções (alinhamento parcial), as características são similares, apresentando pouca diferenciação; à medida que a sobreposição vai ocorrendo, as curvas variam rapidamente, tornando-se uma vez mais quase invariantes para posições muito perto do alinhamento. Esta natureza das curvas de magnetização depende do grau de alinhamento parcial, entre secções dos pólos do primário e secções dos dentes do secundário. Pode-se referenciar por isso dois géneros distintos de saturação; por um lado estamos na presença de

efeitos de saturação, tal como para as outras máquinas eléctricas, ligados aos elevados valores de excitação ou aos pequenos valores de relutância do circuito magnético, e por outro lado, verificam-se os efeitos de saturação local, nas extremidades dos dentes, para posições onde não ocorrem sobreposições parciais. A influência da saturação local face à saturação do circuito magnético, é mais evidente nas posições de pequenas sobreposições.

6.6 Características da energia e da co-energia magnética

O recurso ao estudo numérico do actuador em análise permite, através da simulação de modelos, para uma determinada posição x , e para níveis de excitação variáveis i , obter as características da co-energia W_c , representadas na Fig. 6.5, e da energia associada ao campo magnético W , representadas na Fig. 6.6, em função das duas variáveis independentes, x e i . Nestas figuras optou-se por apresentar as características em função da posição, que se faz variar entre a posição correspondente ao não alinhamento e a posição que corresponde ao próximo não alinhamento, passando pela posição que corresponde ao alinhamento, considerando como parâmetro a corrente de excitação da bobina. As características obtêm-se para a excitação da bobina entre 1 e 10 [A], com um incremento de 1 [A], e servem o propósito da clarificação do comportamento magnético da máquina. Refira-se que, pela circunstância de se terem considerado, nas características, variações da coordenada de posição entre duas posições correspondentes ao não alinhamento entre o pólo do primário e o dente do secundário, à esquerda, $x = -45$ [mm], e à direita, $x = 45$ [mm], esperar-se-ia que estas características apresentassem uma

simetria relativamente à posição de alinhamento, $x = 0$ [mm]. Porém, essa posição de referência corresponde ao alinhamento entre o primeiro e o terceiro dentes do secundário, com os pólos que suportam os enrolamentos da fase 1, e, por isso, as posições relativas entre $x = -45$ [mm] e $x = -30$ [mm] (início do alinhamento) equivalem a posições onde uma secção do secundário não se encontra mergulhada no circuito magnético principal, esquivando-se da influência do primário; nesta situação, atente-se às características da co-energia magnética, que claramente apresentam zonas à esquerda da posição de referência com valores mais elevados que as equivalentes zonas à direita da posição de referência.

A análise da Fig. 6.5 permite depreender acerca do comportamento da máquina, mediante as diferentes abordagens de excitação. De facto, uma maior variação no valor da co-energia magnética da máquina pressupõe um maior desenvolvimento de força, para um mesmo deslocamento entre duas posições de referência, de acordo com (6.14). A maximização da variação da co-energia entre as duas posições limites de cada ciclo de conversão (deslocamento desde uma posição de não alinhamento até à posição de alinhamento), corresponde à maximização da área de conversão da característica magnética, Fig. 6.4, entre as referidas posições, para um determinado valor de corrente.

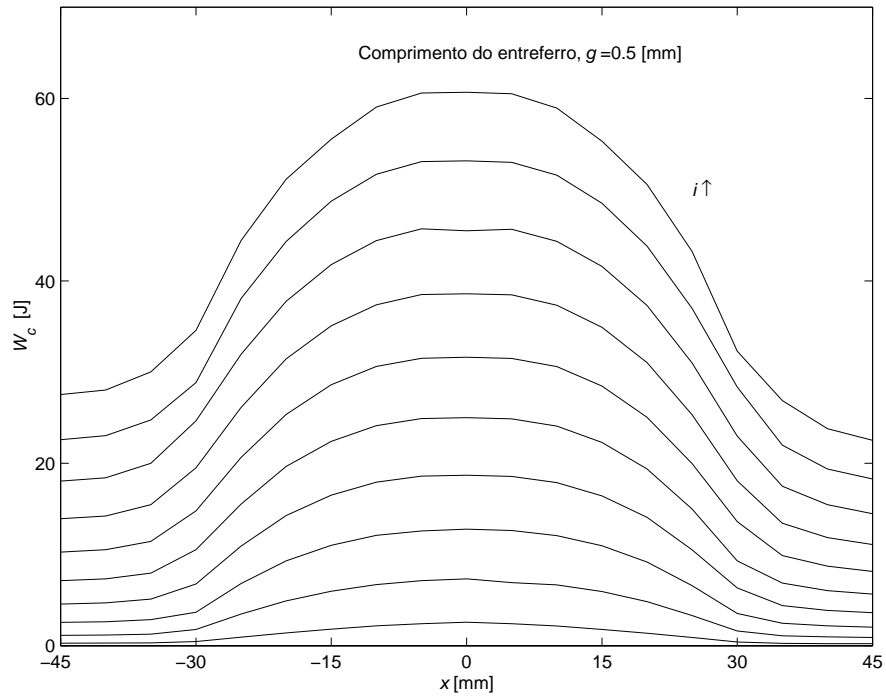


Fig. 6.5 Características da co-energia W_c em função da posição relativa do secundário x , para diferentes valores de corrente.

Assim sendo, para que o actuador disponibilize a máxima força de tracção possível, dever-se-á ter grandes áreas de conversão, em cada ciclo. A estes requisitos equivalem grandes valores da indutância do circuito magnético na posição de alinhamento (pequenos valores de relutância magnética, e por isso, pequenos valores do comprimento do entreferro e grandes valores das larguras dos dentes), pequenos valores da indutância magnética na posição de não alinhamento (grandes valores de relutância magnética, e por isso, pequenos valores da largura dos dentes do secundário, grandes valores da largura das cavas do secundário e grandes valores das alturas dos dentes), bem como elevados valores da densidade de fluxo de saturação. Esta abordagem da maximização da área de conversão, diz respeito à optimização do dimensiona-

mento da máquina, onde é possível intervir nos parâmetros construtivos que se referiram. Uma outra abordagem, complementar da primeira, é, com recurso à informação disponibilizada pela análise numérica, e tendo-se obtido as características magnéticas e de co-energia, interferir na excitação do actuador e nas posições de fornecimento dessa excitação, de tal forma que a conversão de energia, e, por consequência, a força de tracção, seja maximizada. O efeito da saturação é, por isso, nestas máquinas, um efeito fundamental a analisar, na medida em que, sendo condicionante do perfil de variação dos ciclos de conversão, é determinante no desempenho do actuador.

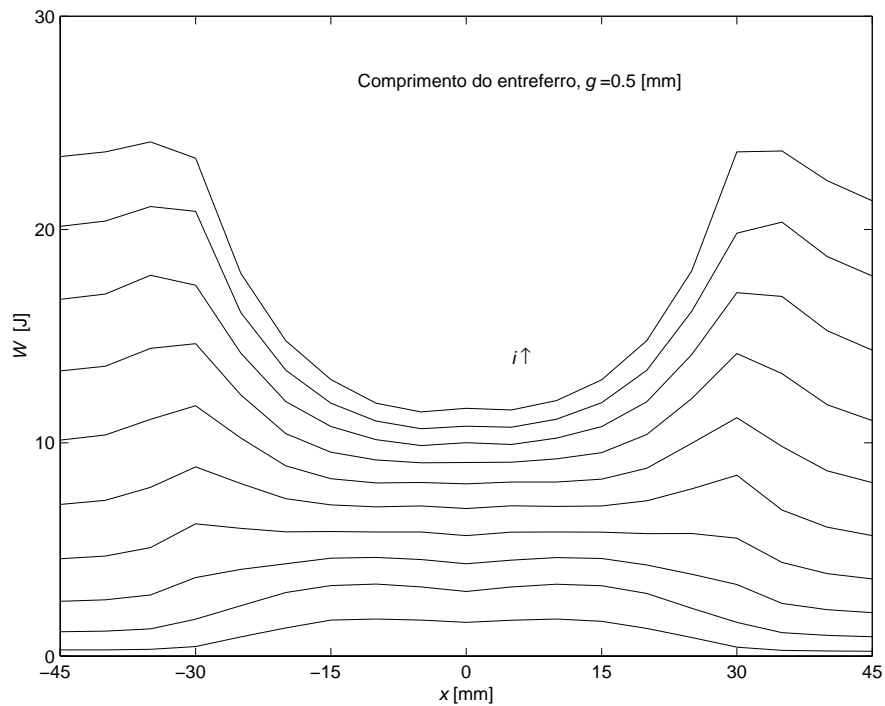


Fig. 6.6 Características da energia W em função da posição relativa do secundário x , para diferentes valores de corrente.

De acordo com o que se expôs no subcapítulo 6.4, e recorrendo à Fig. 6.4, observa-se que, para um determinado deslocamento do secundário do actuador, o balanço energético determina que a área medida entre as características magnéticas, que correspondem às duas posições consideradas, corresponda à energia que é convertida em trabalho mecânico. Então, uma análise estrita do ciclo de conversão indicia para um favorecimento do desempenho do actuador em presença de saturação, e, de facto, deste ponto de vista, dever-se-ão escolher características que maximizem o ciclo de conversão. Porém, e bastante mais complexo de quantificar, é o efeito oposto que a saturação inflige no rendimento de conversão do actuador. A saturação do circuito magnético, favorecendo a conversão da energia em trabalho mecânico, favorece assim a ocorrência de forças de tracção de valor mais elevado, e, dessa forma, para um mesmo deslocamento, a velocidade do actuador é maior. Nestas condições, à alimentação das bobinas do actuador exige-se uma maior cadência, isto é, exige-se um aumento da frequência do conversor, o que incorre numa diminuição do rendimento total do accionamento. Para além disto, o aumento da frequência na sucessão da excitação das bobinas, resulta num aumento das perdas por correntes de Foucault e por histerese, ou seja, numa redução da energia disponibilizada para a conversão mecânica. Do que se expõe, conclui-se ser bastante complexa a verdadeira influência da presença da saturação no desempenho de todo o sistema de accionamento, isto é, do conjunto actuador + conversor.

A comparação das características representadas na Fig. 6.5 e na Fig. 6.6 permite averiguar das zonas (posições e níveis de excitação) onde se faz sentir a saturação magnética, e qual a sua dimensão. Sabe-se que a coincidência dos valores de energia e de co-energia magnéticas corresponde à linearidade do circuito magnético, e o grau de afastamento desses valores determina o grau de

saturação desse mesmo circuito magnético. Assim, e para proporcionar maior facilidade na análise desses valores, propõe-se a adopção de um novo factor, ao qual chamaremos de factor de saturação κ , que relaciona os valores da co-energia magnética W_c e da energia magnética W , e que se define da seguinte forma:

$$\kappa = \frac{W_c}{W} \quad (6.15)$$

O factor de saturação contabiliza o grau de saturação do circuito magnético, pelo que, quanto maior for o seu valor, maior será a saturação, correspondendo o valor 1 à situação de linearidade do circuito magnético. A variação de κ com a coordenada de posição relativa do secundário x , é mostrada na Fig. 6.7, sendo cada característica obtida para um nível diferente de excitação i .

A observação das características representadas na Fig. 6.7 permite analisar o nível de saturação da máquina, para as posições e para os valores de corrente já referidos. Às posições correspondentes ao não alinhamento, quer à direita, quer à esquerda do pólo do primário, até às respectivas posições de início de alinhamento, para as quais a relutância do circuito magnético é elevada, equivalem factores de saturação próximos da unidade, ou seja, a curva de magnetização é linear, e a influência do aumento da corrente de excitação é quase nula. Para posições entre o início do alinhamento e o alinhamento, o factor de saturação κ é crescente, para atingir o seu valor máximo na posição de relutância mínima (com excepção das curvas correspondentes aos três valores da corrente de excitação mais elevados), onde, mesmo para valores baixos de corrente, esse efeito é considerável. Relativamente à variação das características com a corrente, deve assinalar-se a proximidade entre as curvas, para posições situadas sensivelmente entre $x = -30$ [mm] e $x = -20$ [mm], que correspondem a posições onde se verificam pequenas sobreposições entre os

pólos do primário e os dentes do secundário, e onde é mais notório o efeito das saturações locais, relativamente à saturação do circuito magnético global.

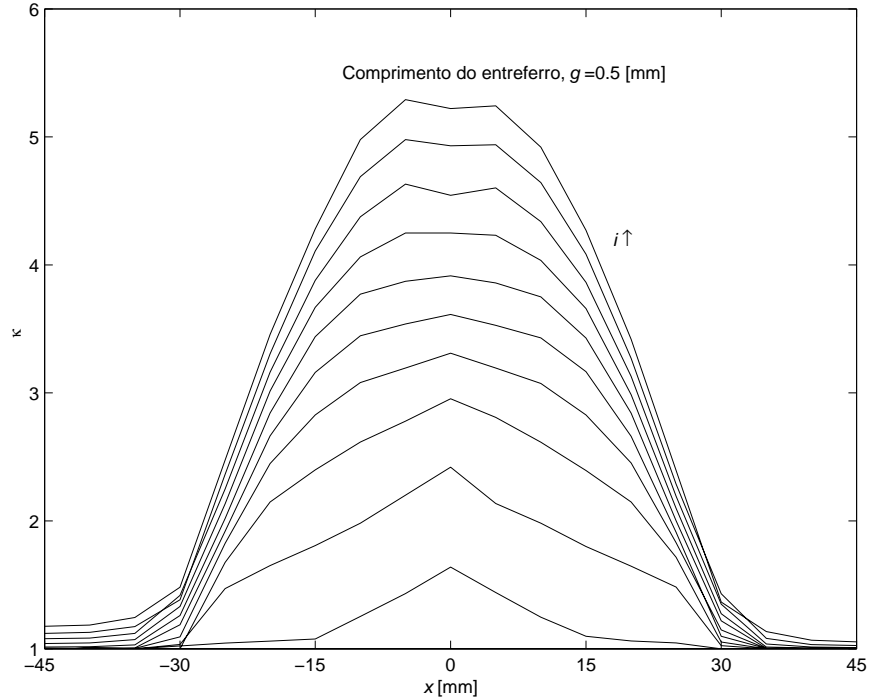


Fig. 6.7 Factor de saturação κ em função da posição relativa do secundário x , para diferentes valores de corrente.

É de salientar a variação do parâmetro de saturação para as três correntes de excitação de valor mais elevado, onde a tendência de crescimento é invertida, na posição de alinhamento; esta tendência resulta do facto de que, para correntes elevadas, as linhas de fluxo de dispersão aumentam ligeiramente através das laminações do estator, verificando-se uma ligeira diminuição da indutância magnética no alinhamento e, conseqüentemente, no declive da curva de magnetização, na zona da saturação. Uma observação atenta das curvas de

magnetização da máquina, Fig. 6.4, permite verificar que a característica da posição de alinhamento tende a declinar, para valores de excitação superiores a sensivelmente 8 [A].

Do ponto de vista da maximização da força de tracção, por análise do comportamento na variação da co-energia, verifica-se que o aumento da corrente de excitação permite obter melhores desempenhos, contudo, esse aumento, a partir de um determinado valor de corrente, não se faz acompanhar por um aumento equivalente na força de tracção e, para além disso, é acompanhado das consequentes limitações térmicas do actuador bem como das limitações ao nível do conversor. No subcapítulo seguinte faz-se uma análise em termos das forças desenvolvidas pelo actuador.

6.7 Forças de tracção e de atracção da máquina

Para conhecer, de uma forma precisa, a força de tracção e a força de atracção desenvolvida pelo actuador, utiliza-se a análise numérica anteriormente apresentada, permitindo averiguar dos seus valores, função da corrente de excitação da bobina, para cada posição relativa do secundário. Sendo estes valores obtidos a partir da simulação de diferentes modelos, onde se consideram diversos valores de corrente para cada posição relativa, optamos por designar estas forças como força de tracção e força de atracção estáticas, e são resultado da decomposição da força desenvolvida pelo actuador, segundo as coordenadas x e y , sendo x a coordenada segundo a direcção do movimento e y a coordenada perpendicular àquela direcção. A Fig. 6.8 mostra as características da força de tracção estática desenvolvida pela máquina, em função da corrente de excitação, que varia entre 1 [A] e 10 [A] com incrementos de 1 [A], para as diferentes

posições relativas do actuador, entre a posição correspondente ao não alinhamento, $x = -45$ [mm], e a posição correspondente ao alinhamento, $x = 0$ [mm], com incrementos de 5 [mm], assinalando-se as curvas para as posições intermédias entre $x = -40$ [mm] e $x = 5$ [mm], de 1 a 8.

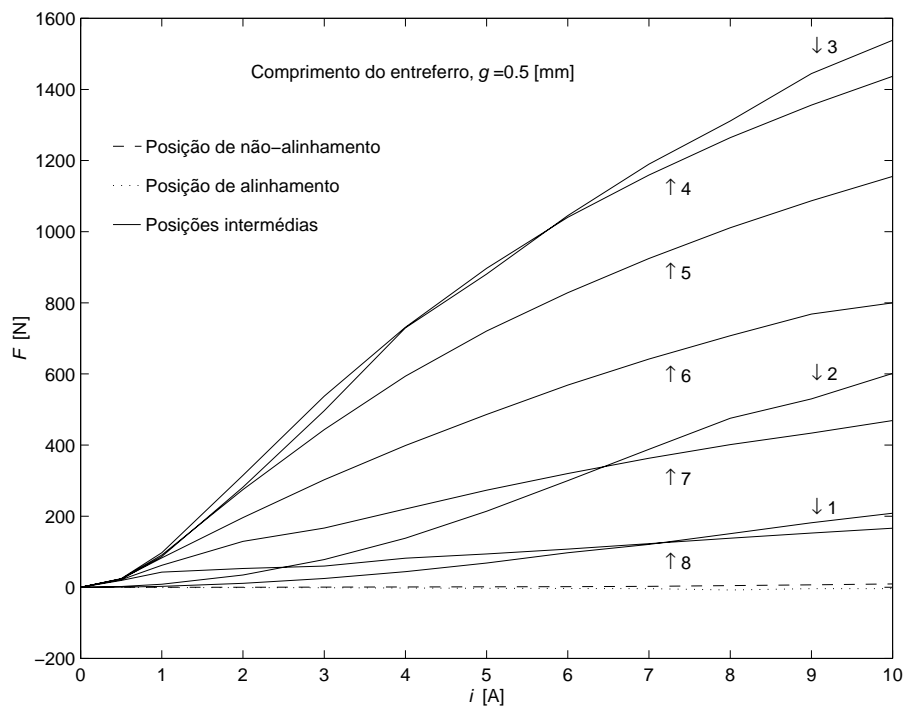


Fig. 6.8 Força de tracção estática F em função da corrente de excitação i , para as diferentes posições relativas do secundário, desde a posição de não alinhamento até à posição de alinhamento.

Da análise da Fig. 6.8 verifica-se que a força desenvolvida na posição de não alinhamento é praticamente nula, qualquer que seja o valor da corrente de excitação simulado, já que esta é a posição de equilíbrio instável, para a qual a

indutância magnética atinge o seu valor mínimo. À semelhança dessa posição, também a característica de variação da força de tracção para a posição de alinhamento, por corresponder à posição para a qual a indutância magnética atinge o seu valor máximo, apresenta valores praticamente nulos, qualquer que seja a excitação. Porém, e como se referiu anteriormente, as simulações foram feitas considerando o alinhamento entre o primeiro dente do secundário e o primeiro pólo do primário, e, por isso, o aparecimento de pequenos valores de força quer na posição de não alinhamento, quer na posição de alinhamento (nesta posição os valores da força são negativos, significando uma tendência do movimento contrário ao das outras posições), traduzem uma pequena assimetria do circuito magnético.

Nas posições intermédias, entre a posição de não alinhamento e a posição de alinhamento, a força de tracção varia de forma quadrática com a corrente (parte linear da curva de magnetização) e atinge valores tanto mais elevados quanto mais nos afastamos da posição de não alinhamento, por serem cada vez maiores os valores da indutância magnética, até que sejam atingidos valores de excitação que remetam o circuito magnético para a saturação; à medida que a posição considerada se afasta da posição de não alinhamento, a passagem entre a zona linear e a zona de saturação é feita através da excitação das bobinas com valores de corrente cada vez menores. Para a posição que corresponde ao início da sobreposição entre secções, dos pólos excitados do primário e dos dentes do secundário (curva 3), a tendência da máquina desenvolver maiores valores de força é invertida, e o incremento no valor da coordenada de posição relativa impõe que os valores de força sejam cada vez menores (curvas 4, 5, 6 e 7); estas posições correspondem a taxas de crescimento do valor da indutância cada vez menores. Esta figura permite conhecer os níveis de excitação favoráveis ao desenvolvimento de forças de tracção mais elevadas, ponderando acerca da

vantagem ou não de levar o actuador a um determinado ponto de funcionamento, já que o aumento do valor da corrente de excitação implica outras contrapartidas, que podem não compensar o aumento da força de tracção. Para além disso, o actuador pode integrar um sistema onde a principal exigência não seja a força de tracção, mas sim, por exemplo, a precisão em termos de posição ou ainda a suavidade durante o movimento.

