



Michael Sequeira Carvalho

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de
Computadores

Contributo para o estudo do Motor Linear Síncrono Supercondutor

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: João Miguel Murta Pina, Professor Doutor,
Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade
Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Doutor. Fernando Vieira Coito
Arguente: Prof. Doutor Mário Fernando Ventim Neves
Vogal: Prof. Doutor(a) João Miguel Murta Pina



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

[Junho 2012]

Contributo para o estudo do Motor Linear Síncrono Supercondutor

Copyright © Michael Sequeira Carvalho, FCT/UNL, UNL

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Uma tese de mestrado apesar do processo solitário a que qualquer aluno é sujeito, reúne contributos de várias pessoas. Desde o início da minha dissertação, contei com a confiança e apoio de inúmeras pessoas que tornaram possível o desfecho da mesma. Sem estes contributos esta dissertação não teria sido possível.

Em primeiro, gostaria de agradecer ao meu orientador, o Professor João Murta Pina, pelo seu apoio incondicional e, sua total disponibilidade ao longo do estudo desta dissertação.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Electrotécnica pela partilha de saber e suas valiosas contribuições, que levaram, directo ou indirectamente, à realização desta dissertação.

Queria deixar também um agradecimento a todos os meus colegas dos laboratórios 1.5 e 1.8 pelas suas ajudas e importantes saberes para realização do trabalho, num ambiente sempre de boa disposição. Um agradecimento também ao Daniel Valadas, pela sua ajuda na construção de protótipo.

Um agradecimento a todos os amigos da “terrinha” e, aos criados aqui nesta instituição, pois foi com eles que convivi e vivi (República dos bananas) momentos espectaculares.

Por fim, mas com maior importância, um grande obrigado aos meus pais por todo o apoio dado ao longo destes anos pois, sei que nem sempre foi fácil para eles. Um agradecimento também ao meu mano pelos momentos de galhofa em casa. E, obrigado a ti Joana pela tua paciência, compreensão e apoio ao longo de todo este percurso e, por tudo o que vai para além do mesmo.

A todos vós, muito obrigado!

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Sumário

O aparecimento de materiais supercondutores de alta temperatura perpetuou grandes vantagens para o desenvolvimento da área de energia, em termos eléctricos e magnéticos. Com a possibilidade de arrefecê-los a uma temperatura aproximadamente igual à do azoto líquido, esta área tornou-se ainda mais atractiva para aplicações de potência, comparando com aplicações tradicionais. A hipótese de poder tornar estas aplicações mais leves, com um volume mais pequeno, assim como, terem menos perdas AC e consequentemente ter mais eficiência, foi suficiente para iniciar-se a realização de uma dissertação acerca de um motor linear síncrono totalmente supercondutor.

O motor linear síncrono supercondutor é composto por enrolamentos de material supercondutor de alta temperatura (SAT) no estator e, por uma parte móvel que suporta dois blocos supercondutores magnetizados.

Nesta dissertação estuda-se a aplicação de materiais SAT para efeitos de criação do campo magnético viajante para motores lineares, comparando com dois tipos de topologias distintas para o estator. Essas topologias passam pela análise do comportamento do fluxo magnético para um estator com e sem ferro, assim como, pela análise da força de propulsão para as mesmas arquitecturas.

Serão apresentadas diversas simulações para estas duas topologias, demonstrando a distorção harmónica espacial para cada uma delas.

Nesta dissertação foi também realizada uma análise experimental da força de propulsão com estator sem ferro, através da construção de um protótipo para este motor.

Palavras-chave:

Motor linear síncrono; Motor linear supercondutor; Enrolamento com núcleo de ar

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Abstract

The appearance of High-temperature superconductor materials (HTS) brought big advantages in the energy sector development, electrically and magnetically. With the possibility to cool down this material at liquid nitrogen temperature, this area became more attractive for the power applications, The possibility of making this applications lighter, with a smaller volume, less Dc losses and consequently more efficient, was sufficient to realize a dissertation about a superconducting linear synchronous motor.

The superconducting linear synchronous motor is composed by HTS material in the windings of the stator and two YBCO pellets in the mover.

In this dissertation it is studied the effect of HTS materials in the creation of traveling magnetic wave in linear motors, comparing with two others stator topologies. This topologies are analysed in terms of flux density behaviour and, in terms of propulsion force for the iron and ironless topologies.

Many simulations will be present for these two topologies, demonstrating the harmonic distortion for each one.

In this dissertation was also performed an experiment of the propulsion force, with an ironless stator, by building a prototype for this motor.

Keywords:

Superconducting linear motor; Linear synchronous motor, Air core winding

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Índice de Matérias

1	Introdução.....	23
1.1	Motivação	23
1.2	Objectivos.....	23
1.3	Contribuições Originais	24
1.4	Estrutura da dissertação	24
2	Revisão Bibliográfica.....	27
2.1	Introdução.....	27
2.2	Supercondutividade	27
2.3	Supercondutores de Alta Temperatura	28
2.4	Fita Supercondutora.....	31
2.5	Motores Lineares	34
2.6	Classificação dos tipos de motores lineares	37
2.6.1	Motor de Indução	37
2.6.2	Motores lineares de corrente contínua	39
2.6.3	Motores lineares síncronos.....	42
2.6.4	Motor linear de relutância.	45
2.6.5	Motor linear síncrono supercondutor.....	47
2.7	Conclusão.....	48
3	Projecto e construção do motor linear síncrono supercondutor.....	51
3.1	Projecto da estrutura.....	52
3.2	Projecto da armadura.....	52
3.2.1	Enrolamentos Supercondutores.....	52
3.2.2	Estató Duplo	54
3.2.3	Dispersão do fluxo devido ao aumento do entreferro.	57
3.2.4	Efeito de extremidade e efeito de espalhamento.....	58
3.2.5	Passo polar e distribuição dos enrolamentos	64
3.3	Projecto da parte móvel (excitação).....	67
3.4	Sistema de medições	68
3.5	Conclusão.....	69

4	Análise Teórica.....	71
4.1	Campo viajante.....	71
4.2	Enrolamento com núcleo de ar.....	74
4.2.1	Topologia.....	74
4.2.2	Cálculo da densidade de fluxo magnético no estator.....	75
4.2.3	Linhas de densidade de fluxo.....	79
4.2.4	Análise harmónica da densidade de fluxo no ar.....	84
4.2.5	Força de propulsão gerada por enrolamentos com núcleo de ar.....	86
4.2.6	Análise harmónica da força de propulsão no ar.....	88
4.2.7	Onda viajante gerada pelo estator com enrolamentos com núcleo de ar...	90
4.3	Enrolamento com núcleo de ferro.....	91
4.3.1	Topologia.....	91
4.3.2	Cálculo do campo magnético no estator em núcleo de ferro.....	92
4.3.3	Análise da força magnetomotriz no motor com núcleo de ferro.....	93
4.3.4	Análise da densidade de fluxo magnético no motor com núcleo de ferro...	95
4.3.5	Análise das harmónicas para a força magnetomotriz com estator de ferro.	97
4.3.6	Força de propulsão gerada pelos enrolamentos com um duplo estator em ferro.	101
4.3.7	Análise das harmónicas para a força de propulsão com estator em ferro.	107
4.3.8	Onda Viajante gerada pelo estator com enrolamentos em núcleo de ferro.	108
4.4	Comparação entre um estator com enrolamentos de núcleo ferromagnético e enrolamentos de núcleo de ar.....	109
4.4.1	Comparação da intensidade de densidade de fluxo magnético.....	110
4.4.2	Comparação da intensidade de força de propulsão.....	111
5	Ensaio do Protótipo.....	113
5.1	Análise das forças de propulsão.....	113
5.2	Análise das forças de propulsão.....	118
5.3	Conclusão.....	119
6	Conclusões finais e trabalho futuro.....	121

7 Bibliografia.....123

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Índice de Figuras

Figura 2.1 - Variação da temperatura crítica com a densidade de corrente. Retirado de [2].	29
Figura 2.2 - Anos de descoberta de novos materiais supercondutores de alta temperatura (Fonte: http://accessscience.com/content/High-temperature-superconductivity/YB084240)	30
Figura 2.3 - Esquema simplificado da técnica de elaboração da fita supercondutora. Retirado de [8].	32
Figura 2.4 - Secção de uma fita condutora de 1G. Retirado de [9].	32
Figura 2.5 - Temperatura crítica da fita de 1G. Retirado de [10].	33
Figura 2.6 - Densidade de corrente crítica quando uma densidade se encontra: a) paralela à superfície da fita. b) perpendicular à superfície da fita. Fita da American Superconductor, modelo HTS High Strength Wire. Retirado de [5].	33
Figura 2.7 - Camadas presentes numa fita de 2G.	34
Figura 2.8 - Interesse pelo motor linear ao longo do tempo (adaptado de [13]).	35
Figura 2.9 - Desenrolamento de um motor tambor para um motor linear.	36
Figura 2.10 - Rotor em gaiola esquilo de um motor linear de indução. Adaptado de [16].	38
Figura 2.11 - Correntes induzidas nos condutores do rotor. Retirado de [17].	39
Figura 2.12 - Motor linear de indução com a representação do fluxo produzido pelos enrolamentos do estator. Retirado de http://manuhouse.chez-alice.fr/page3.html .	39
Figura 2.13 - Motor Linear de corrente contínua. Adaptado de [18].	40
Figura 2.14 - Fluxos principal do motor linear de corrente contínua. Adaptado de [18].	40
Figura 2.15 - Fluxos magnéticos existentes no motor linear de corrente contínua. Adaptado de [15].	41
Figura 2.16 - Motor linear de corrente contínua de dois pólos. Adaptado de [18].	41
Figura 2.17 - Plano de um motor linear síncrono de magnetos permanentes com armadura e MP's enterrados num placa de alumínio. 1-MP, 2-Placa de alumínio, 3-culatra. Retirado de [21].	42
Figura 2.18 - Comparação da utilização de alumínio na culatra. Retirado de [21].	43
Figura 2.19 - Arquitecturas para um motor linear síncrono com magnetos permanentes da sua armadura: (a) Duas armaduras externas (b) uma armadura interna. Retirado de [21].	44
Figura 2.20 - Linhas de fluxo presentes no Motor linear homopolar, vistas de frente e perfil. Retirado de [22].	44
Figura 2.21 - Excitação electromagnética plano de um sistema com núcleo de ferro. 1- Pólos salientes, 2- Excitação dc, 3-Culatra, 4-Armadura. Retirado de [21].	45
Figura 2.22 - Tipo de rotor utilizado no motor de relutância. Retirado de http://www.eti.kit.edu/download/Wolff_energia.pdf .	46
Figura 2.23 - Motor linear de relutância com armadura simples. Adaptado de [24].	47

Figura 2.24 - Motor de relutância com magnetos permanentes. 1) armadura; 2) enrolamentos geradores de fluxo; 3) magnetos permanente; 4) Plano dentado fixo. Retirado de [25].	47
Figura 3.1 - Pré-Protótipo do motor linear. Retirado de [5].	51
Figura 3.2 - Estrutura utilizada no ensaio do motor. A – Apoio para a bobina de magnetização superior. B – Base para o estator. C – Furo para suporte da vara.	52
Figura 3.3 - Molde de Nylon utilizado para a construção dos enrolamentos. Retirado de [5].	53
Figura 3.4 - Enrolamento completo.	54
Figura 3.5 - Estator simples e excitação (cima). Estator duplo e excitação (baixo).	55
Figura 3.6 - Componente tangencial e normal de fluxo magnético criado pelos enrolamentos das armaduras. Adaptado de [5].	55
Figura 3.7 - Representação da densidade de fluxo numa armadura dupla, com dois enrolamentos em núcleo de ar em cada semi-estator.	56
Figura 3.8 – Pré-protótipo utilizado no motor linear.	57
Figura 3.9 - Densidade de fluxo em dois semi-estatores sem excitação. Retirado de [32]	57
Figura 3.10 - Correntes de Foucault presentes na excitação nas quais se verificam o efeito de extremidade longitudinal. Adaptado de [33].	58
Figura 3.11 - Densidade de fluxo presente nas extremidades da excitação a velocidades diferentes. Adaptado de [34].	59
Figura 3.12 - Distribuição das correntes de Foucault ao longo da excitação: a) $v \neq 0$ b) $v = 0$. Adaptado de [34].	60
Figura 3.13 – Efeito de extremidade transversal. Adaptado de [33].	60
Figura 3.14 - Efeito espalhamento. Adaptado de [37].	61
Figura 3.15 - Representação do efeito de extremidade e força de saliência (Cogging Force) num motor linear de magnetos permanente com estator simples. Adaptado de [38].	62
Figura 3.16 - Forças presentes na força de propulsão. Retirado de [39]	62
Figura 3.17 - Distribuição do fluxo magnético com e sem materiais SAT nas cavas da armadura. Retirado de [39].	63
Figura 3.18 - Passo polar do estator e representação da distribuição das fases.	64
Figura 3.19 - Representação das três fases da corrente, desfasadas de 120°.	65
Figura 3.20 – Localização gráfica dos dois estados possíveis para a anulação da fase B.	65
Figura 3.21 - Estator duplo com a fase B anulada e funcionamento em corrente contínua. Cabo de alumínio (linha tracejada); Fita supercondutora (linha contínua).	66
Figura 3.22 - Estator utilizado.	67
Figura 3.23 - Protótipo da parte móvel.	68
Figura 3.24 - Protótipo utilizado.	69

Figura 4.1 - Campo Viajante gerado pelos três campos pulsantes para instantes de tempos distintos.....	73
Figura 4.2 - Topologia com enrolamentos em núcleo de ar em duas camadas.....	75
Figura 4.3 - Tipo de enrolamento utilizado para o cálculo da densidade de fluxo magnético num ponto do espaço P. Adaptado de [5].....	76
Figura 4.4 - Vista em planta de um enrolamento com representação de um anel de corrente definido por $(x\pm b)$ e $(y\pm a)$	77
Figura 4.5 - Representação da densidade de fluxo magnético, na componente normal e tangencial a um enrolamento, ao longo de um estator simples.	80
Figura 4.6 - Representação das linhas de fluxo magnético ao longo do estator simples.	81
Figura 4.7 - Representação da densidade de fluxo magnético, na componente normal e tangencial a um enrolamento, ao longo de um estator duplo.	82
Figura 4.8 - Representação das linhas de fluxo ao longo de uma porção do estator duplo.	83
Figura 4.9 - Representação da componente normal da densidade de fluxo magnético através de 3 processos de análise distintos. Análise por elementos finitos, análise pela lei de Biot-Savart e uma análise prática através de um ensaio experimental.	83
Figura 4.10- Representação das harmônicas e da função da densidade de fluxo magnético com enrolamento com núcleo de ar.....	85
Figura 4.11 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier da densidade de fluxo magnético.	85
Figura 4.12 - Variáveis utilizadas para representação das dimensões da fita supercondutora.	87
Figura 4.13 - Representação da força ao longo de um estator duplo com enrolamentos com núcleo de ar.	88
Figura 4.14 - Representação das harmônicas e da função da força de propulsão com enrolamento com núcleo de ar.	89
Figura 4.15 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier da força de propulsão.	89
Figura 4.16 - Representação da densidade de fluxo magnético no estator, para três instantes de tempo distintos, de modo a verificar a onda magnética viajante.	90
Figura 4.17 - Topologias estudadas para o motor linear síncrono supercondutor com estator em ferro. a) Topologia T_1 com duas camadas de enrolamentos. b) Topologia T_2 com uma camada de enrolamentos. Retirado de [5].	92
Figura 4.18 - Estator Duplo em ferro. Adaptado de [5].	93
Figura 4.19 - Função trapezoidal que simula a força magnetomotriz da fase c. Retirado de [5].	94
Figura 4.20 - Representação da força magnetomotriz para cada fase.....	95
Figura 4.21 - Representação do campo magnético ao longo do estator e um motor linear em ferro quando $t=0$	96

Figura 4.22 - Representação da densidade de fluxo no ferro, com uma corrente contínua a passar nos enrolamentos, exceptuando o enrolamento de fase b.	97
Figura 4.23 - Representação da força magneto motriz através da soma das três fases.	97
Figura 4.24 - Representação das harmónicas e da função da força magneto motriz com estator em ferro, através do método analítico.	98
Figura 4.25 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier força magneto motriz com estator em ferro, através do método analítico.	99
Figura 4.26 - Representação das harmónicas e da função original da força magneto motriz com estator em ferro, através do método numérico.	100
Figura 4.27 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier força magneto motriz com estator em ferro, através do método numérico.	100
Figura 4.28 - Representação das forças existentes num duplo estator em ferro.	101
Figura 4.29 - Representação do campo magnético proveniente dos blocos supercondutores da parte móvel.	102
Figura 4.30 - Designação de três pontos (A, B, C) para o cálculo da densidade de fluxo magnético.	103
Figura 4.31 - Representação ilustrativa do cálculo da força de propulsão no ferro.	106
Figura 4.32 - Representação da força de propulsão da parte móvel num estator duplo em ferro.	106
Figura 4.33 - Representação das harmónicas e da função original da força de propulsão com estator em ferro.	107
Figura 4.34 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier força de propulsão com estator em ferro.	108
Figura 4.35 - Representação da densidade de fluxo magnético no estator, com enrolamentos em núcleo de ferro, para três instantes de tempo distintos, de modo a verificar a onda magnética viajante.	109
Figura 4.36 - Comparação entre a densidade de fluxo magnético com enrolamentos com núcleo de ar e com núcleo de ferro.	110
Figura 4.37 - Comparação entre a força de propulsão submetida na parte móvel com núcleo de ferro (com escala de força a esquerda (vermelho) da imagem) e, núcleo de ar (com escala de força à direita (azul) da imagem).	111
Figura 5.1 - Protótipo e respectiva fonte de alimentação.	113
Figura 5.2 - Sistema de medições utilizado no ensaio do protótipo.	115
Figura 5.3 - Comparação entre os valores medidos e simulados da força de propulsão com enrolamentos de núcleo de ar.	118

Índice de tabelas

Tabela 3.1 - Características Fita Supercondutora Bi-2223 da empresa Innost.	53
Tabela 3.2 - Características e dimensões dos enrolamentos	54
Tabela 5.1 – Legenda da Figura 5.1	114
Tabela 5.2 – Medições iniciais.....	115
Tabela 5.3 - Medições obtidas do ensaio com o protótipo.....	116
Tabela 5.4 - Medições definidas através da equação (5.1)	117

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

Lista de Acrónimos

h_s – Altura do enrolamento [m]

\vec{B} – Vector de densidade de fluxo magnético [T]

B_m – Amplitude de fluxo magnético ao longo de x [T]

\vec{F} – Vector de Força de propulsão [N]

\vec{H} – Vector de campo magnético [$A \cdot m^{-1}$]

J_w – Densidade de corrente crítica [$A \cdot m^2$]

\vec{L} – Vector comprimento do condutor [m]

N_v – Comprimento do vector discreto

W_s – Comprimento útil do enrolamento [m]

a_n, b_n - Coeficientes de Fourier

$c_{1,2,3}$ – Corrente de Foucault.

g_e – Entreferro efectivo [m]

k_1 - Factor de correcção do entreferro

l_{mag} - Caminho fechado do circuito magnético do motor [m]

l_w – Largura do enrolamento [m]

\vec{r} – Vector posição espacial [m]

r_b – Raio de curvatura [m]

ρ_L – Resistividade do secundário [$\Omega \cdot m$]

G – Factor de qualidade.

h – Altura da fita supercondutora para estator em ferro [m]

\Re - Relutância magnética [H^{-1}]

A – Área da secção [m^2]

B – Amplitude de densidade de fluxo magnético [T]

F – Força de propulsão [N]

N – Número de espiras do enrolamento

S – Espessura do enrolamento [m]

T – Período [s]

W – Largura da fita supercondutora para estator em ferro [m]

$d\vec{l}$ – Elemento de comprimento de condutor eléctrico [m]

f – Frequência [Hz]

$f.m.m.$ – Força magnetomotriz [Ae]

g – Espessura do entreferro [m]

i – Corrente [A]

l – Largura da fita supercondutora para estator em ferro [m]

s – Escorregamento

v – Velocidade linear [$m \cdot s^{-1}$]

Δh – Altura do anel de corrente escolhido [m]

Δw – Largura do anel de corrente escolhido [m]

Δx – Largura de um segmento na fita supercondutora para estator em ferro [m]

Δz – Altura de um segmento da fita supercondutora para estator em ferro [m]

μ – Permeabilidade magnética [$H \cdot m^{-1}$]

τ – Passo polar [m]

ω – Frequência angular [$rad \cdot s^{-1}$]

Subscritos

0 – Vazio

FE – Ferro

T – Total

a – Fase a

b – Fase b

c – Fase c

n – Ordem da harmónica

Siglas

DHT - Distorção harmónica total

FFT – Fast Fourier transform

MLS – Motor linear síncrono

MP – Magneto permanente

SAT - Supercondutores de alta temperatura

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

1 Introdução

1.1 Motivação

O aparecimento de materiais supercondutores de alta temperatura (SAT), que transitam para o estado supercondutor à temperatura do azoto líquido, levou ao aparecimento de vários estudos relacionados com este fenómeno. A possibilidade de utilizar este tipo de material em motores eléctricos foi uma dos temas mais explorados na comunidade científica internacional. A possível diminuição do peso e volume dos motores eléctricos são umas das potenciais vantagens desta matéria, visto que, se exclui os materiais ferromagnéticos existentes nos motores. Esta exclusão deve-se à substituição dos enrolamentos em cobre por enrolamentos de fita supercondutora. Outra das vantagens em não utilizar materiais ferromagnéticos no motor é a não saturação do material, isto é, com a ausência de ferro no motor, a densidade de fluxo magnético não é limitada pela saturação deste material, sendo possível atingir valores superiores a 1,5 T. Mas apesar de todas estas vantagens, o material supercondutor apenas adquire estas propriedades quando colocado a baixas temperaturas, o que torna a sua utilização indesejável em certas situações.