A Fig. 6.9 mostra o conjunto de características da força de atracção estática da máquina, F_n , em função da corrente de excitação, para diferentes posições relativas do secundário, tendo-se considerado os mesmos valores que os considerados para a obtenção das características da Fig. 6.8. Para a posição de não alinhamento, bem como para posições muito perto desta, a força de atracção da máquina é praticamente nula, só apresentando valores consideráveis para valores de corrente de excitação elevados. À medida que a posição relativa do actuador se aproxima da posição de alinhamento, a componente normal da força vai sendo cada vez maior, até que essa tendência se inverte, já que, para grandes alinhamentos parciais, a força resultante é cada vez menor. Para as posições correspondentes aos alinhamentos parciais, o peso desta componente da força vai tendo cada vez mais importância relativamente à componente transversal da força.

As características da Fig. 6.9 devem ser consideradas conjuntamente com as características da Fig. 6.8 quando se analisa o comportamento da máquina, na medida em que a força atractiva, em sistemas actuadores, é um efeito condicionador do seu desempenho e rendimento. De facto, esta força pode ser extremamente penalizante para a máquina, uma vez que, para determinadas posições relativas, ela contribui para a travagem da máquina e pode mesmo, para alguns níveis da corrente de excitação, provocar a atracção plena entre o secundário e o primário (depende do método de posicionamento relativo entre

as duas partes constituintes da máquina). Por outro lado, valores razoáveis desta força atractiva podem contribuir, nalgumas aplicações, para a redução do atrito da máquina, através da compensação do seu peso, e por isso, aumentar o bom desempenho do actuador.

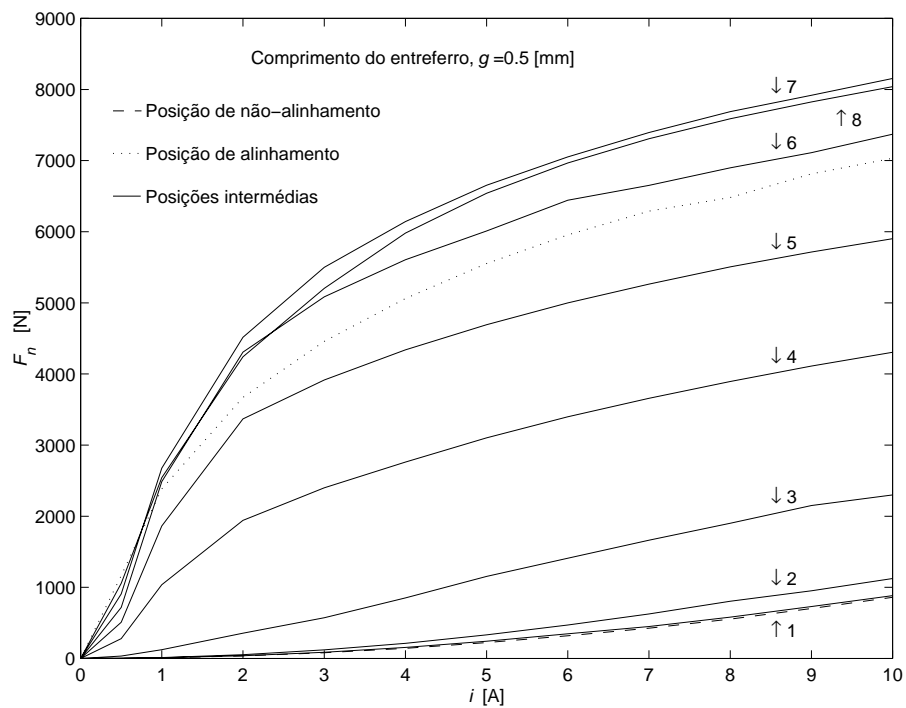


Fig. 6.9 Força de atracção estática F_n em função da corrente de excitação i , para as diferentes posições relativas do secundário, desde a posição de não alinhamento até à posição de alinhamento.

6.8 Forças de tracção médias da máquina

A máquina escolhida e dimensionada no Capítulo 4 é um actuador eléctrico de estrutura linear, alimentado em corrente contínua. Desta forma, a força desenvolvida pela máquina pode ser determinada através da aplicação da equação (6.14), ao longo do percurso efectuado pelo secundário do ALRVC, considerando $i = I = \text{constante}$.

Como se constatou no subcapítulo anterior, as forças desenvolvidas pelo actuador são extremamente variáveis com a posição relativa do secundário, e com a corrente de excitação das bobinas; neste seguimento, pensa-se ser uma boa abordagem a determinação das forças médias ao longo do percurso do secundário [30]. Entendemos aqui como força média F_{med} a força resultante da variação incremental da co-energia magnética, face à variação incremental da posição relativa, para a corrente de excitação constante, e é expressa pela reformulação de (6.14):

$$F_{med} = \left. \frac{\Delta W_c}{\Delta x} \right|_{I=C^{te}} \quad (6.16)$$

Na Fig. 6.10 representam-se as características da força média em função da posição relativa do secundário, desde a posição de não alinhamento à esquerda até à posição de não alinhamento à direita, com incrementos de 1 [mm], para os valores da corrente de excitação de 2, 5 e 10 [A]. As forças negativas correspondem às posições de afastamento do alinhamento, e são por isso contrárias ao sentido positivo de deslocamento, que se tem vindo a adoptar.

Estas curvas podem considerar-se uma medida da tendência do comportamento da máquina à medida que o secundário se desloca. Analisando a variação destas curvas, pode concluir-se acerca do carácter oscilatório da força de translação

desenvolvida por este tipo de actuadores, evidenciado à medida que se aumenta a corrente de excitação, particularmente para posições onde ocorrem sobreposições de secções dos dentes. Por outro lado, verifica-se haver uma tendência favorável de desempenho para posições próximas da posição $x = -30$ [mm] (no caso do deslocamento no sentido referenciado como positivo), sendo então esta posição, ou uma outra próxima dela, uma boa posição de excitação da bobina do actuador. De evitar, constata-se ser a manutenção da excitação em posições onde se verifiquem grandes secções dos dentes em alinhamento.

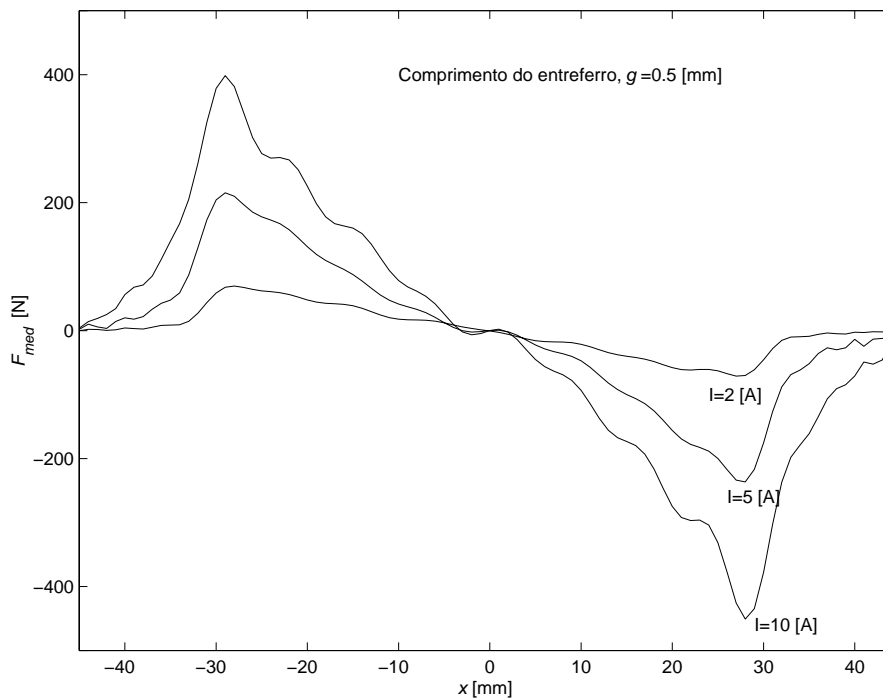


Fig. 6.10 Força de tracção média F_{med} em função da corrente de excitação i , para as diferentes posições relativas do secundário, desde a posição de não alinhamento à esquerda até à posição de não alinhamento à direita.

6.9 Conclusões

A recorrência ao método de elementos finitos permite não só a análise do actuador anteriormente dimensionado do ponto de vista da optimização do dimensionamento analítico, averiguando das implicações da variação da relação da largura dos pólos do primário e dos dentes do secundário, do comprimento do entreferro e da posição relativa entre o primário e o secundário, na distribuição das linhas de fluxo magnético, mas proporciona também a análise do actuador do ponto de vista do seu desempenho, para as diferentes posições relativas e para os diferentes valores de corrente. Sendo a análise deste actuador de grande complexidade, pela não existência de simetrias físicas, pela ocorrência de saturação no circuito magnético, quer em termos globais quer localmente, e, para além disto, porque o seu modelo é de geometria variável com o deslocamento do secundário, a obtenção de características que ilustrem o desempenho do actuador é, conseqüentemente, essencial. Assim, obtiveram-se neste capítulo as características de magnetização, de energia e de co-energia magnética, bem como das forças de tracção e de atracção do actuador, para as diferentes posições relativas do secundário, e para diferentes valores da corrente de excitação.

A análise da curva de magnetização, conjuntamente com a análise das curvas de energia e de co-energia, permitiu averiguar da ocorrência de saturação no circuito magnético, para as diferentes posições e para os diferentes valores de corrente, e da sua implicação no rendimento energético dos ciclos de conversão, tendo-se proposto um parâmetro que contabiliza o nível de saturação do circuito magnético. A análise das características de força de tracção e de força de atracção permitiu prever o desempenho da máquina para as diferentes posições. Sendo a força de tracção o parâmetro principal a maximizar, para a maioria dos

sistemas actuadores, dever-se-á contudo ter em linha de conta, e em simultâneo, a força de atracção desenvolvida, que pode assumir valores extremamente elevados, limitadores do rendimento do actuador, ou mesmo impeditivos da continuidade do funcionamento da máquina, por ocorrência da atracção completa entre o primário e o secundário. Desta forma, conclui-se ser importante a escolha das posições de excitação, baseada na análise conjunta destas duas características. Para completar a análise das forças desenvolvidas pela máquina, adoptou-se o conceito de força média. Este conceito pode ser considerado como uma medida da tendência do comportamento da máquina, consoante o deslocamento do seu secundário. A análise da variação das características da força média permite concluir acerca do carácter oscilatório da força de translação desenvolvida por este tipo de actuadores e, desta forma, estabelecer critérios de controlo, no sentido da escolha das posições de ligação e de desligação da excitação das bobinas, e da escolha do nível da excitação, evitando as posições que proporcionem grandes oscilações na força de tracção e procurando as posições que proporcionem um melhor desempenho do actuador.

CAPÍTULO

7

Caracterização Experimental do ALRVC

Neste capítulo é feita a caracterização experimental do protótipo construído, anteriormente dimensionado e analisado. Fazem parte da análise experimental do actuador os ensaios preliminares para obtenção dos parâmetros de caracterização das bobinas do primário, e o ensaio de aquecimento do protótipo, indicativo das capacidades de tolerância da máquina ao aquecimento, isto é, dos níveis de corrente por ela suportados. Apresenta-se um método de medição da indutância equivalente do actuador, para as diferentes posições relativas do secundário. Os ensaios de tracção, a partir dos quais se determinam as forças desenvolvidas pelo actuador, são descritos e os resultados obtidos são apresentados. Definem-se por último as características funcionais limites do actuador, com o objectivo da sua posterior utilização na concepção futura do sistema de controlo do protótipo. A análise experimental do protótipo, para diferentes comprimentos do entreferro e diferentes níveis de excitação, é acompanhada dos respectivos valores teóricos obtidos a partir da sua simulação numérica.

7.1 Introdução

No Capítulo 4, no Capítulo 5 e no Capítulo 6 dimensionou-se e caracterizou-se teoricamente o ALRVC. Para a análise completa do actuador, é agora necessária a implementação de um protótipo, bem como a sua análise experimental, averiguando quer das suas limitações, quer das suas possibilidades de desempenho. Assim, este capítulo descreve, em primeiro lugar, as fases de construção do protótipo da máquina seleccionada, e tece algumas considerações acerca das soluções técnicas adoptadas para a sua concretização, ilustrando-se sempre que possível, através de fotografias, essas etapas. No que diz respeito aos ensaios efectuados em laboratório, pretende-se reportar aqui, com uma ordem cronológica, os trabalhos efectuados, que foram iniciados pela caracterização prévia das bobinas do primário, antes da sua colocação no banco de ensaio, verificando as boas condições da bobinagem, e obtendo os valores dos seus parâmetros. Dentro do grupo de ensaios anteriores aos ensaios de caracterização do desempenho do actuador, insere-se também o seu ensaio de aquecimento, que representa a referência para a escolha das intensidades da corrente de excitação posteriormente utilizadas na alimentação do actuador durante os ensaios. Sendo o funcionamento deste actuador baseado no princípio da minimização da relutância do circuito magnético, efectua-se um ensaio para obtenção das indutâncias magnéticas correspondentes a cada posição. Os ensaios de tracção, que fornecem os valores da força de propulsão do actuador, são obtidos através de um sistema de medição de forças colocado na máquina, com o primário bloqueado em diferentes posições, e considerando diferentes correntes de excitação das bobinas e regulando-se a distância entre as duas partes constituintes da máquina, de forma a caracterizar da melhor forma possível este actuador. Pensamos que os ensaios descritos ao longo deste

capítulo, bem como os resultados deles obtidos, caracterizam o ALRVC seleccionado e constituem uma referência para a escolha da excitação e das condições para a aplicação dessa excitação, consoante o sistema de accionamento e a aplicação onde este sistema se encontrar inserido, bem como para o futuro trabalho de concepção do seu sistema de controlo.

7.2 Construção do protótipo

Este subcapítulo serve o propósito de descrever as fases de construção do protótipo seleccionado no Capítulo 4, cujos parâmetros de dimensionamento se podem consultar na Tab. 4.1 (Máquina 9) e cujas representações dos projectos dos circuitos magnético e eléctrico se mostram, respectivamente, na Fig. 4.8 e na Fig. 4.9.

A Fig. 7.1 mostra o primário do actuador, onde se podem observar as 6 bobinas, com os respectivos terminais de ligação, que formarão, através da sua ligação em série duas a duas, as três fases do primário, tendo sido utilizado na bobinagem condutor com diâmetro de 1 [mm] e classe de isolamento H (180°C). A laminação do primário foi conseguida através do empilhamento de chapas de ferro ordinário, por impossibilidade de utilização de uma liga de aço magnético, com 0,5 [mm] de espessura. As chapas utilizadas foram cortadas em L, devidamente banhadas em material isolante e empilhadas. O circuito magnético do primário foi então construído através da junção sucessiva dos empilhamentos das chapas, alternadamente invertidos, de forma a que cada par de empilhamentos formassem dois dentes consecutivos. Posteriormente, as camadas de chapas foram fixadas através da colocação de uma base em ferro, devidamente apertada por seis parafusos sextavados posicionados,

sensivelmente, no ponto médio de cada um dos dentes. A Fig. 7.2 mostra um pormenor da fixação e aperto da laminação do primário do actuador.

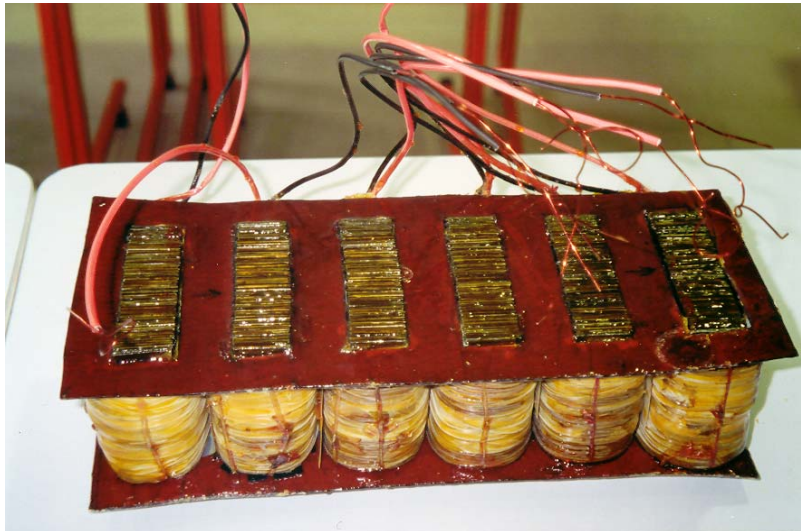


Fig. 7.1 Primário do actuador.

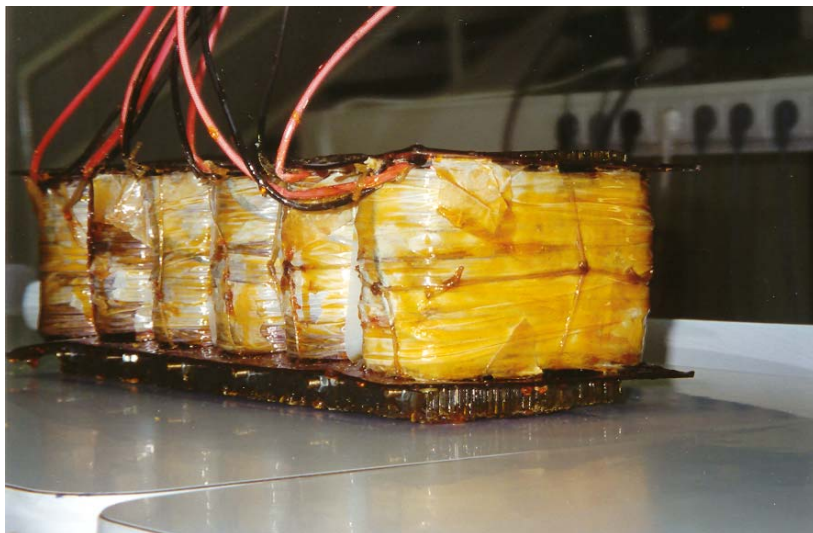


Fig. 7.2 Pormenor de aperto da laminação do primário.

O secundário do actuador, ilustrado fotograficamente na Fig. 7.3, e que idealmente, deveria ser construído através do empilhamento de chapas, foi na verdade realizado pela soldadura de blocos em ferro maciço, de forma paralelepipedal, colocados ao longo de uma barra, também em ferro maciço. Estes blocos foram talhados com comprimento, largura e altura, respectivamente correspondentes aos valores previamente dimensionados para a largura das laminações w , para a largura dos dentes b_s e para a altura das cavas h_s .



Fig. 7.3 Secundário do actuador.

Relativamente à barra, a sua espessura corresponde ao valor encontrado no dimensionamento para a espessura do núcleo do secundário n_p , sendo o seu comprimento o quádruplo do comprimento do secundário dimensionado. Note-se que foi precisamente o valor do comprimento do secundário o factor decisivo na opção construtiva referida. Esta multiplicação do comprimento do

secundário resulta da exigência de um maior curso para o ensaio do actuador, quer para os ensaios de tracção (permite averiguar da influência do posicionamento do secundário no desempenho do actuador, consoante se considerem zonas médias ou zonas nas extremidades do secundário), quer para os futuros ensaios que forem exigidos aquando do estudo do controlo deste actuador. Em termos das anteriores análises do actuador, é de referir que, embora o comprimento do secundário seja diferente, elas continuam válidas, uma vez que a alteração desse comprimento para um múltiplo do comprimento dimensionado, e que resulta no aumento do número de dentes do secundário para 20, não é mais do que considerar o mesmo múltiplo de máquinas 6/4 elementares.

A estrutura metálica utilizada para o posicionamento das partes constituintes do actuador, bem como para a realização dos ensaios experimentais, foi construída em forma de pórtico, como se mostra na Fig. 7.4. Este pórtico é constituído por um tabuleiro horizontal, no qual se soldaram duas guias em forma de V invertido, nas quais o primário do actuador desliza, e duas calhas colocadas ao longo de toda a estrutura, que impedem o primário de subir, por influência da força atractiva no sentido do secundário.

Verticalmente, foram colocadas 4 barras inclinadas ao longo da estrutura, com igual espaçamento entre si, que, para além de suportarem o secundário, permitem, através de 2 parafusos sem fim por barra, a regulação do comprimento do entreferro, e cujo pormenor se mostra na Fig. 7.5.

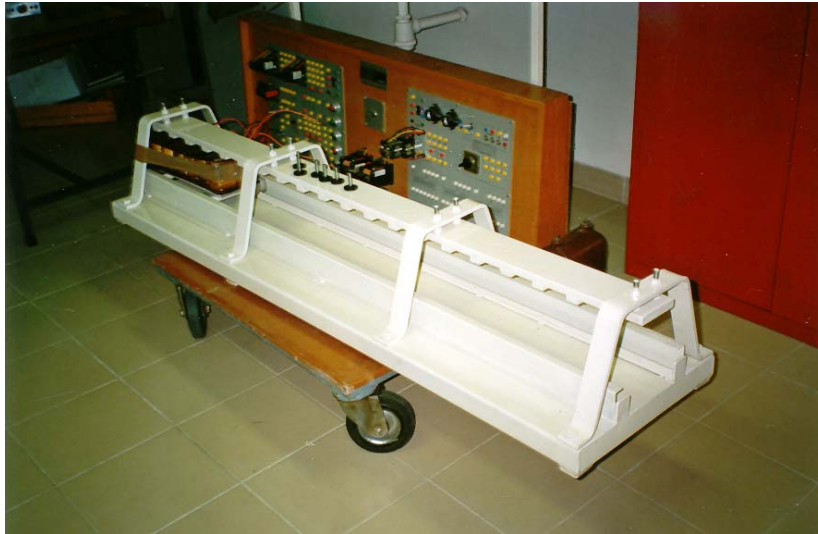


Fig. 7.4 Banco de ensaio.

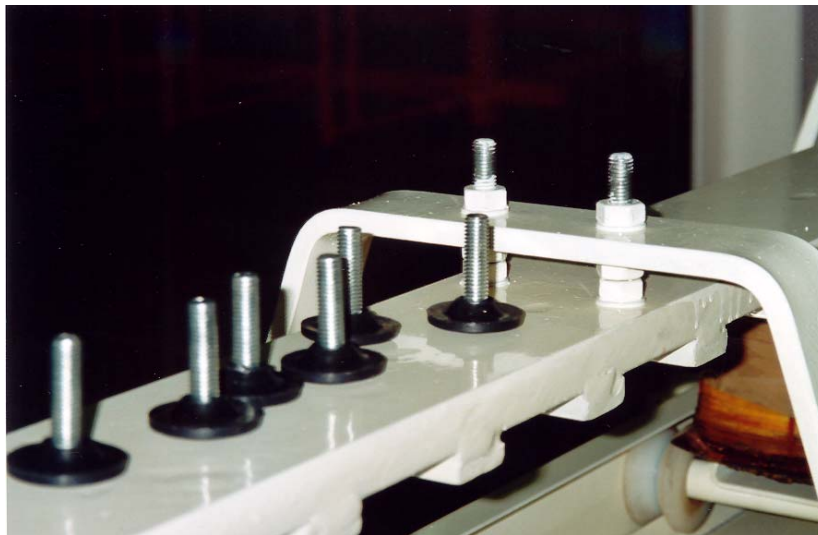


Fig. 7.5 Pormenor do banco de ensaio. Regulação do comprimento do entreferro e sistema de rolamento, com rodízios de PVC.

A escolha da parte móvel do actuador, como sendo o primário, foi sustentada pelo critério do menor peso e da facilidade de deslocamento, tendo sido o posicionamento relativo entre as duas partes constituintes do actuador, determinado também pela vantagem do peso do primário e das forças atractivas terem sentidos contrários.

Ao primário do actuador foi adaptado uma base metálica com 4 rodízios em PVC, rasgados, permitindo não só o seu encaixe nas duas guias longitudinais, mas também reduzir o atrito do actuador. A fotografia de pormenor da Fig. 7.5 permite a visualização do sistema de guiamento do primário.

Para que o deslocamento do primário do actuador se fizesse da forma mais facilitada possível, colaram-se os condutores terminais das bobinas ao corpo do primário, como se mostra na Fig. 7.6, e, na extremidade deste, colou-se uma plataforma acrílica com as ligações das bobinas aos condutores flexíveis, de comprimento um pouco superior ao curso do actuador.

Os condutores foram por sua vez colocados no interior de uma correia articulada, normalmente utilizada em robótica, colocada por baixo do primário, permitindo o deslocamento deste em ambos os sentidos, como se pode ver na Fig. 7.7.

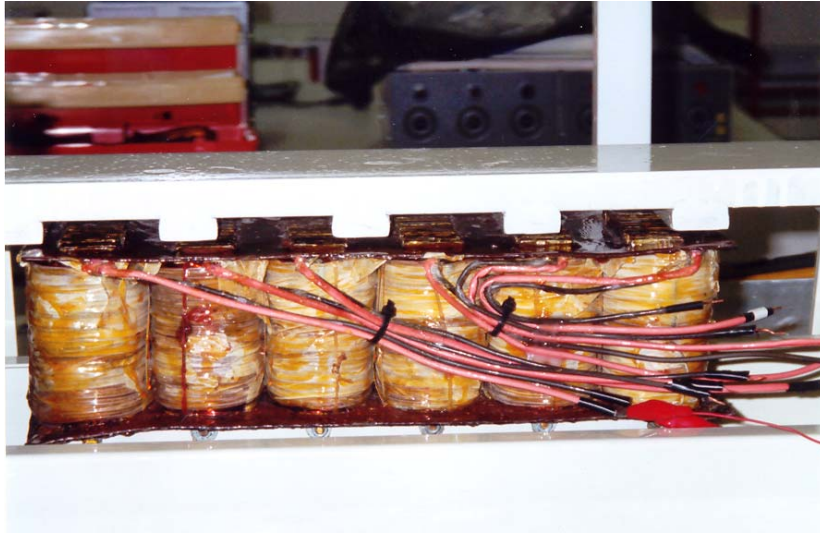


Fig. 7.6 Pormenor da ligação exterior das bobinas.



Fig. 7.7 Pormenor da correia articulada com os condutores no seu interior.

7.3 Ensaio preliminar de determinação dos parâmetros das bobinas

Com o objectivo da caracterização das bobinas do primário do actuador e da verificação das boas condições de cada uma delas, procedeu-se ao ensaio de determinação do valor das suas resistências, bem como do valor dos seus coeficientes de indução própria.

Teoricamente, a resistência por bobina R_b pode ser determinada através da seguinte relação:

$$R_b = \rho_{cu} \frac{L_1}{S_{cu}} N \quad (7.1)$$

onde ρ_{cu} é a resistividade do cobre, L_1 é o comprimento equivalente da bobina (comprimento médio), S_{cu} é a secção recta do condutor do enrolamento e N é o número de espiras da bobina. Como se referiu no Capítulo 3, o comprimento equivalente da bobina pode, por sua vez, ser estimado através da expressão:

$$L_1 = 2w + 1,2 \pi b_p \quad (7.2)$$

onde w representa a largura das laminações do actuador, e b_p a largura dos dentes do primário.

Por conjugação de (7.1) e (7.2), e considerando ainda os valores obtidos do dimensionamento do actuador, no subcapítulo 4.4, Tab. 4.1, obtém-se para o valor da resistência por bobina:

$$R_b = 1,7 \times 10^{-8} \frac{321 \times 10^{-3}}{\pi \left(\frac{1 \times 10^{-3}}{2} \right)^2} \times 640 = 4,4 [\Omega] \quad (7.3)$$

O cálculo teórico do coeficiente de indução das bobinas não foi efectuado, pois, na procura de directivas de procedimento, não se encontrou referências a bobinas com a topologia das que se analisam. Para além deste facto, refira-se que, sendo o núcleo magnético da bobina de estrutura complexa, as linhas do fluxo de indução magnética encontram disponíveis diversos caminhos, quer através do ar, quer através dos núcleos das bobinas na sua vizinhança, o que impossibilita o conhecimento da verdadeira geometria do circuito magnético da bobina. Assim sendo, procedeu-se à medição das resistências das seis bobinas e dos coeficientes de indução, através da utilização de uma ponte de medida. Os valores obtidos encontram-se expostos na Tab. 7.1, podendo verificar-se a grande homogeneidade das bobinas em termos do valor da resistência, e de acordo com o valor calculado teoricamente.

Tab. 7.1 Valores dos parâmetros das bobinas dos enrolamentos.

	Bobina 1	Bobina 2	Bobina 3	Bobina 4	Bobina 5	Bobina 6
R_b [Ω]	4, 5	4, 5	4, 4	4, 4	4, 5	4, 5
L_{50Hz} [mH]	195	231	242	235	228	202
L_{100Hz} [mH]	189	227	236	229	224	195
L_{1kHz} [mH]	166	209	212	207	205	168

Os valores dos coeficientes de indução são ligeiramente diferentes entre si, notando-se um acréscimo sucessivo do valor entre as bobinas 1 e 3 e depois um decréscimo entre as bobinas 4 e 6. Note-se que são precisamente as bobinas colocadas na parte central do circuito magnético do actuador as que apresentam maior coeficiente. As fases 1, 2 e 3 do actuador são obtidas respectivamente,

pela ligação em série das bobinas 1 e 4, 2 e 5 e 3 e 6, pelo que, o desequilíbrio que existe entre os valores dos coeficientes se desvanece, podendo-se considerar o circuito do primário como sendo perfeitamente equilibrado.

7.4 Ensaio preliminar de aquecimento

As análises electromagnética e mecânica são determinantes no projecto de uma máquina eléctrica, no que concerne às suas características geométricas e de laminação, bem como aos materiais a utilizar, e ainda no dimensionamento dos seus enrolamentos. Através delas poder-se-á determinar quais as forças desenvolvidas pela máquina e as tensões e correntes envolvidas na sua excitação, para diferentes condições de funcionamento. Já quanto à análise térmica das máquinas, que é manifestamente uma análise complexa, envolvendo transferências de calor, e onde a distribuição da temperatura se torna difícil de determinar, não é tão evidente para o projectista a necessidade dessa análise dever ser feita de uma forma rigorosa, quer pela pouca interferência que ela eventualmente poderá ter no processo térmico, quer por não ser declaradamente influente no desempenho da máquina. A principal preocupação em termos de comportamento térmico da máquina será então pós-dimensionamento e servirá como referência acerca das capacidades de tolerância da máquina ao aquecimento, isto é, da disposição da máquina para suportar os diferentes níveis de corrente e durante quanto tempo, sem que os materiais isolantes atinjam a ruptura térmica, o que representaria a destruição da máquina.

De facto, a limitação da temperatura na máquina é preponderante para a preservação do isolamento dos condutores e também para a prevenção do

aquecimento excessivo na zona envolvente da máquina. A “duração” dos isolamentos eléctricos pode ser considerada inversamente proporcional ao aumento de temperatura e com variação exponencial, sendo que, para um aumento sustentado de 10 [°C], a vida média do isolamento vê-se reduzida para 50% [25]. Saliente-se que, actualmente, a unidade de temperatura do sistema internacional de unidades (SI) é o Kelvin. Todavia, para melhor compreensão e percepção dos valores de temperatura com que trabalhamos, optou-se por considerar nesta dissertação a unidade industrial [°C], como, aliás, é ainda usual na prática.

7.4.1 Curva de aquecimento

Considere-se a máquina em análise um corpo homogéneo, aquecido a um ritmo constante e colocado num ambiente de ventilação natural e invariante. O aumento da temperatura da máquina será directamente dependente da potência de aquecimento, ou calorífica, fornecida, e inversamente dependente da capacidade de transferência de calor para o exterior. À situação de equilíbrio térmico corresponde uma potência de dissipação igual à potência de aquecimento, estabelecendo-se então um valor de temperatura de equilíbrio. Para um intervalo de tempo dt , o balanço energético correspondente ao aquecimento da máquina pode ser expresso em termos da seguinte equação diferencial [6,7]:

$$P_{in} dt = Q + P_{diss} dt \quad (7.4)$$

onde P_{in} representa a potência fornecida à máquina, Q a energia de aquecimento da máquina e P_{diss} a potência dissipada para o exterior (por radiação, convecção ou condução).

A energia armazenada pela máquina, para uma elevação da sua temperatura de ΔT , depende da massa da máquina M e do calor específico do material c , sendo expressa pela seguinte equação:

$$Q = Mc \Delta T \quad (7.5)$$

A dissipação de energia para o exterior pode ser feita por (1) convecção, (2) radiação e (3) condução. Considera-se neste estudo somente a dissipação por convecção natural, atendendo a que a dissipação por radiação é muito reduzida quando comparada com a dissipação por convecção (menor que 1%, considerando a emissividade do ferro cinzento), e a dissipação por condução não é aplicável, considerando-se o conjunto enrolamentos/circuito magnético um corpo, aquecido homogeneamente e sem contacto térmico com a estrutura de apoio (a máquina estabelece contacto com o banco de ensaio através de rodas de material plástico, que é um material com baixa condutividade térmica). Desta forma, a energia dissipada por convecção natural, é dada pela Lei de Newton:

$$P_{diss} = hS \Delta T \quad (7.6)$$

sendo h o coeficiente de transferência de calor e S a área da superfície total de dissipação da máquina.

Relativamente à equação (7.4), poder-se-ão considerar duas situações limite, para o cálculo das condições iniciais do problema:

- (1) Suposição de toda a energia fornecida à máquina ser dissipada, não aumentando portanto a sua temperatura ($\Delta T = 0$); a equação (7.4) seria então da forma:

$$P_{in} dt = hST_1 dt \quad (7.7)$$

sendo T_1 o aquecimento de regime permanente.

Desta forma, ter-se-á:

$$T_1 = \frac{P_{in}}{hS} \quad (7.8)$$

- (2) Suposição de toda a energia fornecida à máquina ser armazenada, não se manifestando dissipação, até que se atingisse o aquecimento de regime T_1 , sendo assim a equação (7.4) da forma:

$$P_{in} dt = Mc \Delta T \quad (7.9)$$

Esta equação permite determinar a constante de tempo τ , ao fim da qual o aquecimento de regime permanente é alcançado:

$$P_{in} \tau = Mc T_1 \quad (7.10)$$

Por conjugação das equações (7.8) e (7.10), a constante de tempo térmica representa-se ainda por:

$$\tau = \frac{Mc}{hS} \quad (7.11)$$

Diferenciando a equação (7.4), e considerando as condições iniciais (7.8) e (7.11), obtém-se a solução do problema do aquecimento da máquina, que é da forma:

$$\Delta T = T_1 \left(1 - e^{-\frac{hS}{Mc} t} \right) \quad (7.12)$$

Esta equação, considerando que a temperatura se eleva a partir de um valor de temperatura inicial, que corresponde à temperatura ambiente T_{amb} , e que o

aquecimento de regime é atingido com a temperatura final T_f , ($T_1 = T_f - T_{amb}$), é da forma:

$$T - T_{amb} = (T_f - T_{amb}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (7.13)$$

Considerando valores por unidade (pu), tomando como base do tempo a constante de tempo, e como base do aquecimento o máximo aquecimento, tem-se:

$$T^* = \frac{T - T_{amb}}{T_f - T_{amb}} \quad \text{e} \quad t^* = \frac{t}{\tau} \quad (7.14)$$

Substituindo agora as expressões (7.14) em (7.13), obtém-se a equação em valores pu :

$$T^* = 1 - e^{-t^*} \quad (7.15)$$

cuja função se representa na Fig. 7.8, e para a qual se conclui que a curva de aquecimento em valores pu é válida para qualquer máquina em estudo, evolui exponencialmente para a assíntota horizontal, que corresponde ao aquecimento de regime ($T = T_1 = T_f - T_{amb}$), ou seja $T^* = 1$, e a sua tangente geométrica no ponto (0,0) intersecta a referida assíntota em $t^* = 1$, que corresponde à constante de tempo térmica do sistema.

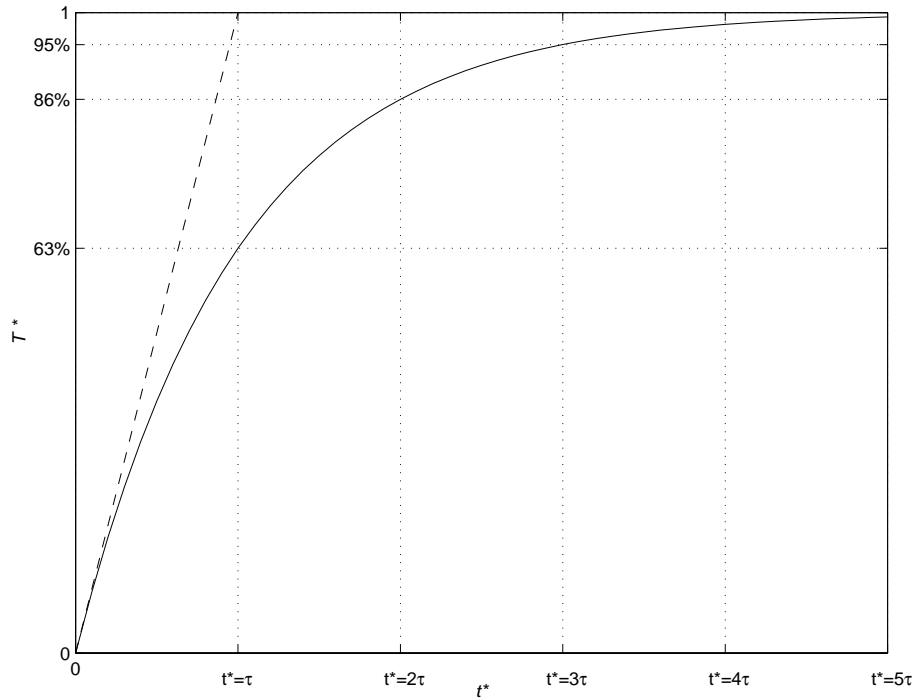


Fig. 7.8 Curva universal de aquecimento.

Assim, conhecendo o aquecimento de regime, imediatamente se pode obter da curva o valor da constante de tempo térmica. O aquecimento de regime pode ser determinado por conjugação dos valores de aquecimento ΔT , obtidos experimentalmente para espaços de tempo Δt , com a “tendência” de crescimento da curva de aquecimento obtida, isto é, por extrapolação até T_1 da derivada desta função em ordem ao tempo:

$$\frac{dT^*}{dt^*} = e^{-t^*} = 1 - T^* \quad (7.16)$$

ou, substituindo pelos valores de temperatura e de tempo, absolutos,

$$\tau = \frac{T_f - T}{\frac{\Delta T}{\Delta t}} \quad (7.17)$$

7.4.2 Curva de arrefecimento

Considere-se que a fonte energética de aquecimento foi desligada da máquina. Neste caso, e após se ter dado todo o processo de aquecimento até ao regime permanente de equilíbrio térmico, a equação do balanço energético é agora, e similarmente à equação (7.4):

$$0 = Q + P_{diss} dt \quad (7.18)$$

ou seja:

$$0 = Mc \Delta T + hS\Delta T dt \quad (7.19)$$

cuja solução é:

$$T - T_{amb} = (T_f - T_{amb}) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (7.20)$$

ou, em valores *pu*:

$$T^* = e^{-t^*} \quad (7.21)$$

A função (7.21) está representada na Fig. 7.9, e para a qual se conclui que a curva de arrefecimento em valores *pu* é válida para qualquer máquina em estudo, evolui exponencialmente para a assíntota horizontal que corresponde ao aquecimento nulo, isto é, a temperatura tende para a temperatura ambiente ($T^* = 0$), e a sua tangente no ponto (0,1) intersecta a referida assíntota em $t^* = 1$, que corresponde à constante de tempo térmica do sistema. Na realidade, as constantes de tempo térmicas no aquecimento e no arrefecimento não são iguais, sendo a constante de tempo de aquecimento obviamente menor que a de arrefecimento.

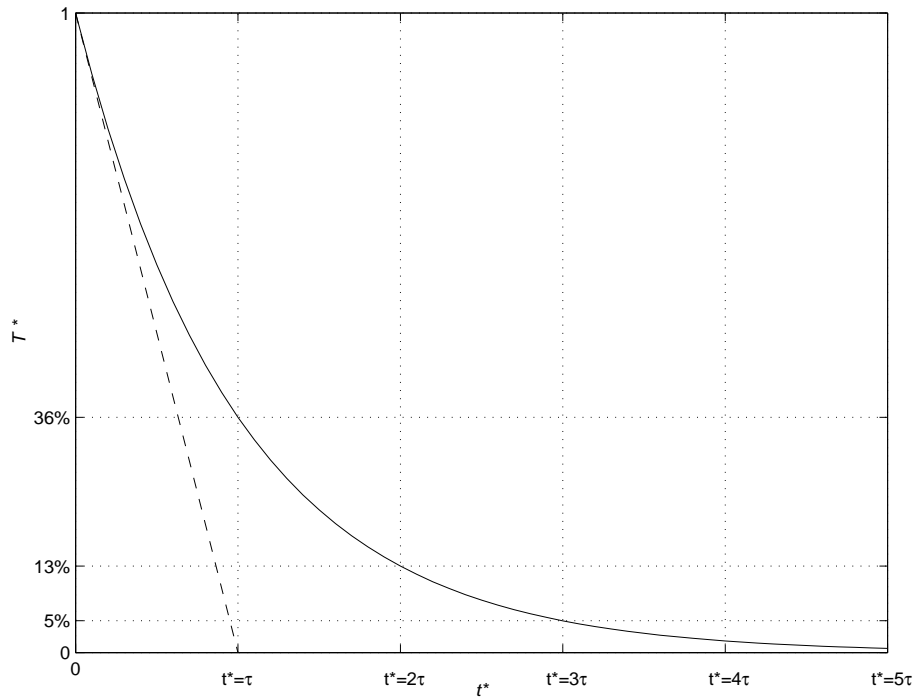


Fig. 7.9 Curva universal de arrefecimento.

7.4.3 Corrente máxima admissível pelo ALRVC

Para se determinar os valores de corrente que a máquina suporta e durante quanto tempo, pode efectuar-se um ensaio de aquecimento e de arrefecimento, medindo-se a temperatura através do método indirecto de medição da resistência dos enrolamentos.

Como se sabe, a resistência óhmica de um condutor varia com a temperatura segundo a expressão:

$$R_T = R_{amb}[1 + \alpha(T - T_{amb})] \quad (7.22)$$

onde R_T representa o valor da resistência do condutor à temperatura T , R_{amb} a

sua resistência à temperatura ambiente T_{amb} e α é o coeficiente de temperatura do material.

Da equação da variação da temperatura no arrefecimento, (7.20), e da equação da variação da resistência com a temperatura, obtém-se:

$$R_f = R_{amb} + (R_f - R_{amb})e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (7.23)$$

considerando como resistência final R_f , o valor da resistência medido em $t = 0$, que corresponde ao instante inicial do ensaio de arrefecimento e o tempo final do ensaio de aquecimento.