Como aluno finalista do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, interessei-me por este tema e, surgiu a oportunidade de realizar a minha dissertação sobre o mesmo, realizando um estudo sobre o motor linear síncrono supercondutor sem material ferromagnético.

1.2 Objectivos

Com a elaboração desta dissertação, que tem como objectivo o estudo e construção de um motor linear síncrono supercondutor pretende-se:

- Analisar o motor linear síncrono totalmente supercondutor realizando uma análise teórica e uma análise por simulação com o intuito de verificar as suas características, tais como, as características electromagnéticas e mecânicas (força de propulsão gerada na parte móvel).
- Construir o protótipo do motor linear recorrendo a materiais supercondutores nos enrolamentos do estator, assim como, na excitação, realizando seguidamente uma análise experimental.
- Analisar o motor linear síncrono supercondutor utilizando materiais ferromagnéticos, na armadura do mesmo, realizando uma análise teórica e uma análise por simulação das características electromagnéticas e mecânicas.
- Comparar os resultados obtidos para o motor com materiais ferromagnéticos e para um motor com ausência dos mesmos.

1.3 Contribuições Originais

As contribuições originais obtidas através desta dissertação:

- Obtenção de expressões capazes de representar a densidade de fluxo magnético dentro do estator para um motor sem ferro e, para um motor com materiais ferromagnéticos.
- Obtenção de expressões capazes de representar a força de propulsão gerado na parte móvel.
- Efectuou-se o estudo do efeito das harmónicas espaciais de um motor linear supercondutor com e sem ferro.
- Apresentou-se as vantagens e desvantagens da utilização de ferro, ou ausência do mesmo neste motor.

1.4 Estrutura da dissertação

A dissertação encontra-se dividida em seis capítulos. Para além do presente, Introdução, foi realizado uma breve descrição dos restantes capítulos encontrando-se sub-citados:

- 2. Revisão Bibliográfica:** Neste segundo capítulo foi realizado um estudo de diversos temas que foram alvos de revisão bibliográfica para introdução teórica de toda a dissertação. Foram realizadas revisões na área da supercondutividade, nos materiais supercondutores utilizados no estado actual da arte, assim como, revisões nas arquitecturas do motor linear existentes nos dias de hoje.
- 3. Projecto do Protótipo:** São descritas todas as considerações efectuadas para a construção do protótipo, nomeadamente a nível de arquitectura e de dimensões utilizadas nos materiais, de modo a favorecer a circulação dos campos electromagnéticos dentro do motor.
- 4. Análise Teórica:** É efectuado análises numéricas e analíticas das características apresentadas pelas duas arquitecturas, motor linear com materiais ferromagnéticos e com ausência dos mesmos. Neste capítulo, também são efectuadas várias simulações de modo a verificar-se graficamente o comportamento das várias características apresentadas pelos dois motores. No final deste capítulo é efectuada uma comparação das duas arquitecturas verificando-se as vantagens e desvantagens de cada uma.
- 5. Ensaio do Protótipo:** Neste capítulo são descritos os procedimentos realizados na análise experimental do protótipo, assim como, a apresentação dos valores

obtidos através dessa análise. Também é apresentado uma comparação com os valores teóricos e apresentadas sugestões para modificações no protótipo, de modo a melhorar os resultados práticos.

- 6. Conclusão:** No último apresentam-se as conclusões finais sobre o trabalho desenvolvido ao longo desta dissertação, assim como algumas perspectivas futuras para elaboração de um motor linear supercondutor.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Introdução

Até aos dias de hoje têm-se assistido a uma grande evolução no que diz respeito à tecnologia e arquitecturas desenvolvidas para os motores lineares. Assim, neste capítulo é apresentado vários tipos de motores lineares, dando especial foco aos motores lineares construídos com materiais supercondutores de alta temperatura (SAT). Será também efectuado uma breve introdução sobre a evolução da supercondutividade e suas actuais aplicações.

2.2 Supercondutividade

A supercondutividade é um tema que tem vindo a atrair, cada vez mais, a comunidade científica. As propriedades associadas, tais como: a resistência nula, o diamagnetismo ideal e o efeito de Josephson, são propriedades que têm fascinado o Homem desde a descoberta deste novo estado da matéria.

O pioneiro desta descoberta foi o físico holandês, Heike Kamerlingh Onnes que, ao investigar as propriedades dos materiais a temperaturas extremamente frias verificou nas suas experiências, que uma amostra de mercúrio deixava de apresentar resistividade à corrente quando levada abaixo de um certo valor de temperatura, denominada temperatura crítica [1].

Em 1933, os cientistas Walther Meissner e Robert Ochsenfeld descobriram outra característica presente em materiais supercondutores, denominando-a efeito de Meissner. Nesse estado, o material rejeita todo o campo magnético aplicado sobre ele, tornando-se diamagnético perfeito. Este efeito está também na origem da levitação magnética.

Depois da descoberta do efeito Meissner, o grande salto na pesquisa sobre supercondutividade ocorreu em 1957. Os cientistas americanos John Bardeen, Leon Cooper e Robert Schrieffer apresentaram a teoria BCS. Uma característica importante dessa teoria é a formação de pares de electrões, conhecidos como pares de Cooper, responsáveis pela condução eléctrica nos supercondutores.

Estas descobertas foram importantíssimas para o começo de um estudo intensivo sobre este novo estado da matéria, mas muito dispendiosas devido à dificuldade de colocar um determinado material a uma temperatura aproximadamente igual a zero absoluto, de modo a tornar-se supercondutor. Com a descoberta dos materiais supercondutores de alta temperatura, em 1986, esta tecnologia tornou-se passível de ser analisada a fim de estar presente num maior número de produtos comerciais potencialmente mais baratos[2].

Assim, o esforço dos investigadores nos dias de hoje prende-se na tentativa da descoberta de novos materiais supercondutores com temperaturas críticas mais elevadas, mas sobretudo na descoberta de novas aplicações práticas, de modo a tornar esta tecnologia uma tecnologia de topo utilizada em quase todos os sistemas de energia eléctrica.

De seguida serão abordados os principais aspectos sobre materiais supercondutores de alta temperatura e serão apresentados alguns dos materiais supercondutores mais comuns produzidos em escala comercial.

2.3 Supercondutores de Alta Temperatura

Tal como referido no subcapítulo 2.2, a supercondutividade nem sempre foi tida em conta como uma tecnologia futura, devido às temperaturas críticas dos materiais. Em 1975, Sleight referiu que o estado supercondutor foi visto no composto $\text{BaPb}_{(1-x)}\text{Bi}_x\text{O}_3$, o qual apresentava uma temperatura crítica máxima de 13 K, variando a relação de Bi/Pb. Esta descoberta iniciou a procura em supercondutores do tipo óxido [3].

Nos anos de 1980, investigadores de todo o mundo começaram a investigar novos tipos de supercondutores. Na Suíça, Chevrell descobriu o composto PbMo_6S_8 que apresentava um elevado campo magnético crítico mas, uma baixa temperatura crítica de apenas 16K. Este supercondutor foi mais tarde estudado para sua utilização em cabos eléctricos [4]. No Japão um projecto chamado “New Superconducting Material” iniciou-se em 1984, e nos Estados Unidos foi realizada uma conferência de nome “Material and Mechanism of Superconductivity” [2].

Em 1986 os cientistas Bednorz e Müller descobriam o composto $\text{Ba}_{\text{dopado}}\text{La}_2\text{CuO}_4$ ou BaLaCuO cuja temperatura crítica variava ligeiramente consoante a densidade de corrente, mas aproximava-se de 30 K, tal como se verifica na Figura 2.1:

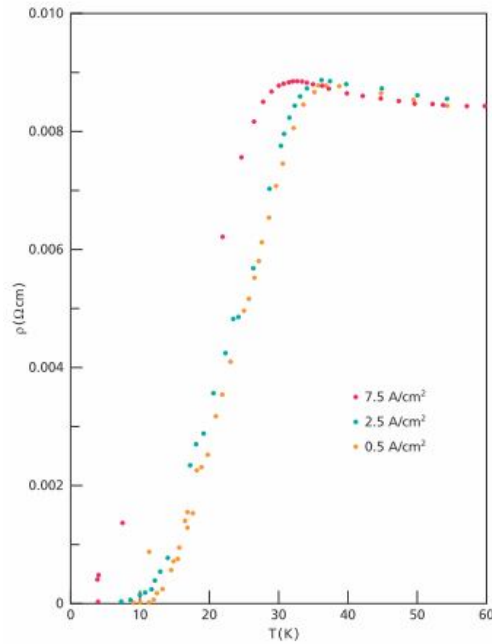


Figura 2.1 - Variação da temperatura crítica com a densidade de corrente. Retirado de [2].

Com esta descoberta surgem assim os supercondutores de alta temperatura. Os SAT são os primeiros supercondutores não convencionais, isto é, não obedecem à teoria de BCS. Esta teoria afirma que os electrões no estado supercondutor agrupam-se em pares chamados pares de Cooper. Os pares de Cooper são electrões condensados num estado com menor energia.

A partir daqui, os cientistas de todo o mundo começaram a explorar a possível utilização de materiais constituídos por óxidos de cobre como material supercondutor, de modo a atingir uma temperatura crítica mais elevada.

Em poucos anos foram encontrados muitos compostos que apresentavam temperaturas críticas cada vez mais altas, chegando aos cerca de 165 K, tal como mostra a Figura 2.2:

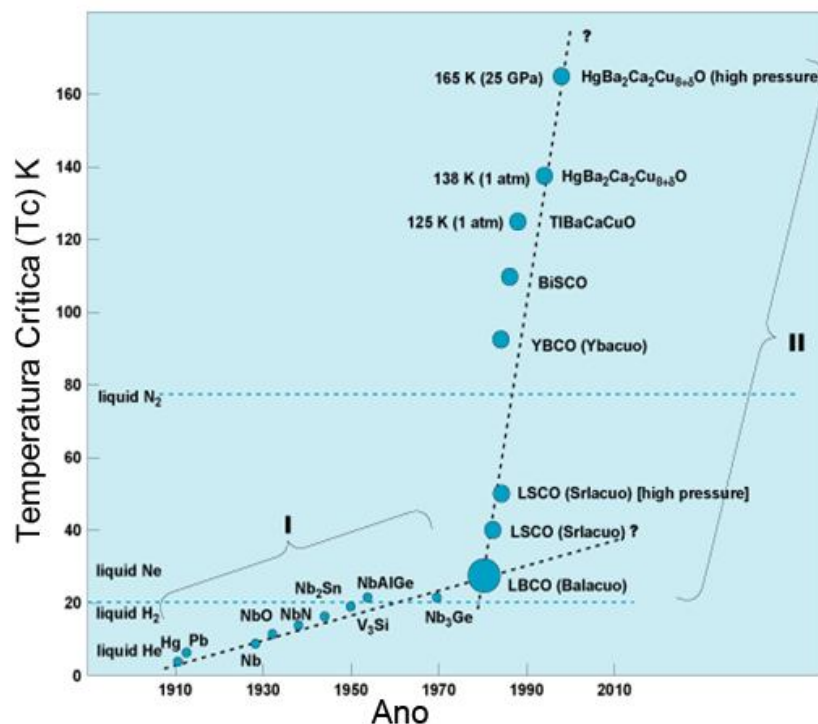


Figura 2.2 - Anos de descoberta de novos materiais supercondutores de alta temperatura (Fonte: <http://accessscience.com/content/High-temperature-superconductivity/YB084240>)

Existem certas cerâmicas baseadas em óxido de cobre cuja temperatura crítica se situa próximo dos 100 K, por exemplo, o YBa₂Cu₃O₇ ou YBaCuO é supercondutor até aos 92 K. Estas altas temperaturas críticas permitem manter os compostos no estado supercondutor quando submersos em azoto líquido (77K). Observa-se também na Figura 2.2 que o Bismuto-Estrôncio-Cálcio-Óxido de Cobre (BSCCO) e o Mercúrio-Bário-Cálcio-Óxido de Cobre (HBCCO) têm um comportamento similar.

Este incremento de temperatura crítica é fundamental para o desenvolvimento da supercondutividade, pois torna cada vez mais fácil a utilização prática de um material supercondutor à medida que a temperatura sobe. Existe também uma vantagem económica na substância utilizada para o arrefecimento, como exemplo, condensar azoto para o estado líquido custa 70 vezes menos que condensar Hélio, existe uma baixa de custos no serviço utilizado [5].

Com o aumento de temperatura crítica dos materiais supercondutores, os investigadores estão cada vez mais próximos de temperaturas mais aliciantes para aplicação deste tipo de material. Algumas destas temperaturas já foram alcançadas, por exemplo, a temperatura do azoto líquido (77K), a temperatura da face da lua oposta ao sol ou de um porão de carga de uma vaivém (100K), a temperatura do gás natural líquido (120K) e a temperatura do Freon no estado líquido, mais conhecido por CFC (clorofluorcarbonetos) (140K), visto que o

supercondutor com temperatura crítica mais elevada é o composto $HgBa_2Ca_2Cu_3O_9$, que apresenta um record de temperatura crítica de 165 K.

Existem outras temperaturas aluciantes, tais como a temperatura do dióxido de carbono solidificado (gelo seco) que tem uma temperatura de 198 K e, sobretudo, a temperatura média à superfície do planeta Terra 300K [6].

Infelizmente os supercondutores de alta temperatura têm várias desvantagens: são muito frágeis, tem uma grande anisotropia, isto é a corrente flui essencialmente num único plano e, as densidades de fluxo magnético influenciam a densidade de corrente do condutor. Esta fragilidade é o ponto fraco destes tipos de materiais cerâmicos, tornando-os pouco adequados para a fabricação de cabos eléctricos.

2.4 Fita Supercondutora

Com a descoberta dos SAT, acima da temperatura do azoto líquido (77K) e a sua potencial viabilidade, levou cientistas a investigar formas de substituir o cobre das aplicações eléctricas, como por exemplo, máquinas eléctricas e transformadores, por cabos supercondutores.

Mas como os SAT's são constituídos por materiais cerâmicos, torna-os pouco adequados à construção de cabos maciços, devido à sua elevada fragilidade. Com o aparecimento do cerâmico supercondutor *BSCCO* (primeiro supercondutor de altas temperaturas sem terras raras descoberto por Maeda 1988) e, tendo em conta a fragilidade dos materiais anteriormente existentes, surge então a fita supercondutora. Esta fita, constituída por multifilamentos de *BSCCO* (Figura 2.4), é denominada por fita supercondutora de primeira geração [7].

Devido à sua elevada densidade de corrente, aproximadamente 100 vezes a do cobre, pode-se reduzir o volume dos enrolamentos eléctricos utilizados em diversos equipamentos de potência.

Geralmente, a fita supercondutora é fabricada colocando o supercondutor em pó dentro de tubos de prata para sofrer o mecanismo de extrusão, posteriormente, a substância obtida é transformada em multifilamentos de SAT por meio de uma tecnologia de rolamentos (Figura 2.3). O preço elevado da fita resulta na quantidade significativa de prata que a tecnologia necessita [7].

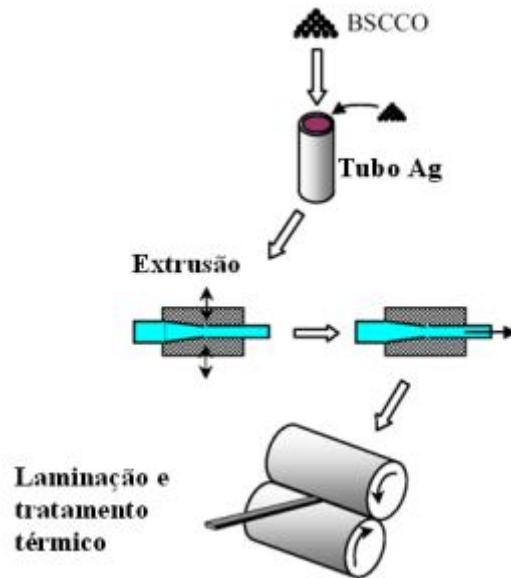


Figura 2.3 - Esquema simplificado da técnica de elaboração da fita supercondutora. Retirado de [8]

A prata desempenha um papel importante nesta tecnologia, pois é responsável pela resistência mecânica da fita, não sendo possível dobrar a fita mais do que um determinado ângulo sem que esta perca as suas propriedades de origem [9].

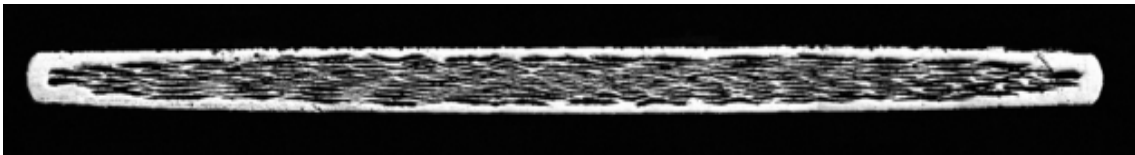


Figura 2.4 - Seção de uma fita condutora de 1G. Retirado de [9].

Na referência [10] verifica-se que temperatura crítica da fita supercondutora 1G ou BSCCO – 2233, é de $T_c = 103 K$ (Figura 2.5).

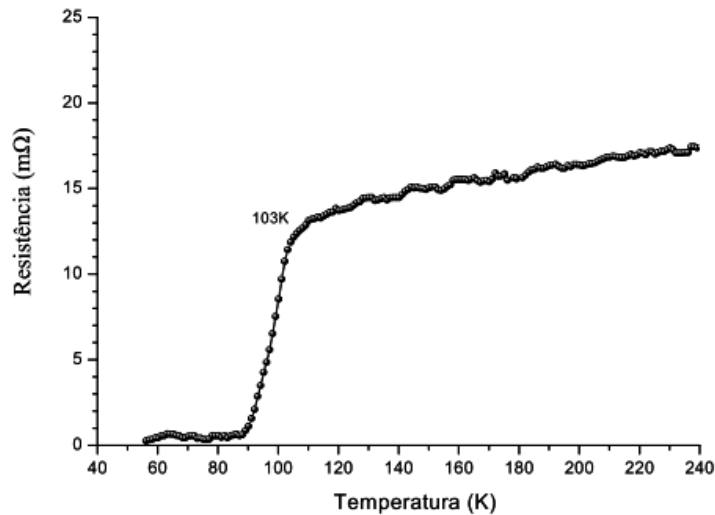


Figura 2.5 - Temperatura crítica da fita de 1G. Retirado de [10].

Outra desvantagem presente na fita supercondutora de 1G é a sua sensibilidade à presença de campos magnéticos quando estes se encontram perpendiculares a superfície da fita. Este fenómeno observa-se na Figura 2.6:

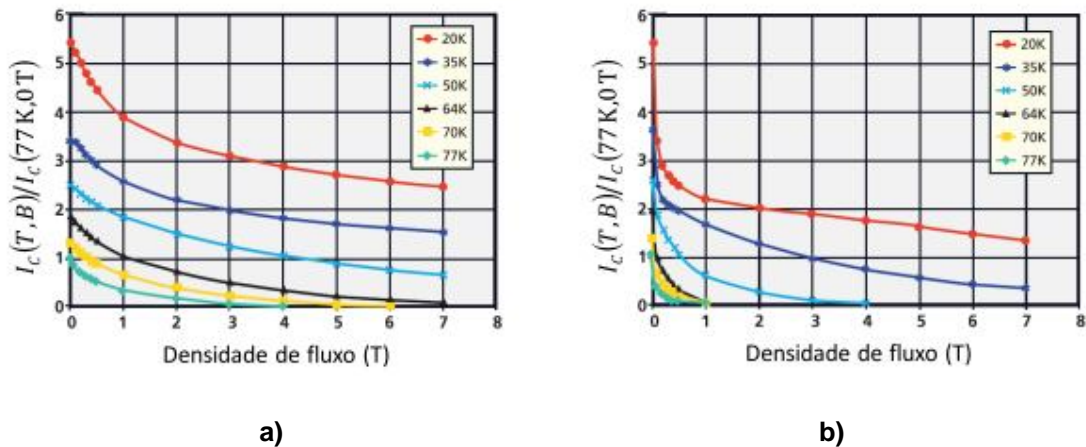


Figura 2.6 - Densidade de corrente crítica quando uma densidade se encontra: a) paralela à superfície da fita. b) perpendicular à superfície da fita. Fita da American Superconductor, modelo HTS High Strength Wire. Retirado de [5].

Na Figura 2.6 b), é visível que a 77 K o valor da densidade de corrente é praticamente nulo quando a fita supercondutora é sujeita a uma densidade de fluxo perpendicular à sua superfície. Este fenómeno limita a utilização deste material.

Recentemente, começou a verificar-se uma grande transição para a utilização de outro tipo de fita, nomeadamente, a fita supercondutora de segunda geração (2G). Esta fita constituída não por *BSCCO*, mas sim por *YBCO* (*YBaCuO*), foi desenvolvida com o propósito de

melhorar o desempenho da sua antecessora, assim como, suportar maior intensidade de campos magnéticos.