A curva da variação da resistência óhmica dos enrolamentos com o tempo, resultante dos ensaios, terá então um andamento similar ao representado na Fig. 7.9.

Se, na equação (7.23), se substituírem os dois valores de resistência (R_1 e R_2) medidos em dois instantes de tempo t_1 e $t_2 = 2t_1$, respectivamente, obtém-se o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} R_1 = R_{amb} + (R_1 - R_{amb})e^{-\frac{t_1}{\tau}} \\ R_2 = R_{amb} + (R_2 - R_{amb})e^{-\frac{2t_1}{\tau}} \end{cases} \quad (7.24)$$

cuja solução será:

$$\begin{cases} R_f = \frac{(R_1 - R_{amb})^2}{R_2 - R_{amb}} + R_{amb} \\ \tau = \frac{t_1}{\ln \frac{R_1 - R_{amb}}{R_2 - R_{amb}}} \end{cases} \quad (7.25)$$

Da equação (7.22), e com base no valor obtido no sistema de equações anterior, pode determinar-se a temperatura final T_f , que corresponde à resistência final R_f . Com base nas equações (7.10) e (7.11), e sendo $P_{in} = RI^2$, considerando a corrente que corresponde ao equilíbrio térmico, a sobrelevação de temperatura (aquecimento) é:

$$T_f - T_{amb} = \frac{R_f - R_{amb}}{hS} I^2 \quad (7.26)$$

Interessa então determinar qual a corrente máxima que a máquina pode suportar, corrente nominal, de tal forma que a temperatura máxima admissível pela classe de isolamento não seja ultrapassada. Rescrevendo assim a equação (7.26) para valores máximos, obtém-se:

$$T_{máx} - T_{amb} = \frac{R_{máx} - R_{amb}}{hS} I_{máx}^2 \quad (7.27)$$

Com base nas equações anteriores, (7.26) e (7.27), é possível determinar a corrente máxima admissível na máquina, tendo em consideração o limite de aquecimento que a sua classe de isolamento impõe:

$$I_{máx} = I \sqrt{\frac{T_{máx} - T_{amb}}{T_f - T_{amb}}} \quad (7.28)$$

Partindo dos cálculos da constante de tempo térmica e da corrente máxima, que é teoricamente suportada durante um tempo infinito, e atendendo à equação (7.20), pode-se calcular, para valores de corrente superiores à nominal, os tempos t durante os quais a máquina suporta esses valores:

$$t = -\tau \ln \left[1 - \left(\frac{I_{máx}}{I} \right)^2 \right] \quad (7.29)$$

7.4.4 Resultados do ensaio de aquecimento/arrefecimento

O protótipo do actuador foi submetido em laboratório a um ensaio de aquecimento/arrefecimento com o objectivo de determinar a corrente nominal do actuador e para que se estabelecesse o leque de correntes “seguras” a que a máquina poderá ser alimentada e por quanto tempo.

Os enrolamentos do primário do actuador foram ligados em série e alimentados em corrente contínua, de tal forma que o aquecimento fosse homogéneo, e desta forma a transferência de calor também fosse homogénea nas diferentes partes constituintes do actuador. Este procedimento procura satisfazer ainda a suposição efectuada de que a dissipação se processa unicamente por convecção natural e, portanto, a máquina é um corpo uno, sem dissipação por condução entre as diferentes partes que a constituem. A resistência dos enrolamentos “a frio” foi medida, bem como o valor da temperatura ambiente. Posteriormente, alimentou-se o primário do actuador com uma corrente inicial de 4 [A], durante um curto espaço de tempo, elevando-se assim a temperatura da máquina e, conseqüentemente, a sua resistência. Através de um amperímetro de quadro móvel, mantendo constante a tensão de alimentação, foi-se verificando a variação da corrente, resultante do aumento da resistência. A tensão de alimentação foi sendo diminuída gradualmente e, para cada patamar de alimentação, verificou-se a variação na corrente (auscultadora da variação da resistência, consequência da variação de temperatura na máquina). Para um valor de 2 [A], a resistência manteve-se constante, pelo que foi atingido o equilíbrio térmico da máquina. Por conseguinte, a alimentação do primário do actuador foi desligada e o processo de arrefecimento iniciou-se. Através da ligação de uma ponte de medida aos terminais dos enrolamentos do actuador, foram-se medindo os valores de resistência, que correspondiam a cada fase temporal do processo, medindo-se o tempo através de um cronómetro, até que a

resistência inicial (R_{amb}) fosse novamente atingida (os valores das resistências R_1 e R_2 , para dois instantes t_1 e $2t_1$, foram medidos nos 2 e 4 minutos após o início do arrefecimento, e são necessárias à determinação da resistência de aquecimento de regime, R_f , e da constante de tempo térmica, τ). Por substituição no sistema de equações (7.25), obteve-se:

$$R_f = 30,53 [\Omega] \text{ e } \tau = 19 [\text{min}].$$

Os valores obtidos durante o ensaio de aquecimento/arrefecimento do actuador são mostrados na Tab. 7.2, e na Fig. 7.10 mostra-se a curva de arrefecimento, onde se pode ver, representado a traço cheio, o andamento da característica de arrefecimento teórica, tendo como assíntota a recta $R = R_{amb}$ e como tangente à curva no ponto $(0, R_f)$ uma recta que intersecta a assíntota em $t = \tau$. Com o símbolo “o” representam-se os valores lidos no ensaio, que se prolongou até que o actuador arrefecesse completamente, o que correspondeu a um tempo de ensaio de 123 minutos.

A corrente nominal do actuador, por aplicação da equação (7.28), pode ser obtida, atendendo a que a classe de isolamento dos enrolamentos é H, para a qual as normas estabelecem um sobreaquecimento máximo admissível de 125 [°C]. Assim sendo, como a temperatura final T_f , correspondente à resistência final R_f , é, atendendo a (7.22),

$$T_f = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{R_f}{R_{amb}} - 1 \right) + T_{amb} = 54 [\text{°C}] \quad (7.30)$$

onde $\alpha = 0,0038 [\text{°C}^{-1}]$ representa o coeficiente de temperatura do cobre, será:

$$I_N = I_{m\acute{a}x} = I_{est} \sqrt{\frac{125}{T_f - T_{amb}}} = 4 [\text{A}], \quad (7.31)$$

corrente à qual corresponde uma densidade de corrente J com o seguinte valor:

$$J = \frac{I_{máx}}{S_{Cu}} = \frac{4I_{máx}}{\pi d_{Cu}^2} = 5,1 \text{ [A/mm}^2\text{]}, \quad (7.32)$$

sendo d_{Cu} o diâmetro do fio de bobinagem.

Tab. 7.2 Resultados do ensaio de aquecimento/arrefecimento do ALRVC. $T_{amb} = 21,7 \text{ [}^\circ\text{C]}$; $R_{amb} = 27,2 \text{ [\Omega]}$; $I_{est} = 2 \text{ [A]}$.

$t \text{ [min]}$	$R \text{ [\Omega]}$
0	30,53
2	30,20
4	29,90
6	29,70
8	29,50
10	29,30
15	28,80
20	28,40
25	28,20
30	28,00
35	27,90
40	27,80
45	27,70
50	27,60
60	27,50
65	27,40
80	27,40
95	27,30
105	27,30
123	27,20

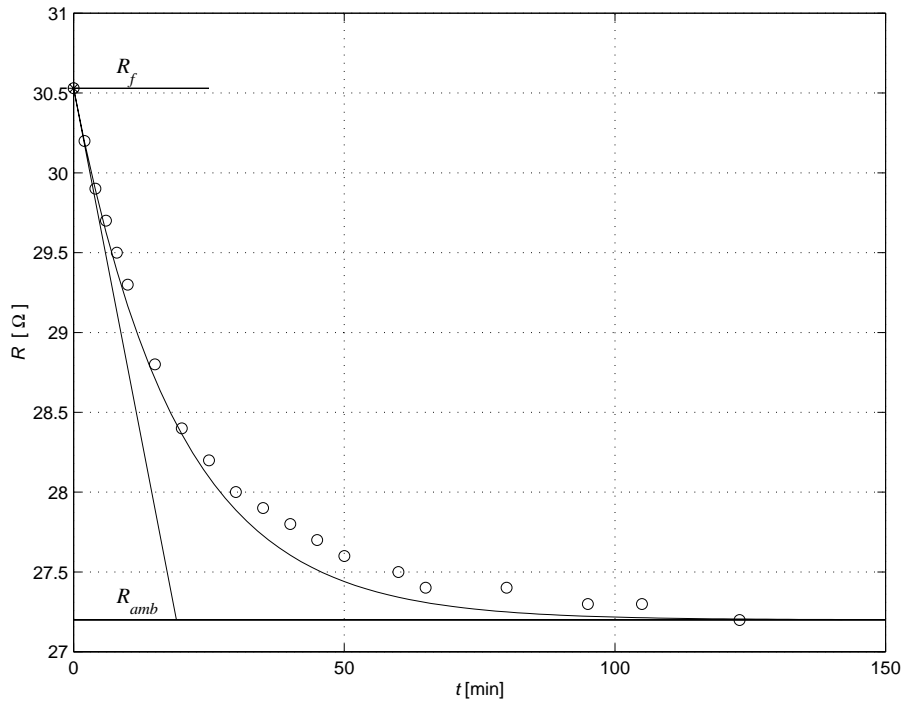


Fig. 7.10 Curva de arrefecimento do ALRVC.

O valor encontrado para a densidade de corrente no condutor, (7.32), está dentro da gama de valores típicos adoptados no dimensionamento de máquinas com ventilação natural [25]. Contudo, a relação entre o aquecimento e a densidade de corrente não é directa, já que é preponderante a forma de bobinagem dos enrolamentos e a sua superfície de dissipação térmica.

Através da equação (7.29) calculam-se os valores da corrente admissível em função do tempo, $I(t)$, cujo andamento se mostra na Fig. 7.11.

Da análise desta característica, é assim possível saber-se, de forma directa, qual o tempo que o actuador suporta, em segurança, um determinado valor de corrente. A curva tende para a assíntota $I(t) = I_{máx}$, ou seja, teoricamente o actuador suporta a corrente de 4 [A] durante um tempo infinito.

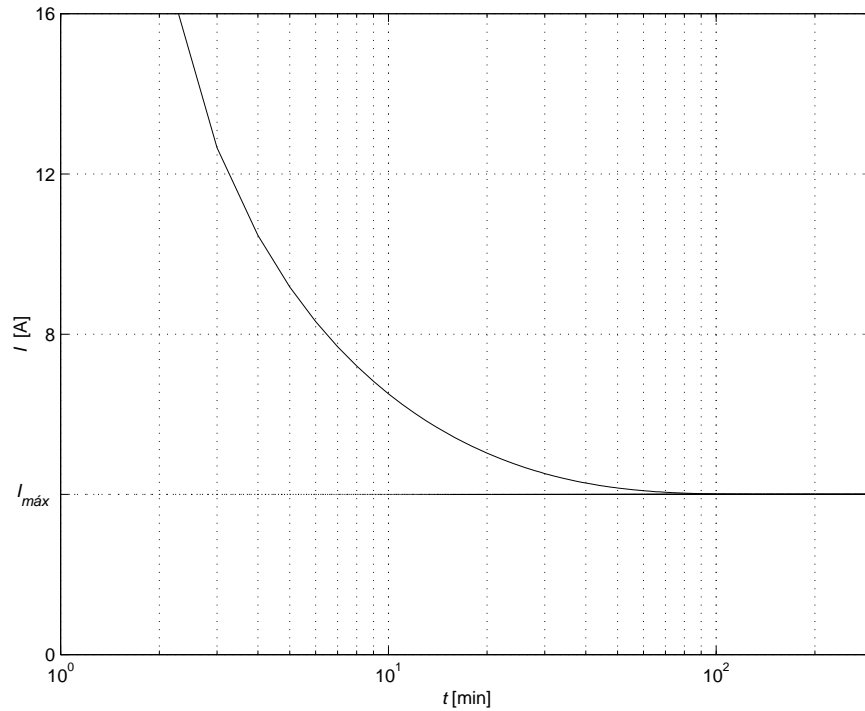


Fig. 7.11 Correntes admissíveis pelo ALRVC em função do tempo.

A Fig. 7.12 mostra a variação dos valores da capacidade de sobrecarga, sc , do actuador, em função do tempo. Define-se como sobrecarga, a corrente da máquina em pu , tomando como corrente base a corrente máxima admissível em regime permanente, $I_{máx}$, ou seja:

$$sc = \frac{I_{máx}}{I} \quad (7.33)$$

A função $sc(t)$ é geral, não dependendo do sistema em análise.

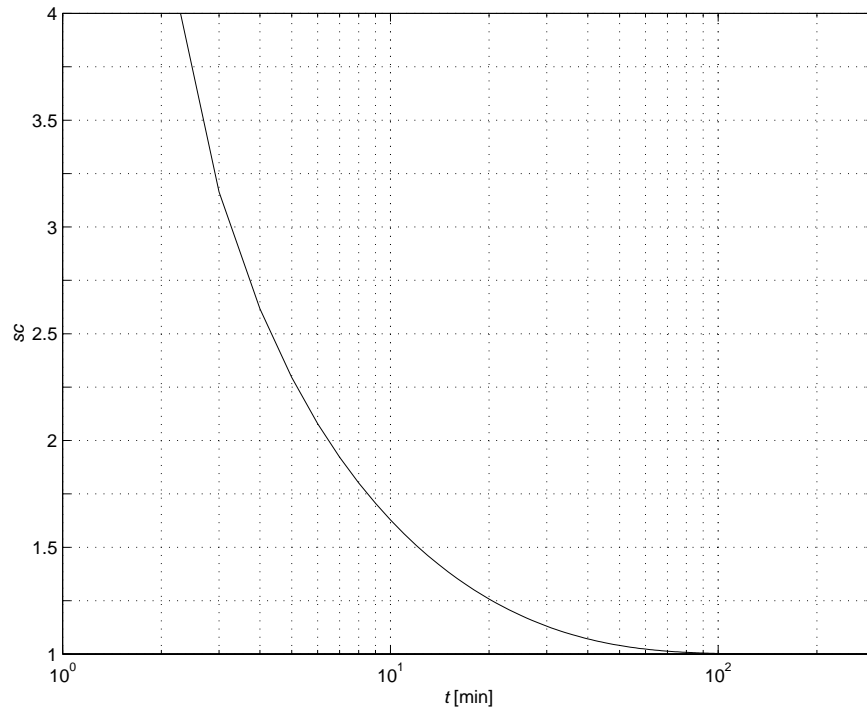


Fig. 7.12 Capacidade de sobrecarga do ALRVC em função do tempo.

As curvas características obtidas neste subcapítulo são orientadoras da conduta a seguir no decorrer dos ensaios descritos nos subcapítulos subsequentes, já que, a partir dessas curvas, se impõem limites de excitação em permanência. Para os ensaios em que se eleva a corrente acima do seu valor nominal, os tempos máximos admissíveis, correspondentes a cada corrente, serão respeitados, por forma a manter-se a segurança térmica do actuador. Refira-se ainda que o valor obtido no dimensionamento analítico (onde não se considera a forma das bobinas nem a sua capacidade de dissipação) corresponde sensivelmente ao valor obtido para a corrente nominal no ensaio de aquecimento/arrefecimento do actuador.

7.5 Ensaio para a determinação da variação da indutância do actuador

Como se referiu anteriormente, o funcionamento do tipo de máquinas aqui em análise baseia-se no princípio de minimização da relutância magnética do circuito, ou na maximização da indutância magnética. Das referências que se podem encontrar acerca destas máquinas, por exemplo em [14,39,49], a maior parte delas relativas a máquinas rotativas, a indutância é analisada na sua forma idealizada. Assim, e como se mostra no Capítulo 2, idealmente a variação da indutância com a posição varia de forma mais ou menos triangular, com zonas de crescimento linear, desde a posição do início do alinhamento até à posição do alinhamento, posição esta onde se atinge o máximo da função, e com zonas de decrescimento linear desde a posição de alinhamento até à posição de não alinhamento, para aí atingir o seu mínimo. Nestas referências, também a análise em termos da influência do valor da corrente de excitação não é considerada, e, por isso, não se considera o carácter da propensão à saturação destas máquinas, encontrando-se contudo em [49] uma análise qualitativa dessa influência.

Neste ensaio, pretende-se assim determinar a variação da indutância do circuito magnético do actuador, para as diferentes posições relativas, e para diferentes valores de corrente, averiguando-se da influência da saturação no seu valor.

O cálculo teórico da relutância magnética, ou da indutância magnética, faz-se frequentemente de uma forma aproximada, admitindo que o campo é uniforme em troços homogéneos do circuito magnético [18,19]. Considere-se então a situação de alinhamento do ALRVC, cuja representação esquemática se mostra na Fig. 7.13. Nesta figura representam-se as linhas do fluxo de indução magnética e, atendendo ao peso relativo das linhas do fluxo de dispersão, admite-se que todo o fluxo se fecha através de um corredor que é constituído

pelos núcleos das bobinas e pelo pedaço do primário entre elas (troço de comprimento l_p), pelos dois troços do entreferro entre os dentes alinhados (troços de comprimento $l_e = g$), e pelo troço do secundário entre os dentes alinhados (troço de comprimento l_s). Este corredor por onde se fecham as linhas de campo é subdividido em regiões que lhes facultam diferentes níveis de oposição; a permeabilidade magnética no primário e no secundário considera-se igual e representa-se por μ , sendo μ_0 a permeabilidade magnética das regiões do entreferro.

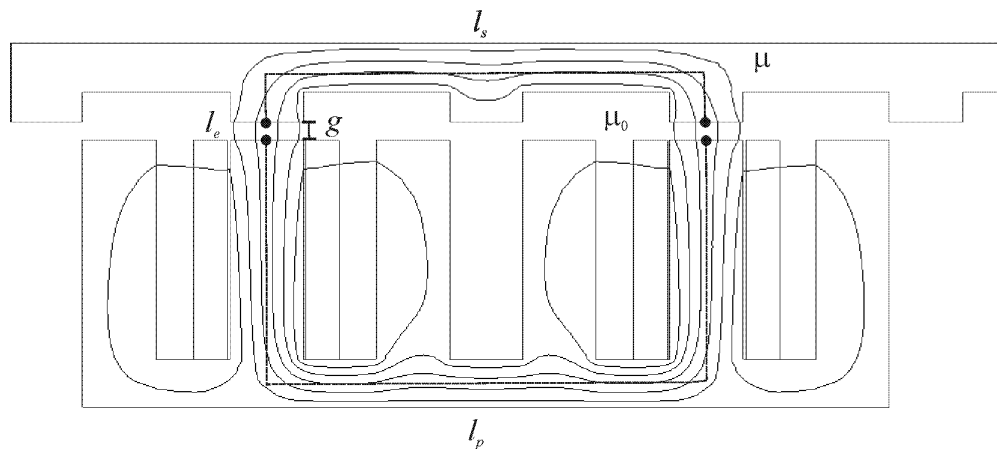


Fig. 7.13 Representação do circuito magnético no alinhamento.

A suposição de campo uniforme através do caminho referido (fluxo ϕ comum a todos os troços) permite considerar o campo de indução magnética, ou densidade de fluxo, B_k em cada troço k , de secção uniforme S_k , como sendo dado pela expressão:

$$B_k = \frac{\phi}{S_k} \quad (7.34)$$

e a intensidade do campo magnético H_k , em cada troço k , é, por sua vez, determinado através de:

$$H_k = \frac{\phi}{\mu_k S_k} \quad (7.35)$$

sendo μ_k a permeabilidade magnética de cada troço.

A tensão magnética u_{mk} , de cada troço k , é definida como sendo a circulação do vector intensidade do campo magnético \mathcal{H} entre os dois pontos que definem esse troço, e a circulação total é a soma de todas as tensões magnéticas do circuito (analogia com a tensão eléctrica), de tal forma que se tem:

$$\oint_l \mathcal{H} dl = \sum_k u_{mk} \quad (7.36)$$

Admitindo que o campo é constante, de intensidade H_k , ao longo de cada troço k , tem-se para todo o circuito magnético de comprimento total l :

$$\sum_k H_k l_k = \sum_k u_{mk} \quad (7.37)$$

sendo para cada troço k :

$$H_k l_k = u_{mk} \quad (7.38)$$

O fluxo ϕ é comum a todos os troços do circuito magnético, pelo que, de (7.35) e de (7.38), a tensão magnética de cada troço k relaciona-se com o fluxo através de uma constante nesse troço e que, por analogia com a resistência do circuito eléctrico, exprime a relutância do circuito magnético nesse troço \mathfrak{R}_k , que é expressa da seguinte forma:

$$\mathfrak{R}_k = \frac{l_k}{\mu_k S_k} \quad (7.39)$$

Ou seja, a circulação do campo no caminho l exprime-se como sendo:

$$\oint_l \mathcal{H} dl = \left(\sum_k \mathfrak{R}_k \right) \phi \quad (7.40)$$

Reportando-nos uma vez mais à Fig. 7.13, a relutância total será a soma das relutâncias dos troços parciais do circuito magnético, ou seja:

$$\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_p + \mathfrak{R}_s + 2\mathfrak{R}_e = \frac{l_p}{\mu S_p} + \frac{l_s}{\mu S_s} + 2 \frac{l_e}{\mu_0 S_e} \quad (7.41)$$

A permeabilidade do entreferro (permeabilidade do ar), é consideravelmente menor que a permeabilidade do primário e do secundário, ou seja, poder-se-á admitir que toda a relutância se concentra nos dois pequenos troços do entreferro. Para além disso, pode ainda permitir-se uma outra aproximação que diz respeito ao facto de se admitir que o fluxo no entreferro não sofre alastramento lateral na periferia dos dentes, e portanto a secção do troço do entreferro é uniforme e igual à secção do dente (suposição válida se o comprimento do entreferro for muito menor que as suas dimensões transversais). Assim, a expressão (7.41) simplifica-se para:

$$\mathfrak{R} = 2 \frac{g}{\mu_0 b_p w} \quad (7.42)$$

onde g é o comprimento do entreferro, b_p é a largura do dente do primário e w é a largura das laminações.