As fitas de 2G são constituídas por inúmeras camadas com funções distintas de modo a que a fita tenha estabilidade química, térmica, mecânica e eléctrica (Figura 2.7). O substrato metálico serve de base para a alta orientação dos grãos que são constituintes da cobertura do supercondutor. A camada de *YBCO* é isolada por um “buffer” da camada metálica, que permite evitar a difusão do substrato metálico para a camada. Presentemente esta camada apresenta 7 subcamadas mas, é altamente desejável diminuir este número de subcamadas para reduzir o seu custo, complexidade e preocupações de fiabilidade. E por fim, uma camada protectora, normalmente de prata, que fornece a resistência mecânica da fita [11].

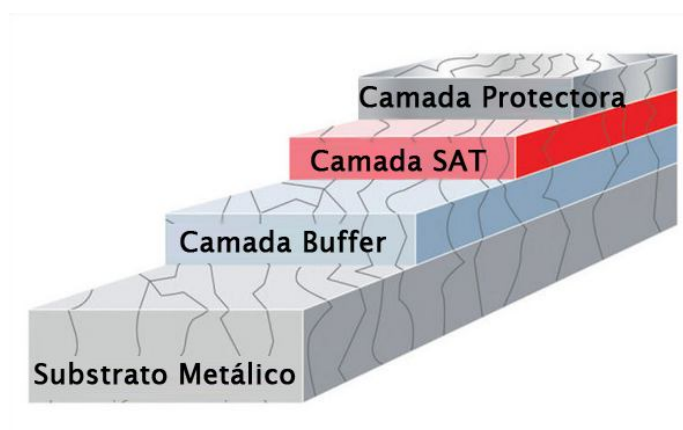


Figura 2.7 - Camadas presentes numa fita de 2G.

Existem muitas vantagens tecnológicas das fitas 2G em relação às fitas de 1G, algumas delas serão citadas ao longo desta dissertação. Num futuro próximo, espera-se que a vantagem mais significativa seja o seu custo, chegando este a aproximar-se do custo de um fio de cobre [12].

Apesar das características da fita 2G serem superiores, a fita utilizada para a elaboração desta dissertação foi a fita 1G constituída por BSCCO devido a existência do material em laboratório.

2.5 Motores Lineares

Ao longo de vários anos a concepção de motores passava sempre pela elaboração de motores do tipo rotativo. Só em meados do século XX, o motor linear começou a ter interesse prático. Este facto, deve-se sobretudo ao seu baixo desempenho e difícil controlo. Com os avanços na electrónica de potência e microprocessadores estes contras foram reduzidos, sendo considerado hoje uma tecnologia de futuro.

Na Figura 2.8 está representado o interesse nos motores lineares ao longo do tempo:

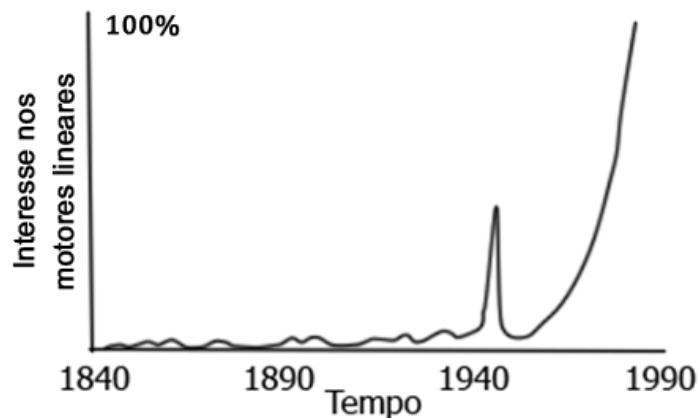


Figura 2.8 - Interesse pelo motor linear ao longo do tempo (adaptado de [13]).

Segundo Laithwaite, o que atrasou de forma expressiva a exploração comercial dos motores lineares foi a falta de definições que explicassem as características mecânicas do estator assim como as características da parte móvel. As pesquisas concluíam que a necessidade de um entreferro com grandes dimensões prejudicava em muito o rendimento da máquina, o que trouxe desinteresse pelos motores lineares.

Até que em 1965, Laithwaite conseguiu uma forma de caracterizar a qualidade de um motor linear de indução [14]. Essa caracterização provém da equação:

$$G = \frac{\tau^2 \times \mu_0 \times \omega}{\pi^2 \times \rho_L \omega \times g} \quad (2.1)$$

As variáveis apresentadas nessa equação são: passo polar (τ), tamanho do entreferro (g) e resistividade da parte móvel (ρ_L). As constantes: permeabilidade magnética (μ_0), e frequência angular da fonte (ω). Esta equação foi responsável por despertar novamente o interesse nos motores lineares, sendo G o factor dado pela equação, o qual foi denominado factor de qualidade. Esta caracterização parte do princípio que todas as máquinas eléctricas consistem em circuitos magnéticos e eléctricos que interagem entre eles.

O princípio de um motor consiste na conversão de energia eléctrica em energia mecânica, e assim, a força criada é proporcional ao fluxo ϕ e à corrente I . Deste modo, para se obter um excelente factor de qualidade, a máquina tem de ser permeável ao fluxo e conduzir corrente sem perdas, ou seja, necessitar de baixa força electromotriz e muito fluxo para uma baixa força magnetomotriz.

Para obter a equação (2.1) Laithwaite partiu da lei de Ohm:

$$f.e.m = IR = I \left(\frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l_e}{A_e} \right)$$

e a lei de Hopkinson para os circuitos magnéticos

$$f.m.m = \phi \mathfrak{R} = I \left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{l_m}{A_m} \right)$$

Define-se que o factor de qualidade será maior quanto menor for a resistência eléctrica R e a relutância magnética \mathfrak{R} do circuito:

$$G = k \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\mathfrak{R}} = \omega \cdot \frac{\sigma \cdot A_e}{l_e} \cdot \frac{\mu \cdot A_m}{l_m}$$

onde l e A representam o comprimento do circuito eléctrico ou magnético (m) e sua secção (m^2), referindo-se índices m e e a magnético e eléctrico. Por sua vez σ representa a condutividade eléctrica do circuito eléctrico ($S \cdot m \cdot m^{-2}$) e μ a permeabilidade magnética ($H \cdot m^{-1}$). Para tornar a equação adimensional, ter-se-á de multiplicar pelo inverso do tempo, isto é, multiplicar pela frequência angular $\omega(Hz)$. Traduzindo estes parâmetros para dimensões físicas de um determinado motor obtém-se então a equação do factor de qualidade (equação (2.1)).

O motor linear pode ser obtido através do “desenrolamento” de um motor de tambor, tal como representado na Figura 2.9.

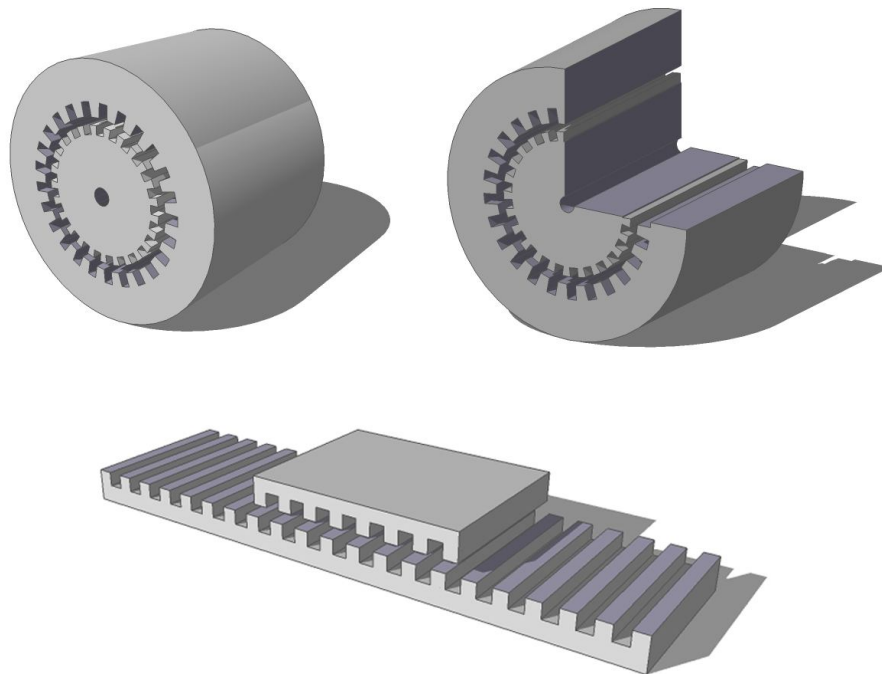


Figura 2.9 - Desenrolamento de um motor tambor para um motor linear.

O motor formado do desenrolamento do motor rotativo, apresentará duas partes. As denominações dessas partes dependem da classificação do motor linear em causa, como se verá nas secções seguintes.

A interacção entre ambas as partes produz uma força normal e outra que propulsiona a parte móvel (força de Lorentz) que é o principal objectivo destes tipos de motor.

2.6 Classificação dos tipos de motores lineares

2.6.1 Motor de Indução

Estes são os motores mais utilizados no mundo fabril. Podem ser monofásicos, bifásicos ou trifásicos. No secundário raramente são utilizados enrolamentos, a forma mais simples de construir um motor deste tipo é substituir o secundário por uma placa de material condutor, normalmente, alumínio ou cobre [15].

O princípio de funcionamento do motor linear de indução é igual ao do motor de indução rotativo, pelo que se irá começar por recordar o funcionamento deste.

No caso de um motor de indução rotativo ideal, a distribuição da corrente nos enrolamentos do estator desfasados de 120° é sinusoidal. Obtendo-se assim uma força magnetomotriz no estator contendo apenas a onda fundamental:

$$f.m.m_s = f.m.m_{s,1} \cos(p\theta - \omega_s t)$$

Esta onda gira a uma velocidade angular ω_s , possuindo uma periodicidade igual ao número de pares de pólos da máquina (p). O índice 1, na equação representa a amplitude da onda fundamental.

A velocidade do campo magnético é dependente do número de pólos presentes no estator, girando a uma velocidade $120 \times \frac{f}{p}$ rotações por minuto, sendo P o número de pares de pólos e f a frequência. Esta velocidade é definida como a velocidade de sincronismo (ω_s).