As duas bobinas, cada uma com um número de espiras N , que constituem uma fase e são ligadas em série de modo a gerarem fluxos concordantes, consideram-se como uma só bobina equivalente com um número de espiras $2N$. A determinação da indutância equivalente do circuito na posição de alinhamento, considerando-se haver linearidade do meio, recorre à proporcionalidade

entre o fluxo ligado ψ e a corrente I que dá origem a esse fluxo, e que representa a indutância L , dependente da permeabilidade do meio e da geometria do circuito:

$$\psi = LI = 2N\phi \quad (7.43)$$

Por outro lado, por aplicação da lei do circuito magnético (lei de Hopkinson), que relaciona a circulação do vector intensidade do campo magnético ao longo do caminho fechado, com a corrente I , que atravessa a superfície apoiada em l , e por ser a bobina equivalente do circuito constituída por $2N$ espiras, atendendo à equação (7.40) obtém-se:

$$\oint_l \mathcal{H} dl = 2NI = \mathfrak{R}\phi \quad (7.44)$$

Substituindo (7.44) em (7.43), a indutância L do circuito magnético é finalmente expressa por:

$$L = \frac{(2N)^2}{\mathfrak{R}} \quad (7.45)$$

A indutância magnética nas posições diferentes da posição de alinhamento não se determina teoricamente, por não ser possível estabelecer um caminho de fluxo, onde o campo seja uniforme, sendo os caminhos de fluxo diversos, com valores de intensidade de campo diferentes. Nestas posições, bem como para as posições de alinhamento, obtiveram-se os valores da indutância magnética em função da posição relativa do secundário, desde a posição de não alinhamento à esquerda até à posição de não alinhamento à direita, por simulação numérica, tendo-se considerado três valores de comprimento para o entreferro, e que foram respectivamente $g = 2$ [mm], $g = 4$ [mm] e $g = 8$ [mm], e valores de corrente situados entre $I = 0,5$ [A] e $I = 4$ [A], com um incremento de $0,5$ [A]. Note-se que o menor valor do entreferro considerado para as simulações,

$g = 2$ [mm], é bastante superior ao comprimento do entreferro considerado até aqui nas análises do actuador. De facto, este valor é o valor mínimo de comprimento do entreferro que permite efectuar um considerável número de ensaios experimentais, sendo que, para valores menores, é extremamente difícil de manter o distanciamento entre as duas partes constituintes do actuador, por ocorrer atracção completa (“colagem” magnética). Para além deste facto, as pequenas irregularidades que se verificam no nivelamento das chapas da laminação do primário, proporcionam, para comprimentos do entreferro muito pequenos, o contacto entre algumas secções do primário e do secundário. Tendo sido o material utilizado na construção do protótipo o ferro ordinário, modelizou-se no programa de simulação a curva B–H de uma liga com permeabilidade relativa na ordem de 1500, de forma a que a modelização se aproximasse o mais possível do actuador construído. Os valores obtidos dessas simulações, e que aqui correspondem aos valores teóricos, são mostrados na Fig. 7.14.

A análise da Fig. 7.14, onde se assinalam os valores correspondentes às indutâncias na posição de alinhamento, L_{an} , e na posição de não alinhamento, L_{na} , permite observar o andamento da indutância do circuito magnético, comprovando-se que é praticamente constante até à posição de início do alinhamento, que corresponde na referida figura às coordenadas de posição $x = -30$ [mm] e $x = 30$ [mm].

Relativamente à variação da indutância magnética desde a posição de não alinhamento até à posição de alinhamento, verifica-se ser pouco pronunciada para o valor do comprimento do entreferro mais elevado, o que, em termos de desempenho do actuador, não é muito favorável, já que uma pequena variação de indutância entre o seu valor mínimo e o seu valor máximo condiciona o desenvolvimento da força de tracção. À medida que o comprimento de

entreferro diminui a indutância magnética aumenta, aumentando também a relação entre o valor de indutância máxima e o valor de indutância mínima, favorecendo o desempenho de tracção do actuador.

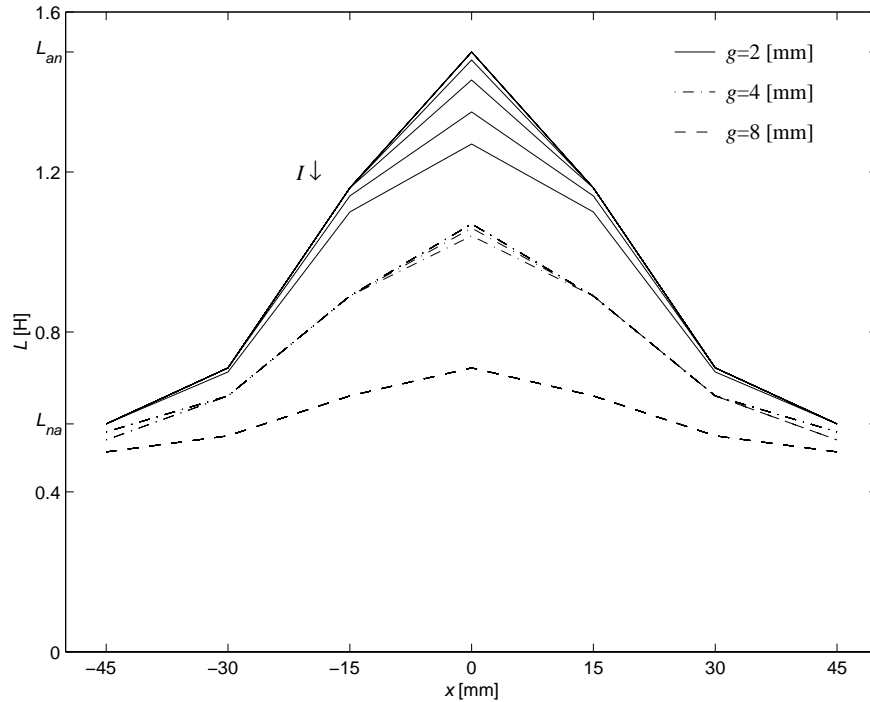


Fig. 7.14 Influência da corrente de excitação na indutância equivalente do circuito magnético, em função da posição relativa do secundário. Valores obtidos por simulação numérica.

Relativamente à influência da corrente de excitação das bobinas do primário, verifica-se que, para $g = 8$ [mm], a curva de indutância é imune à alteração desse parâmetro. De facto, o grande peso relativo do fluxo de dispersão, inibe a ocorrência da saturação do circuito magnético, para as correntes simuladas, mantendo inalterada a indutância do circuito magnético. Para valores decrescentes do comprimento do entreferro, vai sendo cada vez menor o peso relativo do

fluxo de dispersão, favorecendo-se a ocorrência de saturação do circuito magnético, por aumento dos valores da corrente. As curvas da indutância para $g = 2$ [mm] apresentam, por isso, uma grande sensibilidade ao aumento da corrente de excitação, evidenciando-se precisamente a tendência da diminuição da indutância, principalmente para posições perto do alinhamento, com secções consideráveis do actuador em sobreposição. Note-se que a influência da saturação se começa a verificar mesmo para valores relativamente pequenos da corrente de excitação (aproximadamente 3 [A]).

A obtenção das características práticas da indutância magnética em função da posição relativa do secundário, e para diferentes valores de corrente, foi realizada recorrendo à aquisição da corrente transitória na fase do primário, por interrupção da alimentação nessa bobina. O ensaio que se descreve utiliza uma só fase do primário, tendo-se escolhido a fase 2, visto que, como se disse após o ensaio de determinação dos parâmetros das bobinas, podemos considerar as três fases semelhantes, e o funcionamento deste actuador assenta na independência entre fases.

A fase 2 resulta da ligação em série da bobina 2 com a bobina 5, das quais o valor da resistência é conhecido, e é R_b . A fase foi alimentada, sendo percorrida pelo valor de corrente contínua I . A interrupção da excitação da bobina origina o estabelecimento de uma corrente transitória i , dependente do valor da resistência $2R_b$ e do valor da indutância L , e que é dada pela expressão:

$$i(t) = I e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (7.46)$$

onde τ é a constante de tempo do circuito, e é dada por:

$$\tau = \frac{L}{2R_b} \quad (7.47)$$

Conhecendo o valor da corrente inicial, antes da interrupção da excitação, bem como o valor da resistência R_b , é possível a determinação da indutância do circuito magnético, através da medição do valor do tempo t_1 necessário a que a corrente do circuito atinja, por exemplo, 50% do valor inicial. Desta forma, de (7.46) vem:

$$0,5I = I e^{-\frac{t_1}{\tau}} \quad (7.48)$$

e a indutância do circuito magnético L calcula-se através de:

$$L = -\frac{2R_b}{\ln 0,5} t_1 \quad (7.49)$$

Com base na equação (7.49), para os mesmos valores de corrente de excitação considerados nas simulações, e para os mesmos valores do comprimento do entreferro, bloqueou-se o secundário nas posições entre $x = -45$ [mm] e $x = 45$ [mm], com incrementos de 5 [mm], relativamente ao primeiro dente do secundário da segunda máquina elementar, e mediram-se os tempos necessários à diminuição de 50% na corrente de excitação, através da utilização de um osciloscópio digital. O bloqueio do primário nas posições desejadas foi conseguido através de uma esquadria em ferro, rasgada lateralmente e apertada às calhas laterais do banco de ensaio, que foram, por sua vez, graduadas e ao longo das quais se abriram rasgos, como mostra a Fig. 7.15. Esta esquadria teve não só o objectivo de bloquear o primário mas também de servir de suporte à célula de carga utilizada nas medições das forças de tracção, que se descrevem no subcapítulo seguinte.



Fig. 7.15 Pormenor do processo de bloqueio do secundário do actuador nas posições pretendidas.

A Fig. 7.16 mostra as curvas de variação da indutância do circuito magnético, obtidas por aplicação de (7.49), para o comprimento do entreferro $g = 2$ [mm], e para as posições espaçadas entre si de 5 [mm] entre as duas posições de não alinhamento. Nessa figura assinalam-se os valores da indutância de alinhamento e da indutância de não alinhamento para a corrente de excitação de 0,5 [A]. As curvas correspondentes às correntes de valor superior a 2 [A] mostram-se descontinuas, por ocorrerem atracções completas entre as duas partes constituintes do actuador, não sendo possível, para as posições próximas da posição de alinhamento, efectuar os ensaios. Quanto às curvas para correntes superiores a 2,5 [A], os valores obtidos são praticamente coincidentes, por se tratarem de pontos correspondentes a posições próximas da posição de alinhamento, correspondendo os pontos assinalados com o símbolo “o” aos valores da indutância para a corrente de excitação de 3,5 [A], e os pontos assinalados com o símbolo “+” aos valores da indutância para a corrente de 4 [A].

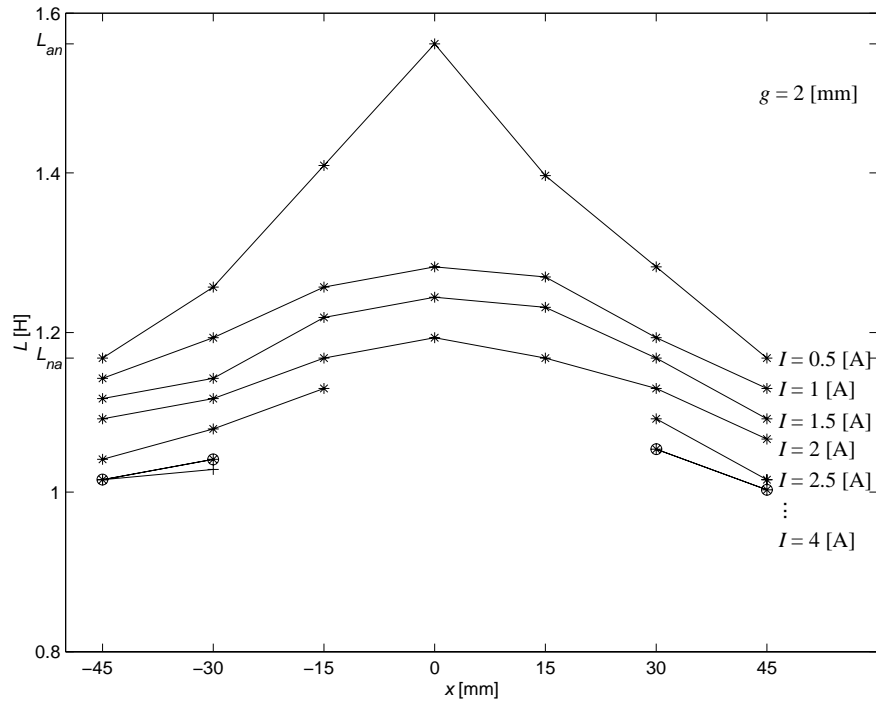


Fig. 7.16 Indutância em função da posição do secundário para diferentes valores de corrente. Comprimento do entreferro, $g = 2$ [mm].

A Fig. 7.17 mostra as curvas de variação da indutância do circuito magnético, obtidas por aplicação de (7.49), para o comprimento do entreferro $g = 4$ [mm], e para as posições espaçadas entre si de 5 [mm] entre as duas posições de não alinhamento. Para valores de corrente superiores a 3 [A], só é possível obter valores para as posições perto do não alinhamento, à semelhança das curvas obtidas para o comprimento do entreferro anteriormente considerado, $g = 2$ [mm], e estes valores são praticamente coincidentes para as correntes consideradas, correspondendo os valores assinalados com “o” e com “+”, à semelhança da Fig. 7.16, aos valores obtidos para as correntes de excitação de 3,5 e 4 [A], respectivamente.

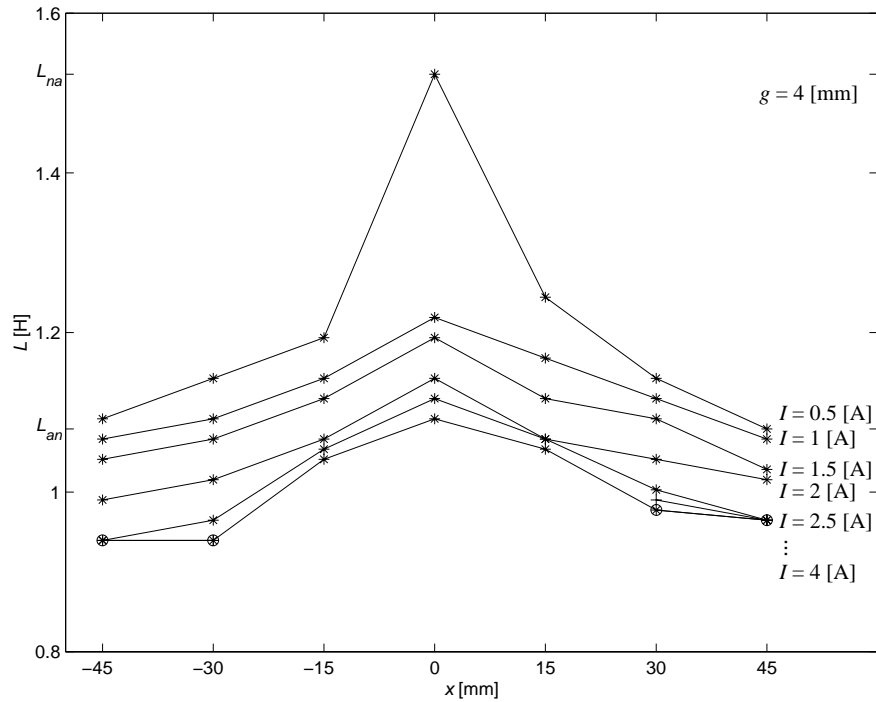


Fig. 7.17 Indutância em função da posição do secundário para diferentes valores de corrente. Comprimento do entreferro, $g = 4$ [mm].

A Fig. 7.18 mostra as curvas de variação da indutância do circuito magnético, obtidas por aplicação de (7.49), para o comprimento do entreferro $g = 8$ [mm], e para as posições espaçadas entre si de 5 [mm] entre as duas posições de não alinhamento. Estas curvas denotam pouca variação no valor da indutância, à medida que se varia a posição relativa do secundário. Este é um actuador de baixo nível de desempenho, com um máximo de indutância relativamente pequeno, pelo que as forças de tracção possíveis de serem desenvolvidas não são muito elevadas. Porém, é possível o funcionamento deste actuador em todas as posições, sem que ocorram atracções completas, pelo que, em aplicações pouco exigentes do ponto de vista de força, mas mais exigentes em termos de

suavidade na continuidade do movimento, este poder ser um actuador adequado. As curvas relativas às correntes de 3,5 e 4 [A] são também assinaladas com “o” e “+”, respectivamente.

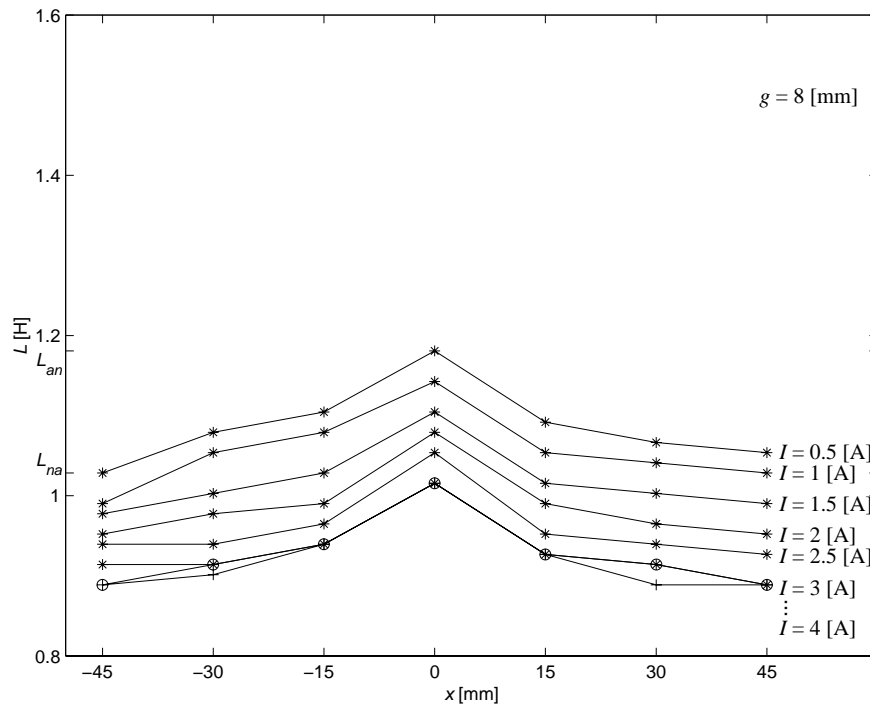


Fig. 7.18 Indutância em função da posição do secundário para diferentes valores de corrente. Comprimento do entreferro, $g = 8$ [mm].

Os três conjuntos de características de indutância magnética obtidas experimentalmente, permitem verificar a influência do nível de excitação no desempenho da força da máquina. À medida que se aumenta o comprimento do entreferro, o distanciamento entre os valores da indutância na posição de alinhamento e na posição de não alinhamento vai-se estreitando, resultando desta forma uma diminuição da possibilidade de desenvolvimento de força por parte do actuador, provocada por um aumento cada vez maior dos fluxos de

dispersão. Relativamente à corrente de excitação, o seu aumento provoca, por um lado, a tendência de atracção cada vez maior do primário na direcção do secundário, o que limita as posições para as quais se permite o fornecimento de excitação às bobinas. Por outro lado, a ocorrência de saturação do circuito magnético, por elevação da corrente de excitação, provoca a aproximação entre os limites mínimo e máximo da indutância magnética. Este efeito de diminuição do desempenho da máquina, provocado pela saturação, é contrário ao efeito do aumento do seu desempenho, por alargamento do ciclo de conversão de energia, que se refere no Capítulo 6.

As indutâncias na posição de alinhamento e na posição de não alinhamento, assim como a razão entre os seus valores, são os parâmetros mais significativos no estudo das máquinas de relutância variável comutadas, uma vez que intervêm quer no seu dimensionamento, tal como se fez no Capítulo 3, quer na sua análise pós-dimensionamento. São ainda importantes para uma possível abordagem do controlo, tendo como base a informação do valor da indutância da máquina nas diferentes posições relativas, e a sua variação quando influenciada pela saturação. Desta forma, e tendo como objectivo a comparação daqueles dois valores de indutância, mostram-se na Tab. 7.3 os valores obtidos por cálculo (aplicando (7.42) e (7.45) para a determinação da indutância na posição de alinhamento), por simulação numérica, e através do ensaio laboratorial (aplicando (7.49) para um valor de corrente de excitação reduzido para o qual não ocorre a saturação do circuito magnético). Nesta tabela comparam-se os valores das indutâncias para os três comprimentos do entreferro escolhidos. Os valores da indutância na posição de alinhamento, obtidos através do cálculo da relutância no entreferro, mostram-se ser díspares quer dos valores obtidos na simulação, quer dos valores obtidos experimentalmente, com excepção da indutância para o caso do menor comprimento do entreferro.