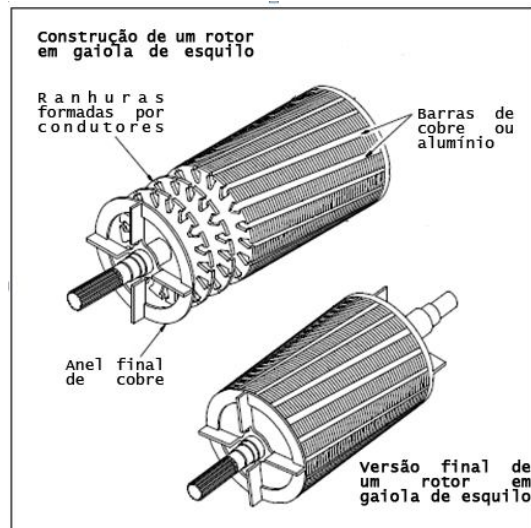


Figura 2.10 - Rotor em gaiola esquilo de um motor linear de indução. Adaptado de [16].

O rotor presente neste tipo de motor é normalmente construído em gaiola de esquilo, como representado na Figura 2.10.

Por efeito de variação do fluxo produzido pelo campo girante do estator e, de acordo com a orientação dos condutores, produz-se ao longo do condutor do estator, uma força electromotriz (*f. e. m.*):

$$\varepsilon = \oint_L (u \times B_s) \cdot dl$$

onde u é a velocidade dos condutores do rotor em relação à densidade de fluxo magnético (B_s). Esta *f. e. m.* provocará correntes nos condutores do rotor (I_r), visto encontrarem-se em curto circuito, gerando uma força sobre os mesmos:

$$F = \int_L (I_r \times B_s) \cdot dl$$

Esta força nos condutores cria o movimento girante do motor, que gira no mesmo sentido do campo magnético do estator, traduzindo-se depois num binário que actua sobre o eixo do rotor (Figura 2.11).

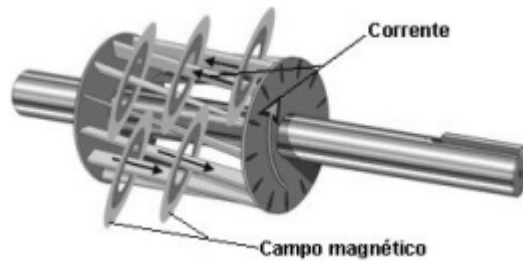


Figura 2.11 - Correntes induzidas nos condutores do rotor. Retirado de [17].

O mesmo acontece com o motor linear tendo a diferença que o estator produz agora um campo viajante e não girante, e o secundário ser uma placa em alumínio. Tal como no motor rotativo o estator produz um fluxo magnético que induzirá correntes turbilhonares fechadas na placa de alumínio.

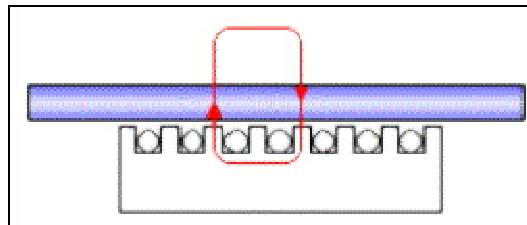


Figura 2.12 - Motor linear de indução com a representação do fluxo produzido pelos enrolamentos do estator. Retirado de <http://manuhouse.chez-alice.fr/page3.html>.

Na Figura 2.12 observa-se o fluxo produzido pelo estator que provoca a indução de correntes em sentido horário sobre a placa, no sentido descendente do caminho fechado escolhido e, anti-horário sobre a placa no sentido ascendente, visto de cima.

Da interação do campo viajante com as correntes induzidas resultará o aparecimento de uma força de propulsão da placa, no sentido de propagação do campo.

As correntes induzidas na chapa de alumínio manifestam-se em forma de calor. No caso de existir um bloqueamento na parte móvel, estando o estator fixo, pode ocorrer sobreaquecimentos que possivelmente resultará em danos materiais.

2.6.2 Motores lineares de corrente contínua

Os motores lineares de corrente contínua são pouco conhecidos, comparando com o motor linear de indução apesar de existirem alguns artigos e pesquisas sobre os mesmos. Em 1969, foi apresentado o artigo [18], o qual citava a construção de um motor linear de corrente contínua.

O motor é constituído por um elemento que gera um campo estacionário e uma armadura linear cilíndrica que é livre de se mover ao longo de um deslocamento longitudinalmente limitado, tal como se verifica na Figura 2.13.

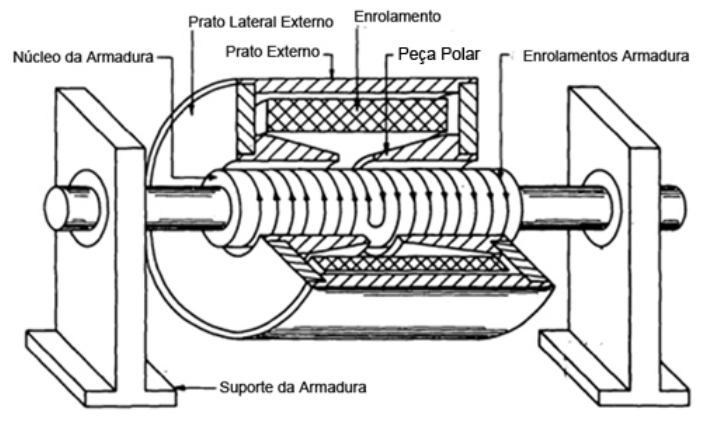


Figura 2.13 - Motor Linear de corrente contínua. Adaptado de [18].

Na Figura 2.13, não é visível a existência de um suporte ao elemento que gera o campo estacionário, mas este elemento é uma peça estática no motor. A armadura construída em aço, apresenta um enrolamento encastrado que é invertido no ponto médio da mesma, resultando numa medida que diminui as habituais dificuldades de comutação. A armadura é englobada por um elemento que canaliza o campo gerado por um enrolamento existente no seu centro. O campo produzido pelo enrolamento, denominado campo principal, é estabelecido no núcleo da armadura, completando o seu caminho passando pelo entreferro, peça polar, e carcaça externa do elemento (Figura 2.14).

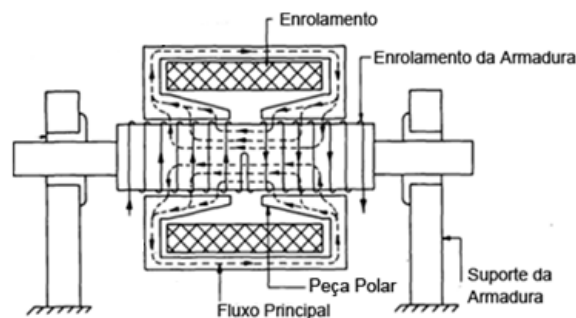


Figura 2.14 - Fluxos principal do motor linear de corrente contínua. Adaptado de [18].

O funcionamento do motor linear de corrente contínua baseia-se na interacção existente entre os campos da armadura e o campo principal, como se observa na Figura 2.15.

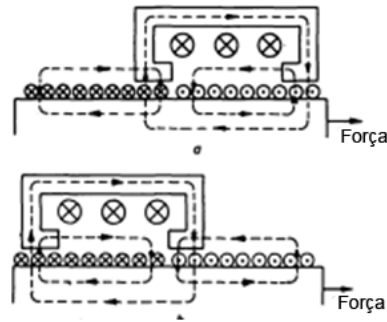


Figura 2.15 - Fluxos magnéticos existentes no motor linear de corrente contínua. Adaptado de [15].

Outro exemplo de motor linear de corrente contínua é o motor de dois pólos sugerido por Ratcliff, G. e Griffith, J. em 1964. A armadura é de aço com um enrolamento em cobre à superfície da mesma e, apresenta dois pólos que criam o fluxo principal, tal como verificado na Figura 2.16. O elemento móvel, neste motor, deixa de ser a armadura e passa a ser as escovas com as duas unidades criadoras de fluxos principais. As escovas em contacto com a armadura criam um fluxo magnético dentro da armadura em aço. A corrente que é fornecida pelas escovas percorre o enrolamento nos dois sentidos a partir do centro do elemento móvel. As unidades criadoras do fluxo principal sentem-se atraídas pelo fluxo com o mesmo sentido no núcleo da armadura existindo uma força de propulsão. O movimento pode ser invertido, trocando o sentido da alimentação da armadura ou, invertendo o sentido da corrente nas unidades criadoras do fluxo principal [19].

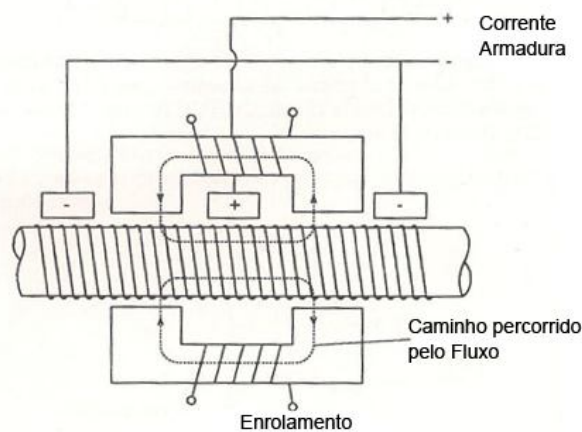


Figura 2.16 - Motor linear de corrente contínua de dois pólos. Adaptado de [18].

Outros motores foram elaborados anos depois dos motores supracitados, mas a utilização de magnetos permanentes foi necessário para a sua construção. Os motores de magnetos permanentes serão descritos no tópico seguinte.

Os motores DC embora sejam possíveis de construir têm pouco interesse prático. A justificação para a sua baixa utilização deve-se às desvantagens que os mesmos apresentam. Essas desvantagens são idênticas às apresentadas pela máquina rotativa, nomeadamente, menor desempenho que os motores síncronos, maiores custos, problemas com as escovas, entre outros [20].

2.6.3 Motores lineares síncronos

O motor linear síncrono (MLS) é um motor em que a parte mecânica que se movimenta, se encontra em sincronismo com o campo viajante gerado, ou seja, a sua velocidade é a mesma que a velocidade do campo viajante.

Os termos utilizados para este motor distinguem-se dos do motor linear de indução, isto é, os termos primário e secundário deixam de ser utilizados. Passam a ser denominados por armadura (para a unidade geradora da onda viajante) e excitação (responsável pelo fornecimento do fluxo magnético) [21].

Este tipo de motor pode seguir vários tipos de sistemas de excitação, que operam com o princípio da onda magnética viajante:

2.6.3.1 Magnetos permanentes na excitação

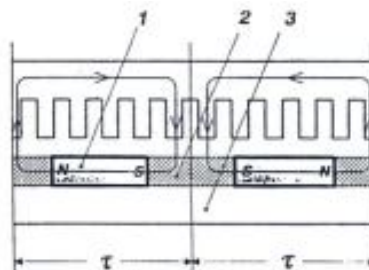


Figura 2.17 - Plano de um motor linear síncrono de magnetos permanentes com armadura e MP's enterrados num placa de alumínio. 1-MP, 2-Placa de alumínio, 3-culatra. Retirado de [21].

Na Figura 2.17 observa-se uma simples armadura com os enrolamentos dentro das cavas, assim como, os magnetos permanentes magnetizados na direção de propagação da onda viajante. Verifica-se também que os mesmos se encontram enterrados num material permeável ao campo magnético e sobre uma culatra não ferromagnética. Isto, facilita a condução do fluxo no material onde se encontram, diminuindo o fluxo de dispersão. Caso a

culatra fosse ferromagnética o fluxo fechava-se nessas duas partes e, não existiria nenhum contacto magnético entre a excitação e a armadura, como se verifica na Figura 2.18 ([21]).

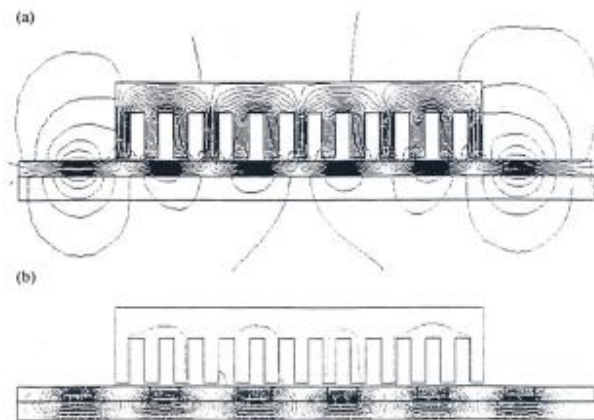


Figura 2.18 - Comparação da utilização de alumínio na culatra. Retirado de [21].

Com a propagação da onda magnética viajante, o fluxo criado pela excitação tende a seguir o mesmo, tal como o motor linear de indução. É essencial verificar que os dois magnetos existentes na Figura 2.17 encontram-se polarizados em sentidos contrários, de modo a que se feche um fluxo magnético entre eles e a armadura. Este fluxo fechado é responsável pela propulsão da excitação, visto que se fecha sempre nos enrolamentos activos da armadura.

O motor pode ainda ser melhorado se se colocar duas armaduras, em vez de apenas uma, melhorando o caminho efectuado pelo fluxo magnético, existindo menor fluxo de dispersão. As possíveis arquitecturas para a utilização de duas armaduras estão representadas na Figura 2.19. O motor com armadura dupla consiste num sistema de duas armaduras externas e uma excitação, Figura 2.19 (a), ou uma armadura interna com dois sistemas de excitação, Figura 2.19 (b).

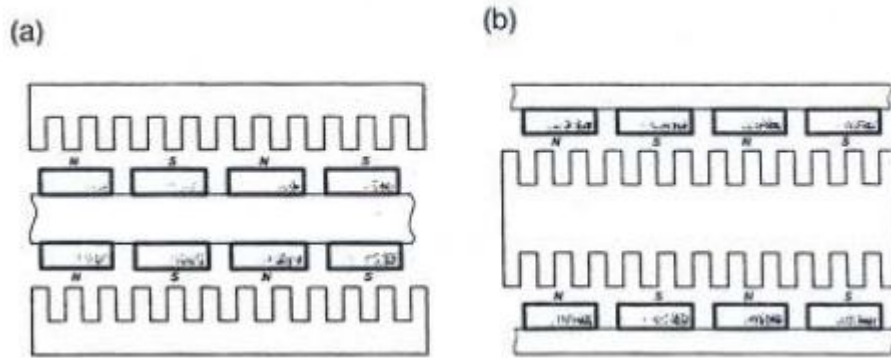


Figura 2.19 - Arquitecturas para um motor linear síncrono com ímãs permanentes da sua armadura: (a) Duas armaduras externas (b) uma armadura interna. Retirado de [21].

2.6.3.2 Ímãs permanentes na armadura

Uma das desvantagens na utilização desta topologia é a enorme quantidade de ímãs permanentes presentes ao longo da armadura. Uma das soluções encontradas foi a arquitetura do motor linear síncrono homopolar, que diminui os custos de construção de forma significativa. Neste motor, a armadura passa a ser o elemento móvel. A dupla armadura é constituída por um sistema de dois pares de pólos, ligados mecanicamente e magneticamente, tal como se verifica na Figura 2.20.

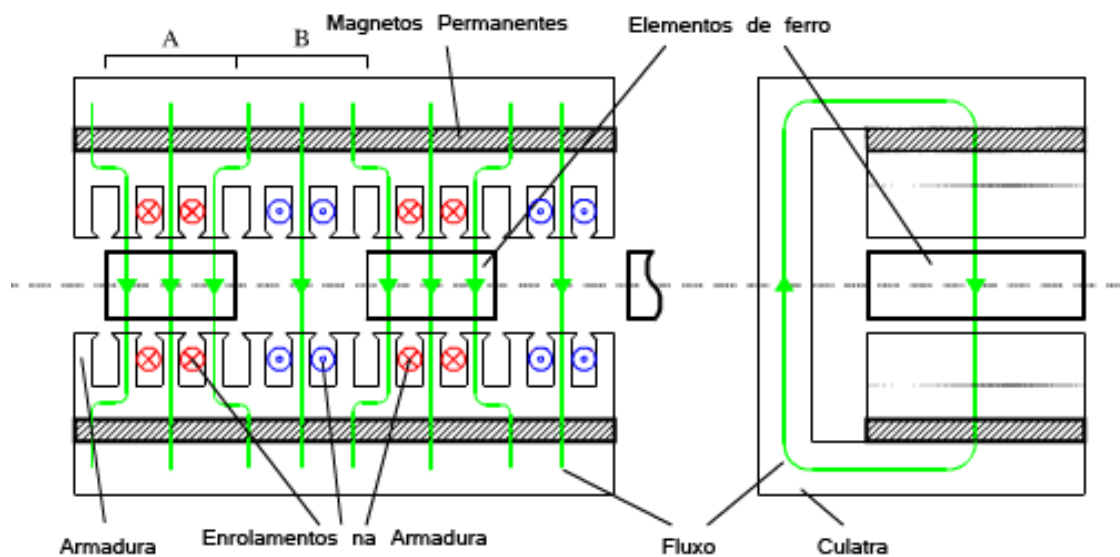


Figura 2.20 - Linhas de fluxo presentes no Motor linear homopolar, vistas de frente e perfil. Retirado de [22].

A dupla armadura apresenta uma topologia típica dos outros motores, sendo também constituída por magnetos permanentes e uma culatra. Mas, esta disposição faz com que a armadura e a excitação sejam um sistema combinado. A presença dos magnetos permanentes apenas aumenta a densidade de fluxo no entreferro, sendo o funcionamento do mesmo igual ao motor de relutância que será descrito no capítulo 2.6.4 [22].

Tal como nos outros motores a armadura cria um campo magnético viajante, que propulsionará a armadura num determinado sentido com a ajuda de elementos em ferro que estão localizados no centro da mesma. Como a densidade de fluxo se fecha mais facilmente no ferro que no ar, as linhas de fluxo tendem a fechar-se no elemento mais próximo realizando uma força de propulsão.

Este motor apresenta vantagens tão significativas que foi proposto para a propulsão dos comboios Swissmetro [21].

2.6.3.3 Sistema de excitação electromagnético (com enrolamento)

O sistema de excitação electromagnético de um MLS é semelhante ao rotor de pólos salientes de um motor síncrono rotativo.

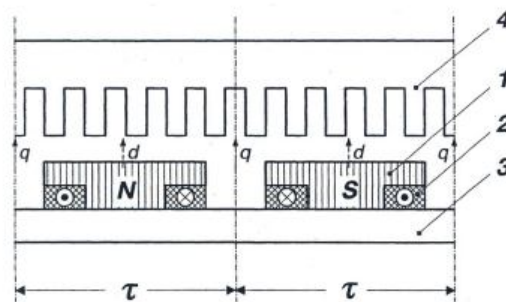


Figura 2.21 - Excitação electromagnética plano de um sistema com núcleo de ferro. 1- Pólos salientes, 2- Excitação dc, 3-Culatra, 4-Armadura. Retirado de [21].

Uma das arquitecturas deste motor é apresentada na Figura 2.21. O sistema apresenta polos salientes com enrolamentos de excitação. Este sistema apresenta desvantagem quando o sistema de excitação se encontra na parte móvel pois necessita de injeção de corrente nos enrolamentos. Esta injeção pode ser efectuada através da ajuda de escovas e barras de contacto ou mesmo transformadores lineares em que o primário se situa no carril e o secundário do transformador no motor [21].

2.6.4 Motor linear de relutância.

O motor linear de relutância, tal como quase todos os restantes motores lineares, é obtido através do desenrolamento do seu motor rotativo correspondente. O princípio básico do

funcionamento do motor rotativo de relutância passa pelo alinhamento do rotor com o enrolamento que se encontra com maior densidade de fluxo, ou seja, com o enrolamento activo. O rotor é composto apenas por dentes de ferro (Figura 2.22), que gira de acordo com o enrolamento activo de modo a alinhar-se com o fluxo criado pelo enrolamento. Com o campo girante presente no motor de relutância gerado pela armadura, o rotor tende a girar a uma velocidade igual à do campo girante e por isso, situa-se na categoria dos motores síncronos.



Figura 2.22 - Tipo de rotor utilizado no motor de relutância. Retirado de http://www.eti.kit.edu/download/Wolff_energia.pdf.

O motor linear de relutância apresenta um funcionamento similar aos restantes motores lineares, pois tal como nos restantes motores existe um campo magnético viajante ao longo da armadura. A armadura é construída em ferro com os enrolamentos geradores do campo magnético viajante nas suas cavas, sendo esta o elemento móvel do motor. Sendo a armadura a parte móvel, os enrolamentos são apenas colocados neste elemento, não sendo assim necessário ao longo de todo o carril. Esta arquitectura diminui significativamente os custos de elaboração de inúmeros enrolamentos. A parte passiva é toda ela elaborada em ferro, tal como o rotor do motor rotativo [23]

No motor rotativo a força normal de atracção entre os pólos do estator e do rotor é neutralizada pela força que actua ente os pólos opostos. No caso do motor linear a parte passiva e activa atraem-se, será então necessário a utilização de uma dupla armadura de modo a cancelar a atracção entre ambos.

Em [23], foi elaborado um motor linear de relutância apenas com uma simples armadura construída com um material não magnético e com apoio por rolamentos, de modo a não existir qualquer atracção entre a parte passiva e activa (Figura 2.23).

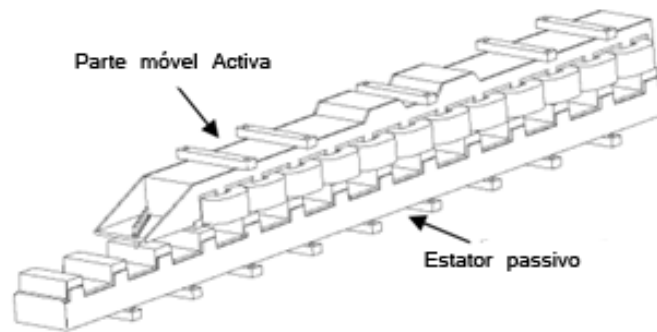


Figura 2.23 - Motor linear de relutância com armadura simples. Adaptado de [24].