Tab. 7.3 Valores das indutâncias da máquina: indutância na posição de alinhamento e indutância na posição de não alinhamento.

$g = 2 \text{ [mm]}$			
	Simulado	Experimental	Calculado
$L_{an} \text{ [H]}$	1,50	1,56	1,60
$L_{na} \text{ [H]}$	0,57	1,17	—
L_{an}/L_{na}	2,63	1,34	—
$g = 4 \text{ [mm]}$			
	Simulado	Experimental	Calculado
$L_{an} \text{ [H]}$	1,07	1,52	0,8
$L_{na} \text{ [H]}$	0,55	1,08	—
L_{an}/L_{na}	1,95	1,41	—
$g = 8 \text{ [mm]}$			
	Simulado	Experimental	Calculado
$L_{an} \text{ [H]}$	0,50	1,18	0,4
$L_{na} \text{ [H]}$	0,71	1,03	—
L_{an}/L_{na}	1,42	1,15	—

O cálculo teórico, no qual se baseia a determinação desta indutância, pressupõe que a relutância do circuito magnético se pode considerar, na sua totalidade, concentrada nos dois troços do entreferro, entre os dentes alinhados. Sendo esta suposição válida para pequenos comprimentos do entreferro, o mesmo não se poderá dizer para comprimentos do entreferro maiores, onde o “corredor” de fluxo não mantém a invariância da sua secção na zona do entreferro, ocorrendo um alargamento dessa secção, com a conseqüente alteração no valor da relutância magnética, e, conseqüentemente, no valor da indutância magnética. Este efeito, conhecido como o “efeito de alastramento lateral do fluxo”, é ilustrado na Fig. 7.19, onde se mostram as distribuições das linhas de fluxo para a posição de alinhamento, considerando as mesmas condições de excitação das bobinas, para um aumento sucessivo do comprimento do entreferro (mostram-se

os comprimentos do entreferro referidos). A observação desta figura permite verificar que, para além do considerável alargamento da secção equivalente do entreferro entre os dentes alinhados, existe uma diminuição do fluxo principal, por aumento do fluxo de dispersão através dos troços do circuito magnético na vizinhança dos dentes.

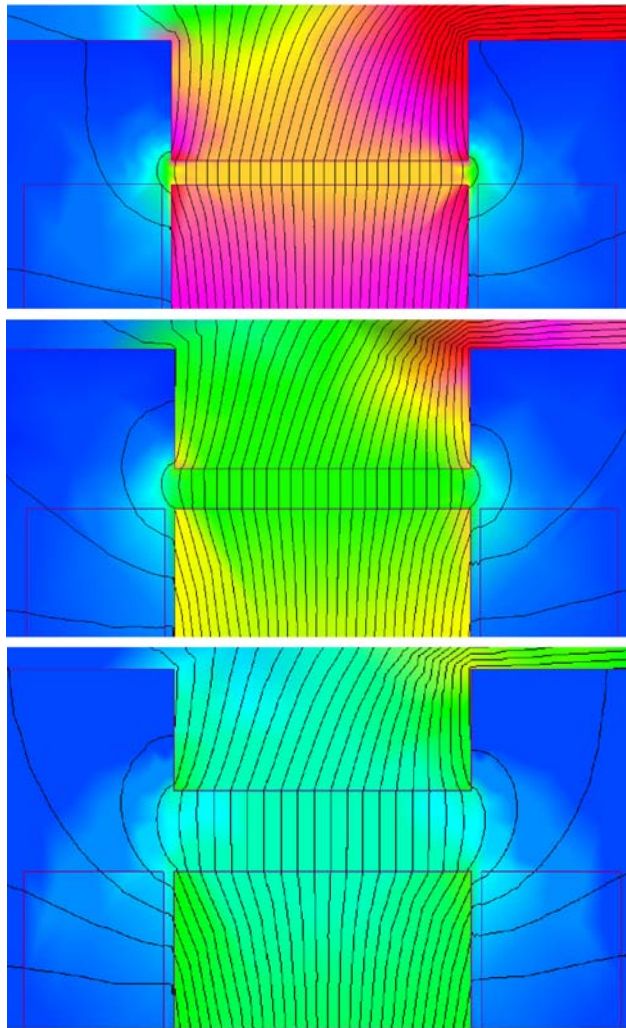


Fig. 7.19 Ilustração do efeito de alastramento lateral do fluxo na vizinhança do pólo, na posição de alinhamento, por aumento do comprimento do entreferro. Consideram-se os comprimentos do entreferro $g = 2$ [mm], $g = 4$ [mm] e $g = 8$ [mm].

Relativamente aos valores da indutância na posição de não alinhamento, verifica-se haver uma disparidade entre os valores obtidos na simulação (calculados através do valor do fluxo ligado para cada posição, correspondente ao valor da corrente de excitação considerada), e os valores medidos em laboratório. A relutância nestas posições é bastante menor do que a obtida nas simulações, podendo este facto atribuir-se à complexidade de análise do circuito magnético para posições diferentes da posição de alinhamento, com diversos pontos de derivação nas laminações, e efeitos nas bordas dos dentes, o que dificulta uma análise rigorosa, mesmo utilizando o método de elementos finitos. T. J. E. Miller [49] reporta, para motores de relutância variável comutados rotativos, um fenómeno idêntico entre valores teóricos e experimentais da indutância. Na posição de alinhamento, o valor medido experimentalmente é praticamente coincidente com os valores obtidos teoricamente a partir de programas de cálculo baseados em elementos finitos bi e tri-dimensionais. Em contrapartida, na posição de não alinhamento, existe uma diferença considerável entre o valor teórico, obtido com um programa de computação de análise bi-dimensional, e o valor experimental, sendo este 50% mais elevado. Todavia, ao utilizar um programa de análise tri-dimensional, os valores teórico e experimental são praticamente coincidentes.

No nosso caso, em que se utilizou exclusivamente um programa de análise bi-dimensional, as diferenças constatadas para a posição de não alinhamento situam-se aproximadamente entre 50% e 100%. Esta diferença, mais desfavorável que a reportada por Miller [49] para a máquina rotativa, deve-se ao facto da geometria electromagnética da máquina linear ser bastante mais complexa, em termos de geometria electromagnética, que a máquina rotativa.

No que concerne à relação existente entre os valores da indutância na posição de alinhamento e na posição de não alinhamento, recorde-se que, no Capítulo 3,

no dimensionamento da máquina considerou-se como valor de cálculo o valor 10, tal como se encontra em [14], valor este que não coincide com o referido em [49], para uma máquina rotativa, que é bastante mais reduzido e na ordem de 3. Para o actuador em análise, obteve-se nas simulações uma relação na ordem de 2,6, diminuindo à medida que se aumenta o comprimento do entreferro, e da análise experimental obteve-se, por sua vez, uma relação na ordem de 1,4, variando muito ligeiramente à medida que se aumenta o comprimento do entreferro. A existência de irregularidades no nivelamento das laminações do primário, contribuem para o menor distanciamento entre os dois valores extremos de indutância, limitando o desempenho da máquina. Para o seu controlo, se a estratégia adoptada for baseada na análise da indutância em função da posição e da corrente de excitação, as figuras aqui mostradas servem como suporte de conhecimento do comportamento do protótipo.

7.6 Ensaio de tracção

Neste subcapítulo pretende-se caracterizar o actuador do ponto de vista das forças de tracção que este consegue desenvolver, para cada posição relativa do seu secundário, por excitação das bobinas do primário. As forças de tracção, que anteriormente denominámos de forças de tracção estáticas, são aqui obtidas através de ensaios laboratoriais. Os ensaios de tracção efectuaram-se para três valores do comprimento do entreferro, tal como sucedeu para os ensaios referidos no subcapítulo anterior, e para posições relativas do secundário espaçadas entre si de 5 [mm], entre as duas posições de não alinhamento relativas a um par de dentes de uma máquina 6/4 elementar, com excepção do actuador com um entreferro $g = 2$ [mm], para o qual se efectuaram ensaios ao

longo de uma máquina elementar completa, tendo como objectivo avaliar o equilíbrio entre as posições relativas a todos os dentes e a todas as zonas intermédias da máquina, tal como se expõe posteriormente.

A corrente de excitação das bobinas foi regulada entre os valores de 0,5 e 5 [A], com um incremento de 0,1 [A], tendo-se obtido os valores de força correspondentes, para cada posição relativa do secundário. Estes valores da força foram obtidos, com o primário do actuador bloqueado nas posições desejadas (Fig. 7.15), através da colocação de uma célula de carga de capacidade máxima 100 [kgf], associada a um sistema digital de aquisição de dados. A célula de carga foi colocada no sistema de bloqueio do actuador, e posicionada na horizontal ao nível da base do primário, evitando-se assim a influência das forças de atracção nas medições. Na Fig. 7.20 mostra-se o pormenor da colocação da célula de carga em contacto com o primário do actuador. O sistema de bloqueio, bem com a célula, invertem a sua posição relativamente ao primário, consoante as posições consideradas no ensaio proporcionem forças de tracção que resultam no movimento do actuador num ou noutro sentido. A Fig. 7.21 mostra um conjunto de características da força de tracção em função da posição relativa do secundário, para o actuador com $g = 2$ [mm], e para as correntes de excitação de 1, 2, 3, 4 e 5 [A]. Apesar de se terem obtido as características de força para os níveis de corrente entre 0,5 e 5 [A], com um incremento de 0,1 [A], optou-se por apresentar aqui um conjunto bastante menor de características, que facultam uma melhor visualização e compreensão das figuras. As características obtidas experimentalmente, representadas a traço cheio, e onde se assinalam simultaneamente os respectivos pontos, são acompanhadas das características teóricas, obtidas por simulação numérica, e representadas a traço ponteados. Os valores positivos e negativos das forças dizem respeito ao sentido do movimento do primário.

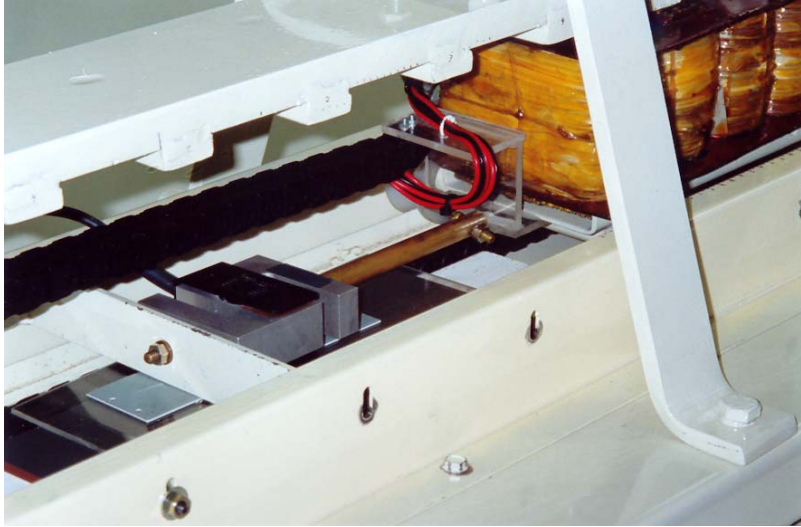


Fig. 7.20 Pormenor da colocação da célula de carga nos ensaios de tracção do actuador.

Por observação da Fig. 7.21, verifica-se que os valores obtidos experimentalmente se aproximam bastante dos valores teóricos. O conjunto de valores experimentais é limitado devido à ocorrência de atracção completa entre o primário e o secundário do actuador, para posições próximas da posição de alinhamento, e para as correntes de excitação de valor mais elevadas. De notar o valor da força desenvolvida por este actuador, $F = 88 \text{ [N]}$, na posição do início de alinhamento à esquerda, para uma corrente de excitação de 3 [A] , que se revela ser um valor considerável.

Assim, e nestas condições, para que o actuador desenvolva forças de tracção consideráveis, deverá ser excitado nas posições próximas da posição do início do alinhamento, com valores de corrente que não poderão exceder de forma significativa 3 [A] .

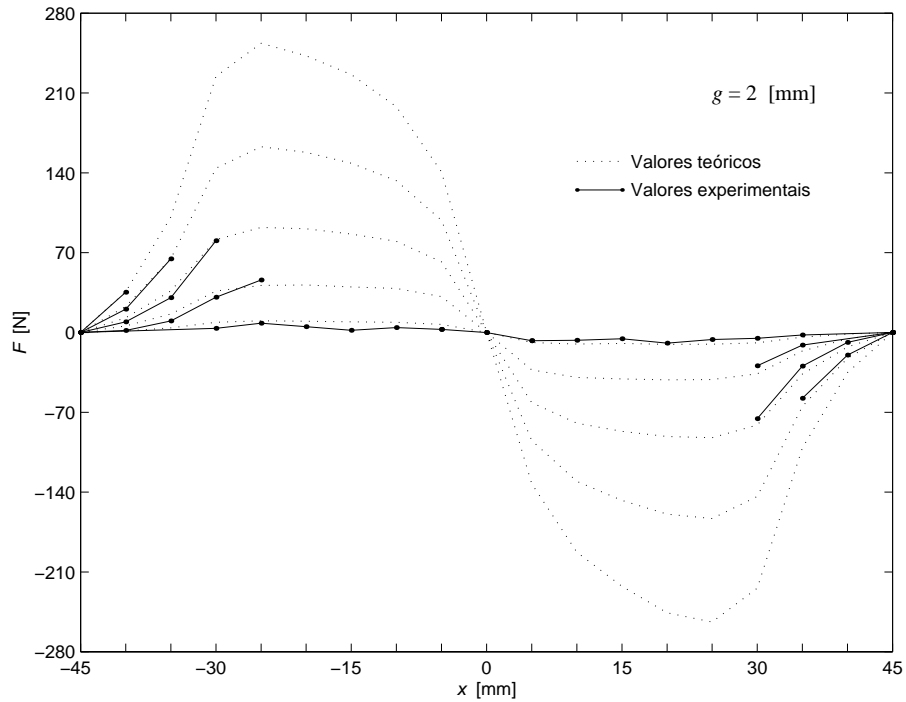


Fig. 7.21 Valores da força de tracção F em função da posição relativa do secundário, para diferentes valores de corrente. Entreferro $g = 2$ [mm].

A Fig. 7.22 mostra as mesmas características da figura anterior, agora com o aumento do entreferro para o dobro ($g = 4$ [mm]). As capacidades de obtenção de forças de valor elevado são reduzidas, possibilitando contudo este actuador correntes de excitação da ordem de 3 [A], em praticamente todas as posições relativas do secundário, com excepção das posições onde o nível da sobreposição parcial é já considerável.

Para a corrente de excitação de 3 [A], e para as posições mais favoráveis, obtêm-se forças na ordem dos 32 [N], que é ainda um valor bastante elevado para a força de tracção, com a vantagem de se poder excitar o actuador praticamente ao longo de todo o seu curso. O valor máximo da força de tracção

obtido para esta configuração do actuador é aproximadamente de 95 [N], na posição relativa $x = -30$ [mm], com uma corrente de excitação de 4,8 [A].

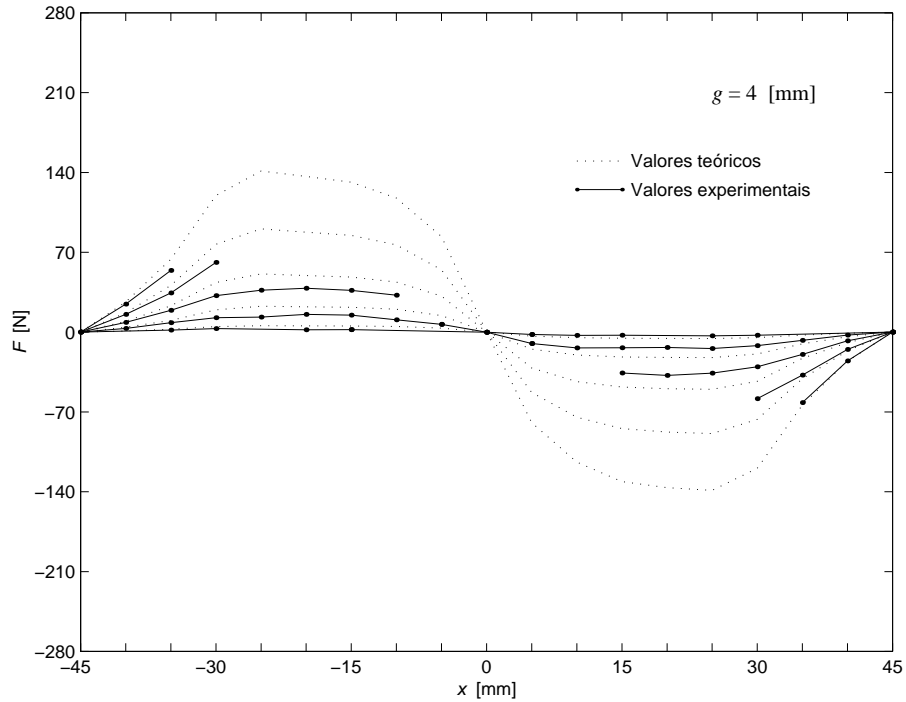


Fig. 7.22 Valores da força de tração F em função da posição relativa do secundário, para diferentes valores de corrente. Entreferro $g = 4$ [mm].

A Fig. 7.23 mostra também as mesmas características das duas figuras anteriores, para um comprimento do entreferro de $g = 8$ [mm]. Para este entreferro é possível um controlo da força, por excitação das bobinas, entre 2 e 5 [A] (a excitação com correntes inferiores proporciona forças de tração reduzidas), constatando-se que, para o limite superior do valor da corrente, a excitação deve ser feita para posições até $x = \pm 25$ [mm]. Assim sendo, para

este actuador consegue-se atingir um valor máximo de força de 64 [N], na posição relativa $x = -25$ [mm], com uma corrente de excitação de 5 [A], sendo possível o controlo da força através da excitação das bobinas, entre 1 e 5 [A], praticamente para todas as posições relativas (com excepção de praticamente todas as posições de sobreposição parcial para uma corrente de excitação de 5 [A]). A excitação com corrente de 4 [A] proporciona forças na ordem dos 40 [N], para as posições mais favoráveis, sendo que, para uma corrente de excitação de 3 [A], a força reduz-se para cerca de 50 % daquele valor.

As figuras 7. 21, 7. 22 e 7. 23 permitem concluir da capacidade de disponibilização de forças de tracção consideráveis, por parte do actuador em análise. Mesmo para comprimentos do entreferro significativos, o actuador oferece boas capacidades de tracção, para excitações relativamente modestas. Os pequenos comprimentos do entreferro obrigam a maiores exigências em termos da escolha das posições de ligação da excitação, na medida em que é muito maior a possibilidade de atracção completa entre as partes constituintes do actuador. Os mais elevados comprimentos do entreferro correspondem a níveis de força de tracção mais modestos, permitindo contudo uma maior flexibilidade na escolha das posições de ligação da excitação e um maior leque de opções do nível da corrente, permitindo, em correspondência, uma maior variação nos valores da força de tracção.

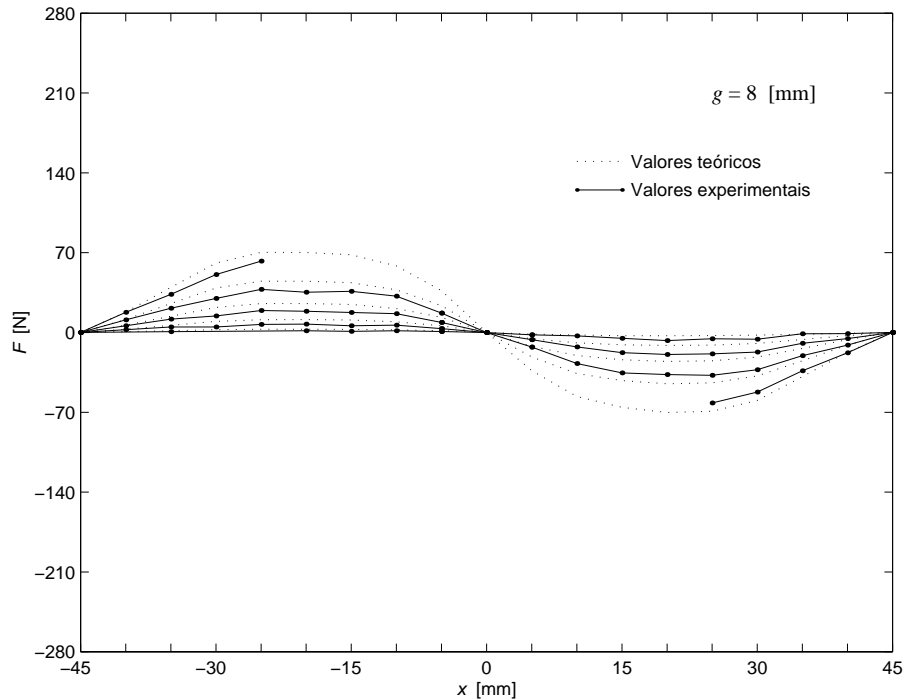


Fig. 7.23 Valores da força de tracção F em função da posição relativa do secundário, para diferentes valores de corrente. Entreferro $g = 8$ [mm].

O tipo de sistema de accionamento, no qual o actuador estiver inserido, é determinante na escolha entre o modelo de maior força, ou o modelo de menor força e maior flexibilidade, correspondendo estes modelos respectivamente a modelos de força (por exemplo aplicações de pancada única, passo a passo) e a modelos de velocidade (por exemplo aplicações onde a suavidade do movimento seja a exigência mais significativa).

As características da variação da indutância obtidas experimentalmente, e anteriormente analisadas, bem como os valores relativos entre os mínimos e os máximos dessas características, fariam antever uma diferença significativa, nas características de desenvolvimento das forças de tracção obtidas por simulação,

relativamente às características obtidas experimentalmente. Contudo, esta diferença não se verifica. De facto, a análise das figuras 7.21, 7.22 e 7.23, mostra que os valores teóricos e os valores experimentais se aproximam. Note-se que a circunstância de se ter posicionado o primário do actuador de tal forma que o seu peso contribui negativamente para a componente da força resultante na direcção perpendicular à direcção do movimento, tenha influenciado a aproximação entre aqueles valores teóricos e experimentais.

A caracterização do actuador poderá ser completada obtendo o seu desempenho para um maior número de posições, estendendo a medição das forças de tracção para além de um dente da máquina. Para além disto, é importante averiguar da regularidade construtiva dos dentes. Assim sendo, efectuou-se um ensaio de tracção para o comprimento do entreferro menor ($g = 2$ [mm]), que oferece os maiores níveis de força, bloqueando o primário do actuador entre $x = -30$ [mm] e $x = 360$ [mm], o que equivale a uma máquina elementar 6/4 acrescida de mais um dente, correspondendo a coordenada $x = 0$ [mm] ao alinhamento entre os primeiros dentes de ambas as partes constituintes da máquina. A Fig. 7.24 mostra as características da força de tracção para as posições situadas entre os limites referidos, com um incremento de deslocamento de $x = 5$ [mm], e para uma corrente de excitação a variar entre 1 e 5 [A], com um incremento de 0,5 [A]. Nessa figura, optou-se por esquematizar igualmente o secundário da máquina, representando os pontos as posições de bloqueio do primário, com a finalidade de facilitar a análise das características, permitindo assim uma correspondência directa entre a coordenada de posição relativa e a posição física no actuador. As curvas teóricas, obtidas por simulação, são representadas a traço pontado, estando os valores obtidos experimentalmente assinalados por pontos ligados entre si a traço cheio. Da análise desta figura verifica-se haver um ligeiro desequilíbrio entre os dentes aí analisados. Assim, os máximos da

força de tracção foram sempre atingidos no início dos alinhamentos dos dentes, para correntes de excitação sensivelmente iguais e da ordem dos 3 [A], constatando-se que, para o dente cuja posição relativa corresponde às coordenadas entre $x = 60$ [mm] e $x = 90$ [mm], se registou um valor máximo da força de tracção de 88,2 [N], e para os dentes seguintes o valor máximo foi, respectivamente de 98,6 [N], 95 [N] e 88,1 [N]. É curioso verificar que, para as posições relativas equivalentes, mas no abandono do alinhamento, isto é, para a situação da existência de forças de tracção originando um movimento em sentido contrário (posições na figura para as quais as forças de tracção se representam como sendo negativas), os valores máximos obtidos para a força de tracção foram, respectivamente de 81,5 [N], 82,5 [N], 74,4 [N] e 83,2 [N]. Pensamos que esta circunstância se deve ao facto de que a tendência do movimento para a qual as forças são menores, corresponde precisamente ao sentido da aproximação do primário da extremidade do secundário, ou seja para zonas de maior dispersão de fluxo.

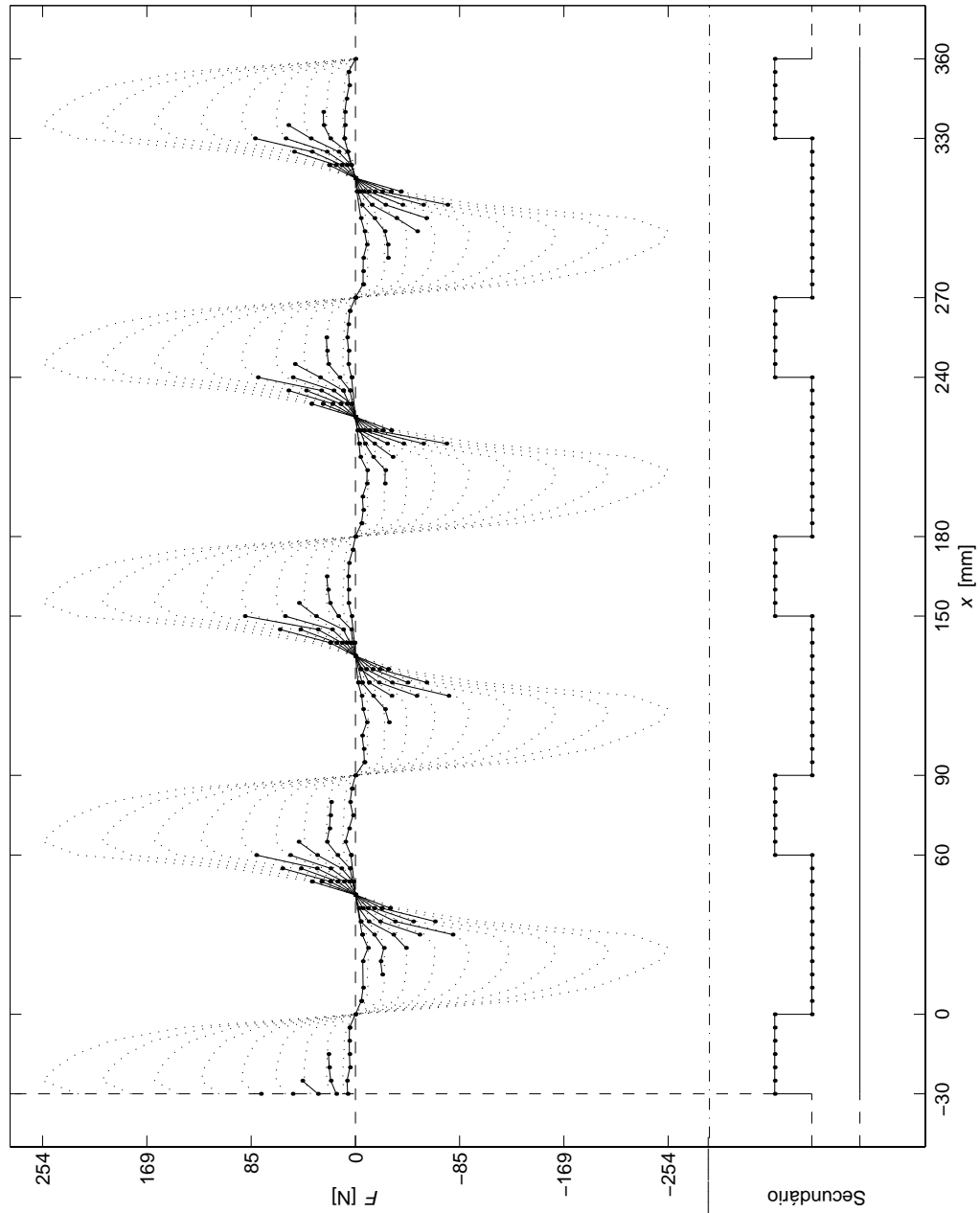


Fig. 7.24 Valores da força de tracção F do actuador para o comprimento do entreferro $g = 2$ [mm], em função da posição relativa do secundário, para diferentes valores de corrente. Actuador com uma estrutura elementar 6/4.

7.7 Determinação dos limites funcionais do actuador

Os ensaios efectuados permitem obter dois conjuntos de características funcionais da máquina, e que podem ser utilizadas quer para a escolha dos valores da corrente de excitação e das posições onde essa excitação deve ser ligada, consoante o entreferro considerado, quer para futuras referências no desenvolvimento do sistema de controlo da máquina. Estes conjuntos de características são as curvas da corrente limite de excitação, antes da levitação do primário, I_{lev} , e as curvas da força de tracção máxima, antes da levitação do primário, F_{lev} , ambas expressas em função da posição relativa do secundário.

A Fig. 7.25 mostra as características da corrente I_{lev} , para os comprimentos do entreferro $g = 2$ [mm], $g = 4$ [mm] e $g = 8$ [mm]. Com um limite de 5 [A] por nós imposto, observou-se, para posições distanciadas de 5 [mm], mediante o bloqueio do secundário em cada posição relativa, desde o não alinhamento à esquerda até ao não alinhamento à direita do segundo dente representado na sucessão de dentes da Fig. 7.24, qual o valor máximo da corrente de excitação das bobinas que provocava o início da levitação do primário do actuador, originada pela força magnética de atracção entre o primário e o secundário (saliente-se que a força atractiva é suficiente para anular o peso do primário do actuador). Nestas curvas, a área abaixo das linhas representa todas as possíveis combinações de posição/corrente que cada configuração do actuador (conforme o seu comprimento de entreferro) admite. A cada uma destas combinações corresponde um valor da força de tracção estática que poderá ser escolhido, conforme a aplicação do actuador.

Ao valor máximo da corrente, com o qual se poderá alimentar as bobinas em cada posição relativa, corresponde a equivalente força de tracção máxima. As

características da força de tracção máxima são mostradas na Fig. 7.26, para as mesmas posições e para os mesmos valores do comprimento do entreferro que foram considerados para a Fig. 7.25.

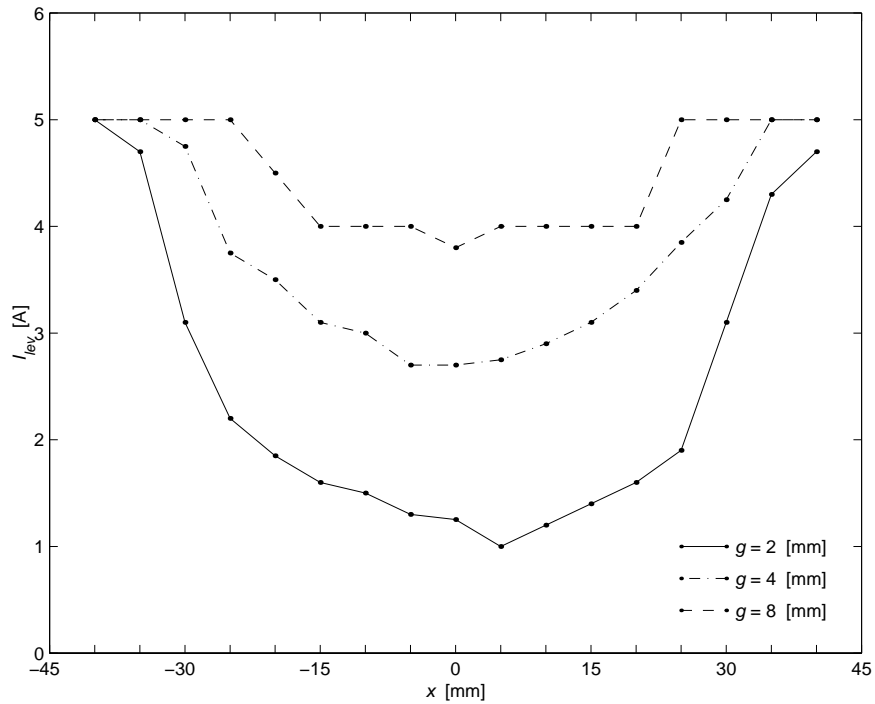


Fig. 7.25 Características da corrente máxima de excitação do primário do actuador, I_{lev} , antes da ocorrência de levitação, em função da posição relativa do secundário, para diferentes comprimentos do entreferro.

Na Fig. 7.26 as curvas representadas correspondem às envolventes da força de tracção para as diferentes correntes de excitação, e contêm os pontos máximos para cada posição.

O actuador com o comprimento do entreferro $g = 2$ [mm] revela-se ser poderoso do ponto da vista de disponibilização de força, sendo contudo

extremamente irregular ao longo do seu curso, caindo de forma acentuada a possibilidade de obtenção de forças interessantes à medida que se desloca. A aplicação deste actuador exige que a alimentação das bobinas seja efectuada na posição do início do alinhamento, ou muito próximo desta, e durante muito pouco tempo, devendo a excitação de cada bobina ser realizada de tal forma que a posição respectiva à excitação da fase seguinte seja atingida por um só impulso; este actuador tenderá a ser mais exigente em termos de controlo, na tentativa da minimização da oscilação da sua força.

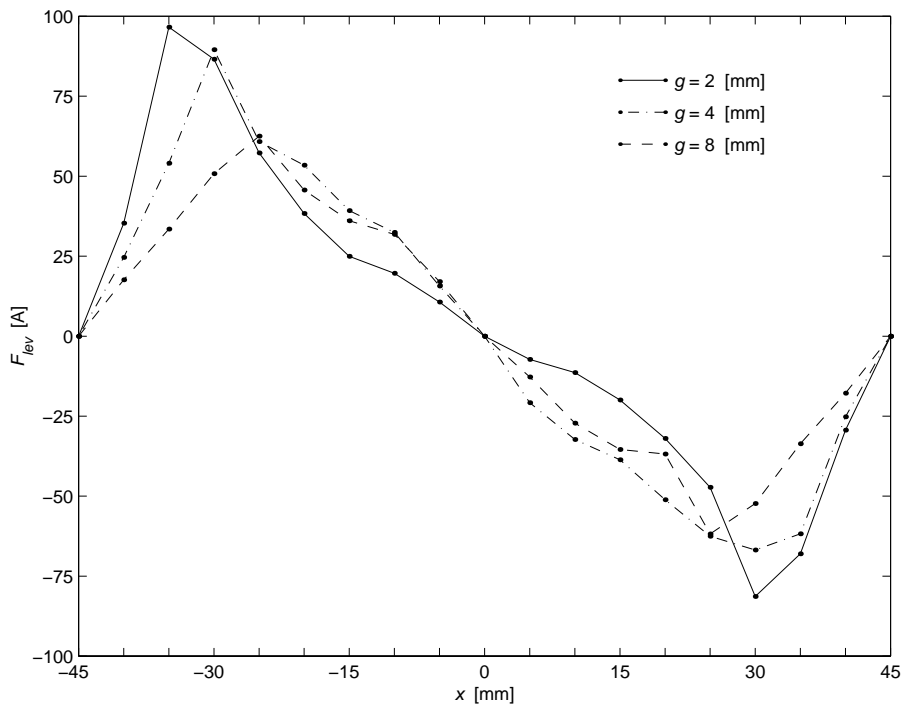


Fig. 7.26 Características da força de tracção máxima desenvolvida pelo actuador, F_{lev} , antes da ocorrência de levitação, em função da posição relativa do secundário, para diferentes comprimentos do entreferro.

Os actuadores com comprimentos do entreferro maiores, não desenvolvem forças tão elevadas quanto o anteriormente descrito, contudo asseguram um movimento mais suave, para o qual se poderá estabelecer um valor de força adaptado a cada posição, mediante o controlo da corrente ao longo do curso do primário.

7.8 Conclusões

Neste capítulo completa-se a análise de um protótipo de um ALRVC, através da sua caracterização experimental. Este protótipo foi submetido a um conjunto de ensaios efectuados em laboratório, ensaios esses que são classificados em dois grupos. Assim sendo, os ensaios preliminares englobam os ensaios de determinação dos parâmetros das bobinas e de determinação das correntes admissíveis, e constituem o primeiro grupo. Quanto ao segundo grupo, engloba os ensaios de determinação da indutância magnética, das curvas de tracção, bem como das características funcionais limites do actuador.

O ensaio preliminar de determinação dos parâmetros das bobinas do primário, teve como objectivos quer a verificação da bobinagem e dos isolamentos, antes da colocação do protótipo em banco de ensaio, quer a obtenção desses parâmetros para futura utilização, nomeadamente no ensaio de aquecimento e no ensaio de determinação da indutância equivalente do circuito magnético.

O ensaio de aquecimento, considerando a colocação relativa entre as partes constituintes do actuador idêntica à dos futuros ensaios de desempenho, foi efectuado com o objectivo de averiguar do comportamento térmico do actuador, e estabelecer os valores da corrente de excitação suportados pelas bobinas do primário, e durante quanto tempo, tendo-se ainda, a partir deste ensaio,

determinado a corrente nominal do actuador (para o menor comprimento do entreferro considerado, que é também o mais exigente em termos dos limites de corrente). As curvas obtidas nesse ensaio são orientadoras da conduta a seguir, no decorrer dos ensaios subsequentes, relativamente à excitação das bobinas.

A determinação da relutância do circuito magnético, para cada posição relativa primário/secundário, e na variação da qual se baseia o funcionamento deste tipo de máquinas, foi possibilitada através da medição da indutância equivalente do circuito magnético, por observação da corrente transitória nas bobinas do primário após a ligação e a desligação da sua alimentação, estando o primário bloqueado em posições preestabelecidas. Este ensaio foi efectuado para três comprimentos distintos do entreferro, tendo sido possível obter-se a variação da indutância magnética desde a posição de não alinhamento até à posição de alinhamento. Saliente-se que as indutâncias correspondentes a estas duas posições limite são preponderantes no desempenho do actuador (bem como a relação entre elas). Do ensaio constatou-se ainda haver uma diminuição considerável das expectativas de desempenho do actuador à medida que o comprimento do seu entreferro aumenta. No que respeita à comparação entre os valores das indutâncias medidas e os valores teóricos, obtidos por simulação numérica a partir dos valores do fluxo ligado para cada posição relativa do secundário, e para cada valor de corrente de excitação, verificou-se haver uma boa aproximação para a posição de alinhamento e para pequenos comprimentos do entreferro, tendo-se verificado o afastamento entre esses valores para a mesma posição e para comprimentos do entreferro maiores. Este facto resulta da influência do efeito de alastramento lateral das linhas de fluxo magnético nas bordas dos dentes alinhados. Para as posições de não alinhamento e para posições próximas, os valores teóricos e experimentais afastam-se, sendo de salientar a baixa expectativa de obtenção de bons valores por aplicação de

programas baseados no método de elementos finitos bi-dimensionais, devido à não simetria electromagnética do actuador. Além disso, dever-se-á referir que a indutância nestas posições é precisamente a mais sensível às irregularidades de construção do protótipo. Relativamente à relação entre as indutâncias máxima e mínima, esta é apontada na literatura, para máquinas de relutância variável, ora como sendo da ordem de 3, ora da ordem de 10 [14,49]. Na nossa análise teórica obtiveram-se valores da ordem de 2,6, diminuindo à medida que se aumenta o comprimento do entreferro, e da análise experimental obteve-se um valor da ordem de 1,4, variando muito ligeiramente à medida que se aumenta o comprimento do entreferro. As características obtidas deste ensaio poderão ser a base do conhecimento do comportamento do actuador e servir de suporte ao seu sistema de controlo, se a estratégia adoptada for baseada na análise destes parâmetros.

Os ensaios de tracção caracterizaram o actuador do ponto de vista das forças de tracção que este pode desenvolver, para cada posição relativa do seu secundário. As bobinas foram excitadas com diferentes valores de corrente e consideraram-se três valores para o comprimento do entreferro. A partir das características de força obtidas, conclui-se ser este um actuador poderoso, do ponto de vista dos valores de força de tracção que desenvolve, e bastante versátil do ponto de vista das possíveis combinações de excitação e da posição onde esta deve ser ligada, com os correspondentes valores da força de tracção. A escolha do perfil de excitação e dos níveis de força é condicionada pela futura aplicação do actuador, que é determinante na escolha entre o modelo de maior força, ou o modelo de menor força e maior flexibilidade, correspondendo estes modelos respectivamente a modelos de força (por exemplo aplicações de pancada única, passo a passo) e a modelos de velocidade (por exemplo aplicações onde a suavidade do movimento seja a exigência mais significativa).

Devem-se referir as elevadas forças de atracção entre o primário e o secundário desenvolvidas por este actuador, que impossibilitaram, em muitas posições, determinar qual o valor da força de tracção mediante a excitação com valores elevados de corrente, podendo afirmar-se que este actuador exige uma solução técnica mecânica para o posicionamento entre primário e secundário que evite a atracção entre eles, se se quiserem valores de força muito significativos.

A partir dos ensaios de tracção, e tendo em conta as forças de atracção, estabeleceram-se para este actuador os limites de excitação para cada posição relativa do secundário, e a força de tracção limite que lhes corresponde.

Podemos afirmar que o conjunto de características que se obtiveram neste capítulo são preponderantes para a futura abordagem e concepção do sistema de controlo deste protótipo.

CAPÍTULO

8

Conclusão

Neste capítulo final da dissertação, e como complemento a todas as conclusões apresentadas detalhadamente nos capítulos anteriores, expõem-se, de forma igualmente detalhada, quais as contribuições originais, bem como as linhas orientadoras para trabalho de investigação a desenvolver no futuro, concluindo-se com algumas considerações, julgadas pertinentes, relativas a alguns dos resultados obtidos neste trabalho.

8.1 Contribuições originais

Nesta dissertação, estruturou-se um conjunto de contribuições para o desenvolvimento e análise do actuador linear de relutância variável comutado, não sendo, porém, nossa intenção impor um método único de modelização, de optimização do cálculo e da definição das características de funcionamento destes actuadores, mas sim, propor linhas orientadoras que, na nossa opinião, deverão ser adoptadas para o seu conhecimento científico e tecnológico.

As contribuições mais significativas, e que se crêem originais, relativamente à modelização, análise, construção e ensaio do actuador linear de relutância variável comutado, podem ser descritas nos seguintes pontos:

- Desenvolvimento de uma metodologia de cálculo analítico optimizado do actuador, com a finalidade de se escolher a melhor combinação entre o número de pólos do primário e o número de saliências polares do secundário, por exemplo 6/4, 8/6, 10/8, etc.. Saliente-se ainda que esta optimização permite dimensionar e construir os actuadores com um desempenho máximo possível, ou seja, desenvolvendo forças de tracção de elevado valor à custa das menores intensidades de corrente e dos mínimos volumes de material possíveis.
- Desenvolvimento de um algoritmo de cálculo, baseado na metodologia referida no ponto anterior e que proporciona uma selecção rápida do actuador para uma determinada aplicação. Este algoritmo é proposto sob a forma de um programa de computador, interactivo com o operador e que comporta “janelas de diálogo”, quer na fase inicial da introdução de dados,

quer na fase de apresentação dos resultados do dimensionamento. Este programa, que foi desenvolvido com recurso ao suporte Matlab[®], em ambiente Windows NT[®], corre em computadores pessoais, e permite ao operador corrigir eventuais dados em conflito com os intervalos físicos admissíveis, previamente impostos pelo programador, apontando também a causa do conflito e a forma de o resolver.

- Forma otimizada de construção de um protótipo, que conduziu à utilização de um volume mínimo de cobre e de ferro, tendo-se optado por um primário móvel e por um secundário mecanicamente fixo. Com esta forma de construção, e como o primário foi dimensionado com seis pólos, foi necessário construírem-se apenas seis bobinas, uma para cada pólo.
- Forma otimizada de construção de um banco de ensaios com características universais, para este tipo de actuadores, tendo-se optado por uma estrutura o mais eficiente possível, que nos permitiu maximizar os meios laboratoriais existentes e, simultaneamente, minimizar os custos de construção. Como se salientou anteriormente, quando dos ensaios do protótipo, o primário desloca-se apoiado em guias de rolamento, com a finalidade do seu peso contribuir para a diminuição dos efeitos da força magnética de atracção entre o primário e o secundário.
- Desenvolvimento de uma metodologia complementar de análise e de cálculo optimizado, utilizando pacotes de programas comerciais de métodos numéricos baseados no método de elementos finitos, bi-

-dimensional, programas esses que correm em computadores pessoais, em ambiente Windows NT[®]. Como conclusão, pode-se afirmar que, para máquinas e actuadores electromecânicos com estruturas electromagnéticas que apresentem geometrias variáveis fortemente assimétricas, torna-se estritamente necessário associar, de forma íntima, os métodos analíticos aos modelos numéricos, para que os resultados obtidos sejam os mais coerentes e fiáveis possíveis, sobretudo nos aspectos respeitantes ao cálculo optimizado.

- Apresentação de uma estrutura sequencial, no tocante a todos os ensaios que devem ser realizados para que se possa caracterizar, rigorosa e especificamente, este tipo de actuadores.
- Obtenção, mediante a aplicação da sequência de ensaios referidos no ponto anterior, das características funcionais do actuador, proporcionando uma futura abordagem respeitante à concepção da metodologia de controlo e da sua aplicação em sistemas de accionamento completos.

Uma outra faceta que interessa focar, atendendo à sua importância, são os aspectos sociais que a realização de trabalhos de investigação representam para a região onde a Universidade se encontra inserida. Sem dúvida que, estando a Universidade da Beira Interior inserida numa região, a Cova da Beira, e numa cidade, a Covilhã, em franco e acelerado desenvolvimento, onde a tradicional

indústria têxtil convive com novas indústrias, e onde, ainda num futuro muito próximo, o Parkurbis — Parque de Ciência e Tecnologia da Covilhã, será uma realidade no que respeita ao progresso tecnológico da Beira Interior, sem dúvida que a realização de trabalhos originais relacionados com actividades de investigação, como sucedeu com a construção do nosso protótipo e do respectivo banco de ensaio e estruturas de suporte, coloca novos desafios às empresas da região, contribuindo de forma directa e decisiva para a sua actualização e desenvolvimento tecnológico. Seria uma injustiça da nossa parte se não prestássemos a nossa sincera homenagem às empresas covilhanenses, uma actuando no sector eléctrico (Bobitécnica) e a outra no sector metalomecânico (SMIL), que se comprometeram a participar directamente neste nosso projecto electromecânico, com resultados finais a excederem todas as expectativas, consolidando desse modo a criação de sinergias entre a Universidade e a Indústria.

8.2 Linhas orientadoras para trabalho futuro

É sabido que, de uma forma genérica, nenhum tema de investigação se esgota com a elaboração de uma dissertação de doutoramento, que deverá ser entendida apenas como mais um passo, significativo, para o avanço e desenvolvimento do conhecimento científico desse tema de investigação. Na medida em que a nossa dissertação não constitui excepção a esta regra, apontam-se seguidamente as linhas orientadoras para a realização de trabalho de investigação futuro, na área dos actuadores lineares de relutância variável comutados:

- Desenvolvimento de “software” baseado no método de elementos finitos, para a análise numérica tri-dimensional do campo magnético no ferro e no ar. Interessa quantificar as indutâncias nas posições de não alinhamento, devido à sua influência na força de tracção.
- Desenvolvimento de “software” do mesmo tipo, para a análise numérica bi e tri-dimensional da distribuição do calor, com a finalidade de se estabelecer um modelo térmico universal do actuador, devido à sua influência no desempenho da máquina no que respeita às correntes de excitação admissíveis.
- Construção e ensaio de protótipos com outras dimensões, utilizando no seu circuito magnético, do primário e do secundário, chapas magnéticas com silício, de cristais orientados. Interessa analisar os ganhos que se conseguem no desempenho do actuador face à construção com ferro ordinário, bastante mais barato. Poder-se-á quantificar esses ganhos, para uma mesma estrutura construída das duas formas, através de indicadores do tipo do rácio entre a força específica máxima (força de tracção máxima por unidade da corrente de excitação) e o custo total.
- Implementação do conversor electrónico de potência e do respectivo sistema de controlo. É importante eliminar-se ou, se tal não for possível, reduzir-se ao mínimo aceitável as oscilações na força de tracção, por forma a conferir-se ao actuador um funcionamento estável, suave e isento de vibrações electromecânicas. Para se conseguir estes intentos, sugere-se a aplicação específica de um sistema inteligente de controlo, baseado em redes neuronais e inteligência artificial.

- Desenvolvimento de sistemas completos de accionamento (actuador + conversor electrónico + sistema inteligente de controlo), e sua aplicação industrial em áreas tão diversas como as máquinas-ferramentas, as cadeias automatizadas de transporte, e a indústria aeroespacial. Para isso, sugere-se a criação de parcerias entre a Universidade e as diversas empresas interessadas no desenvolvimento de projectos conjuntos.

No final deste subcapítulo, é de salientar que, como parte integrante da estratégia global de desenvolvimento do Departamento de Engenharia Electromecânica da Universidade da Beira Interior, algumas das sugestões anteriormente apontadas se encontram em fase de desenvolvimento no seio do Grupo de Electrotecnia, constituindo trabalhos de doutoramento, com início recente. Em Dezembro 2001, e no âmbito de concurso para novas unidades de I&D, aberto pela fundação para a Ciência e a Tecnologia, este grupo apresentou a sua pré-candidatura a uma nova unidade, denominada “Centro de Accionamentos e Sistemas Eléctricos”.

8.3 Considerações finais

Na literatura científica e técnica internacional, escasseiam as obras publicadas versando os aspectos de cálculo e de construção de actuadores lineares de relutância variável comutados, sendo de destacar apenas 1 capítulo, e relacionado somente com actuadores tubulares, em livro publicado por I. Boldea e S. A. Nasar [14], e um artigo científico publicado por R. Krishnan e outros, no número de Novembro/Dezembro de 2000 das “Transactions of Electrical Industry Applications” do “Institution of Electrical and Electronic

Engineers”(IEEE) [2]. Tomando como referência o conteúdo deste último trabalho, é importante que sejam tecidas as seguintes observações:

- No artigo em questão, é apresentada uma metodologia de dimensionamento de actuadores lineares de relutância variável comutados, complementada com os cálculos numéricos de um protótipo, cuja construção é igualmente descrita.
- Maria do Rosário Calado, em co-autoria com C. Pereira Cabrita, publicou, em língua portuguesa, no número de Setembro de 1998 da prestigiada Revista Electricidade [26], um trabalho exactamente sobre este mesmo tema e, posteriormente, um outro em conferência internacional [27], em Setembro de 2000, onde se desenvolve a análise numérica do actuator. A publicação [26], submetida em Janeiro de 1998, ou seja, praticamente três anos antes da publicação do artigo de R. Krishnan, apresenta uma metodologia em tudo similar à que foi proposta por este último autor. Contudo, no nosso artigo apresenta-se ainda o cálculo comparativo de dois actuadores, com o mesmo desempenho, mas com topologias electro-mecânicas diferentes — um é tubular e o outro, linear plano. De salientar que a metodologia por nós proposta no artigo, serviu como ponto de partida para a optimização do cálculo [27] e para a construção do protótipo que representa a coluna vertebral desta dissertação [28-32].
- A escolha da estrutura do nosso actuator, isto é, 6/4, as suas dimensões optimizadas, o cálculo das bobinas de excitação, e as opções tomadas no que respeita ao banco de ensaios, foram tarefas executadas em período de tempo anterior à data da publicação do artigo de Krishnan.

- Ambas as máquinas, a nossa e a de Krishnan, foram construídas com uma estrutura elementar 6/4, ou seja, com 6 pólos no primário e 4 saliências polares no secundário. Todavia, contrariamente à opção por nós adoptada, em que o primário é a parte móvel, na máquina de Krishnan o primário é a parte fixa e o secundário a parte móvel.
- Como resultado das opções tomadas, enquanto que o primário do nosso protótipo comporta apenas 6 pólos e, conseqüentemente, apenas 6 bobinas, tendo-se dimensionado o secundário com um comprimento de 1,80 metros, o primário da máquina de Krishnan foi construído com 120 pólos, ou seja, com igual número de bobinas de excitação, o que conduziu a um comprimento de 4,80 metros. Ou seja, em termos comparativos, o protótipo por nós desenvolvido tem menos 95% de bobinas no seu primário e, por conseguinte, a mesma percentagem de cobre a menos. Como consequência prática, pode-se concluir que o nosso protótipo e o respectivo banco de ensaios universal, permitiram uma economia de material, de espaço, e de custos, bastante considerável.
- Contrariamente à nossa abordagem, pensamos que Krishnan não conduziu o referido trabalho com a preocupação do dimensionamento optimizado do seu actuator. Parece-nos que os seus objectivos se concentraram fundamentalmente na comprovação experimental das características teóricas e na implementação de um sistema de controlo do actuator [12]. Para se corroborar esta afirmação, atente-se nos dados expostos na Tab. 8.1, que correspondem às características de funcionamento limite, para ambos os protótipos, constatando-se que a força específica desenvolvida pelo nosso actuator é cerca de 3,5 vezes superior.

Tab. 8.1 Características limite dos protótipos de M. R. Calado e de R. Krishnan.

Características	Actuador de M. R. Calado	Actuador de R. Krishnan
Entreferro [mm]	2,0	1,0
Corrente [A]	5	9
Força [N]	98,6	50
Força específica [N/A]	19,7	5,6

Sem margem para dúvidas, este trabalho que nos propusemos realizar representou um enorme desafio, na medida em que a experiência neste tipo de actuador eléctrico, no seio da equipa de investigação da qual somos parte integrante, era praticamente inexistente. Todavia, consideramos, em nossa opinião, que os resultados obtidos excedem todas as expectativas iniciais, e que estamos a contribuir de uma forma honesta e empenhada, para o desenvolvimento científico e tecnológico do actuador linear de relutância variável comutado, máquina esta que, devido às suas elevadas potencialidades, num futuro muito próximo será, certamente, um enorme sucesso no domínio dos accionamentos eléctricos.

Referências Bibliográficas

- [1] Andrew A. Goldenberg, Izhak Laniado, Pawel Kuzan, Chin Zhou, “Control of Switched Reluctance Motor Torque for Force Control Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, No. 4, Agosto de 1994.
- [2] Byeong-Seok Lee, Han-Kyung Bae, Praveen Vijayraghavan, R. Krishnan, “Design of a Linear Switched Reluctance Machine”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, Novembro/Dezembro de 2000.
- [3] Bimal K. Bose, Timothy J. E. Miller, Paul M. Szczesny, William H. Bicknell, “Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor” IEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, Julho/Agosto de 1986.
- [4] B. Saint-Jean, “Électrotechnique et Machines Électriques” Éditions Eyrolles, Paris, 1977.

- [5] C. Pereira Cabrita, “Motor Linear de Indução – Análise Teórica, Projecto e Ensaio”, Dissertação de Doutoramento, Instituto Superior Técnico, Lisboa, 1988.
- [6] C. Pereira Cabrita, A. Leão Rodrigues, “Determinação da Corrente Máxima Admissível por uma Máquina Eléctrica”, Revista Electricidade, No.º260, Outubro de 1989.
- [7] C. Pereira Cabrita, “Construção e Ensaio do Protótipo de um Motor Linear de Indução Tubular Trifásico”, Revista Electricidade, No.º271, Outubro de 1990.
- [8] CEDRAT, “Flux 2D Version 7.40”, Meylan, France, 1999.
- [9] Dennis G. Manzer, Matthew Varghese, James S. Thorp, “Variable Reluctance Motor Characterization”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, No. 1, Fevereiro de 1989.
- [10] Gabriel Gallegos-López, Philip C. Kjaer, T. J. E. Miller, “A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives”, IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 34, No. 4, Julho/Agosto de 1998.
- [11] Giuseppe S. Buja, Maria I. Valla, “Control Characteristics of the SRM Drives-Part I: Operation in the Linear Region”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No. 5, Outubro de 1991.
- [12] Han-Kyung Bae, Byeong-Seok Lee, Praven Vijayraghavan, R. Krishnan, “A Linear Reluctance Motor: Converter and Control”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 5, Setembro/Outubro de 2000.

- [13] H. Cailleux, B. Le Pioufle, B. Multon, “Comparison of Control Strategies to Minimize the Torque Ripple of a Switched Reluctance Machine”, *Electric Machines and Power Systems*, No. 25, 1103-1118, 1997.
- [14] I. Boldea, S. A. Nasar, “Linear Electric Actuators and Generators”, Cambridge University Press, 1997.
- [15] Infolytica Corporation Limited, “Magnet Version 6.4”, Montreal, Canada, 1999.
- [16] Iqbal Husain, M. Ehsani, “Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, No. 1, Janeiro de 1996.
- [17] Jan H. Fisch, Yun Li, P. C. Kjaer, J. J. Gribble, T. J. E. Miller, “Pareto-Optimal Firing Angles for Switched Reluctance Motor Control”, Technical Report, Centre of Systems and Control, Faculty of Engineering, University of Glasgow, Scotland, obtido via Internet, sem data.
- [18] J. F. Borges da Silva, “Electrotecnia Teórica I”, AEIST, Lisboa, 1986.
- [19] J. F. Borges da Silva, “Electrotecnia Teórica II”, AEIST, Lisboa, 1986.
- [20] J. Corda, S. Masic, J. M. Stephenson, “Computation and Experimental Determination of Running Torque Waveforms in Switched-Reluctance Motors”, *IEE Proceedings-B*, Vol. 140, No. 6, Novembro de 1993.
- [21] J. M. Stephenson, “High Performance Switched Reluctance Drives”, SR Drives Ltd and Leeds University, Leeds, UK. Relatório universitário, obtido sem data.

- [22] J. Guerreiro Gonçalves, “Actuador Linear de Indução Tubular - Modelização, Dimensionamento e Ensaio”, Dissertação de Doutoramento, Universidade da Beira Interior, Covilhã, 2000.
- [23] J. Guerreiro Gonçalves, M. R. Calado, C. Pereira Cabrita, “A New Electromagnetic Position Detection for Linear Actuators”, Proceedings of the 4th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, ELECTROMOTION’01, Bolonha, Itália, 19-20 de Junho de 2001.
- [24] J. Guerreiro Gonçalves, M. R. Calado, C. Pereira Cabrita, “A New Electromagnetic Speed Detection for Linear Actuators”, Proceedings of the 15th International Conference on Electrical Machines, ICEM 2002, Bruges, Bélgica, 26-28 de Agosto de 2002, (aceite para publicação).
- [25] J. R. Hendershot Jr., T. J. E. Miller, “Design of Brushless Permanent-Magnet Motors”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [26] M. R. Calado, C. Pereira Cabrita, “O Actuador Linear de Relutância Variável Comutado”, Revista Electricidade, No. 358, Setembro de 1998.
- [27] M. R. Calado, C. Pereira Cabrita, “Finite-Element Analysis of a Linear Switched Reluctance Actuator”, Proceedings of the 9th International Conference of Power Electronics and Motion Control, EPE-PEMC 2000, Kosice, Eslováquia, 5-7 de Setembro de 2000.
- [28] M. R. Calado, C. Pereira Cabrita, “Aspectos Complementares de Análise e Dimensionamento de Motores e Actuadores de Relutância Variável Comutados”, Revista Electricidade, a ser publicado em 2002.

- [29] M. R. Calado, C. Pereira Cabrita, “Dimensionamento e Análise de Um Actuador Linear de Relutância Variável Comutado”, Actas da Conferência ENGENHARIA’2001, Universidade da Beira Interior, Covilhã, Portugal, 5-6 de Novembro de 2001.
- [30] M. R. Calado, J. Guerreiro Gonçalves, C. Pereira Cabrita, “Dimensionamento Optimizado do Actuador Linear de Relutância Variável Comutado”, Actas de las 7as Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, Madrid, Espanha, 4-6 de Julho de 2001.
- [31] M. R. Calado, J. Guerreiro Gonçalves, C. Pereira Cabrita, “Análise Numérica de um Actuador Linear de Relutância Variável Comutado”, Actas de lo V Congreso de Métodos Numéricos en Ingeniería, Madrid, Espanha, 3-6 de Junho de 2002 (aceite para publicação).
- [32] M. R. Calado, J. Guerreiro Gonçalves, C. Pereira Cabrita, “Design of a Linear Switched Reluctance Actuator. Analytical and Numerical Analysis”, Proceedings of the Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion, SPEEDAM 2002, Ravello, Itália, 11-14 de Junho de 2002, (aceite para publicação).
- [33] Peter N. Materu, R. Krishnan, “Steady-State Analysis of the Variable-Speed Switched-Reluctance Motor Drive”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, No. 4, Novembro de 1989.
- [34] Peter P. Silvester, Ronald L. Ferrari, “Finite Elements for Electrical Engineers, 3rd Edition”, Cambridge University Press, UK, 1996.

- [35] P. Gonçalves Baiona, C. Pereira Cabrita, “Dimensionamento de Motores de Relutância Variável Comutados”, *Revista Electricidade*, N.º 343, Abril de 1997, p. 96-105.
- [36] P. H. Chappell, “Winding Current in Switched Reluctance Motor” ", *IEE Proceedings*, Vol. 134, Pt. B, No. 5, Setembro de 1987.
- [37] P. H. Chappell, “Current Pulses in Switched Reluctance Motor”, *IEE Proceedings*, Vol. 135, Pt. B, No. 5, Setembro de 1988.
- [38] P. H. Chappell, W. F. Ray, R. J. Blake, “Microprocessor Control of a Variable Reluctance Motor”, *IEE Proceedings*, Vol. 131, Pt. B, No. 2, Março de 1984.
- [39] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, N. N. Fulton, “Variable-speed Switched Reluctance Motors”, *IEEE Proc.*, Vol. 127, Pt. B, No. 4, Julho de 1980.
- [40] R. Krishnan and al., “Design Procedure for Switched-Reluctance Motors”, *Transactions of IEEE Industrial Applications*, Vol. 24, 1998, p. 456-461.
- [41] Sayeed Mir, Iqbal Husain, Malik E. Elbuluk, “Switched Reluctance Motor Modeling with On-Line Parameter Identification”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 4, Julho/Agosto de 1998.
- [42] Slobodan Vukosavić, Victor R. Stefanović, “SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 6, Novembro/Dezembro de 1991.
- [43] SPEED Laboratory, “PC-SRD”, Glasgow, UK, 1999.

- [44] The MathWorks Inc., “Building GUIs with MATLAB”, Natick, USA, Dezembro de 1996.
- [45] The MathWorks Inc., “Using MATLAB”, Natick, USA, Dezembro de 1996.
- [46] The MathWorks Inc., “Using MATLAB Graphics”, Natick, USA, Dezembro de 1996.
- [47] Tian-Hua Liu, Yung-Ju Chen, Ming-Tzan Lin, “Vector Control and Reliability Improvement for a Switched Reluctance Motor”, Department of Electrical Engineering, National Taiwan Institute of Technology, Taipei, Taiwan 106, China, sem data.
- [48] T. J. E. Miller, “Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1989.
- [49] T. J. E. Miller, “Switched Reluctance Motors and Their Control”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [50] William F. Ray, Peter J. Lawrenson, Rex M. Davis, J. Michael Stephenson, N. N. Fulton, Roy J. Blake, “High-Performance Switched Reluctance Brushless Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, Julho/Agosto de 1986.
- [51] Young Ahn Kwon, “Computation of Optimal Excitation of a Switched Reluctance Motor Using Variable Voltage”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 1, Fevereiro de 1998.