A força de propulsão gerada no motor linear de relutância deve-se ao alinhamento do fluxo criado pelos enrolamentos da armadura com os dentes de ferro existentes na parte passiva.

Estes tipos de motores apresentam baixa densidade de fluxo e por isso, são pouco utilizados no mundo fabril. Para solucionar o problema da densidade de fluxo foi proposto, em vários artigos, a adição de magnetos permanentes neste motor. O motor linear homopolar, motor citado no tópico anterior, ou mesmo o motor estudado em [25], presente na Figura 2.24, são soluções propostas de modo a aumentar a densidade de fluxo no motor.

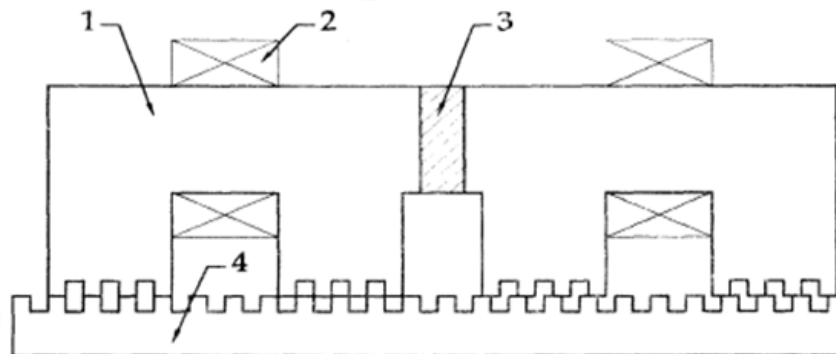


Figura 2.24 - Motor de relutância com magnetos permanentes. 1) armadura; 2) enrolamentos geradores de fluxo; 3) magnetos permanente; 4) Plano dentado fixo. Retirado de [25].

2.6.5 Motor linear síncrono supercondutor.

Com o aparecimento dos materiais supercondutores de alta temperatura, o interesse em projectar sistemas de potência tornou-se evidente. As propriedades magnéticas e transporte de elevadas correntes com perdas mínimas, comparado com outro tipo de condutores

convencionais, foram motivos suficientes para elaboração de uma dissertação sobre o motor linear síncrono supercondutor.

Outra das vantagens previstas com o uso de SAT é o aumento de potência desenvolvida pelo motor, a diminuição de ferro e conseqüentemente, diminuição de peso e volume, face aos motores tradicionais.

Neste tipo de motor, os materiais SAT podem ser utilizados na armadura, no circuito de excitação, ou em ambos, que será o caso do motor em estudo em [5].

2.6.5.1 Motor com supercondutores na armadura

Os supercondutores na armadura são colocados na forma de enrolamentos construídos com fita supercondutora e permitem elevadas densidades de corrente e densidades de fluxo face aos enrolamentos de cobre. A excitação é realizada por magnetos permanentes. A comparação entre a utilização de materiais convencionais e materiais supercondutores foi verificada em [26], no qual se concluiu que a força de propulsão é maior devido à maior densidade de corrente permitida pelos enrolamentos.

2.6.5.2 Motor com supercondutores na excitação

Uma das vantagens da utilização desta topologia é a necessidade de se arrefecer apenas o circuito presente na excitação, e não todo o circuito ao longo da armadura. Esta topologia foi analisada em [27], através de um motor síncrono com armadura convencional trifásica em ferro. A excitação era realizada através de blocos YBCO. Este estudo evoluiu para um motor com dupla armadura, referido em [28] de modo a anular a força de atracção entre a armadura e os magnetos supercondutores. Os resultados obtidos pelos dois motores apresentaram forças de propulsão inferiores a 1N. Este resultado é bom, tendo em conta que os enrolamentos da armadura eram alimentados com uma corrente de 10 A, sendo esta feita de ferro.

2.6.5.3 Motor totalmente supercondutor

Este motor é o princípio desta dissertação. Com esta dissertação pretende-se analisar o comportamento do motor, analisando a sua força de propulsão, substituindo no motor linear síncrono os seus enrolamentos em cobre e os seus magnetos permanentes, transformando-o num motor supercondutor com elementos supercondutores na armadura e na sua excitação.

2.7 Conclusão

A revisão bibliográfica permitiu analisar o funcionamento de vários motores lineares, referindo também protótipos publicados para este género de motor. Os artigos analisados e apresentados nesta secção revelaram que existe, no presente, um estudo intensivo sobre o motor linear com materiais supercondutores, nomeadamente, com materiais supercondutores nos enrolamentos da armadura (utilização de fita supercondutora) e, com a utilização de blocos supercondutores na excitação. O trabalho efectuado nesta dissertação tem como base o

estudo realizado nestes artigos, unindo-os de modo a criar um motor linear com materiais supercondutores na armadura e excitação.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

3 Projecto e construção do motor linear síncrono supercondutor

Neste capítulo será dada uma explicação sobre a construção do protótipo utilizado nesta dissertação. Para essa construção foi necessário projectar três partes nas quais duas são de extrema importância para o funcionamento do motor: o estator e parte móvel. A terceira parte serve de apoio ou base para as duas anteriores, isto é, uma estrutura que permite uma ligação entre os dois sistemas.

Esta dissertação segue o âmbito da dissertação de doutoramento [5], na qual foi criado um pré-protótipo do motor em estudo

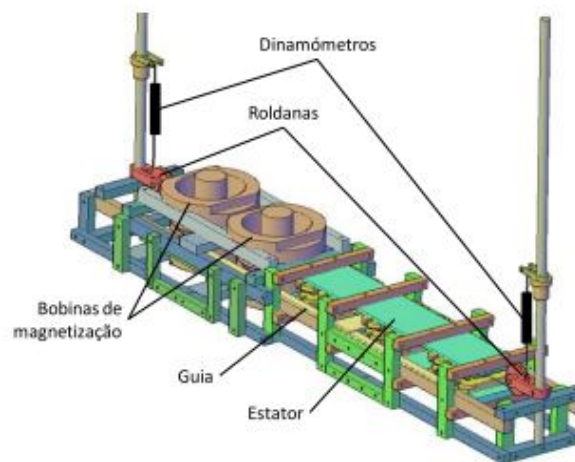


Figura 3.1 - Pré-Protótipo do motor linear. Retirado de [5].

Foram realizadas certas modificações no modelo apresentado na Figura 3.1, tornando-o mais compacto na sua totalidade e, como consequência, mais leve, que é um dos principais objectivos da utilização de um motor supercondutor, em substituição de um motor convencional.

Para construção do motor linear síncrono apenas com materiais supercondutores de alta temperatura na armadura e na excitação, foram tomados alguns cuidados na escolha dos materiais utilizados, de modo a não interferir com a densidade de fluxo criado pelas bobinas supercondutoras. Este assunto será tomado em conta ao longo deste capítulo.

3.1 Projecto da estrutura

A estrutura utilizada difere da estrutura projectada em [5] nas suas dimensões. Esta remodelação estrutural deve-se ao diferente processo de magnetização dos blocos supercondutores, isto é, segundo a versão em [5], o protótipo magnetizava os blocos supercondutores ao mesmo tempo, com uma magnetização oposta. Neste caso, os blocos serão magnetizados em instantes distintos, o que levará ao desaparecimento de duas bobinas de magnetização.

A estrutura foi construída em tufnol - kite visto ser um material não magnético e suportar, mecanicamente, baixas temperaturas quando em azoto líquido [29]. Todos os parafusos utilizados para manter a estrutura estática são de nylon, pois tal como o tufnol, este material apresenta grande rigidez mecânica e não é magnético.

Toda a estrutura foi dimensionada de acordo com os materiais já existentes no laboratório, nomeadamente com as bobinas e com o estator já construído.

A Figura 3.2 apresenta a estrutura utilizada no ensaio do motor linear síncrono supercondutor indicando para que se refere cada zona construída.

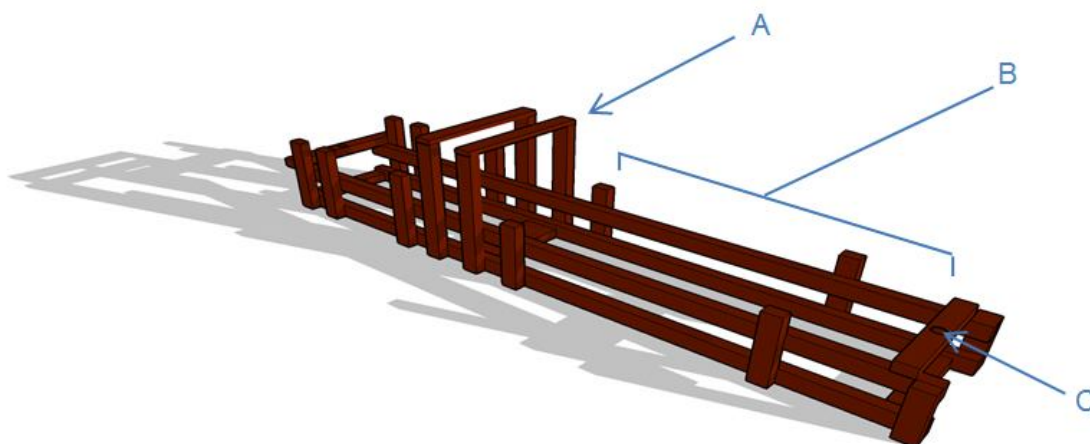


Figura 3.2 - Estrutura utilizada no ensaio do motor. A – Apoio para a bobina de magnetização superior. B – Base para o estator. C – Furo para suporte da vara.

3.2 Projecto da armadura

3.2.1 Enrolamentos Supercondutores

Manteve-se nesta dissertação o projecto de armadura elaborado em [5].

Para a construção da armadura foram elaborados enrolamentos supercondutores com fita Bi-2223. Segundo [5], o material para a construção dos enrolamentos foi adquirido à

empresa Innost. As características da fita utilizada são fornecidas pela empresa em [30] e apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Características Fita Supercondutora Bi-2223 da empresa Innost.

Características	Dados
Corrente Crítica	90A
Largura	$4.2 \pm 0,2$ mm
Espessura	$0.23 \pm 0,02$ mm
Raio mínimo de curvatura	30 mm

Durante a construção dos enrolamentos, foram tomadas precauções devido à fragilidade do material manuseado, que apresenta um carácter muito quebradiço. Para tal, os enrolamentos foram construídos sobre um molde de nylon (material não magnético), de modo a facilitar o manuseamento da fita e permitir que o enrolamento adquira as dimensões desejadas. O molde utilizado está presente na Figura 3.3

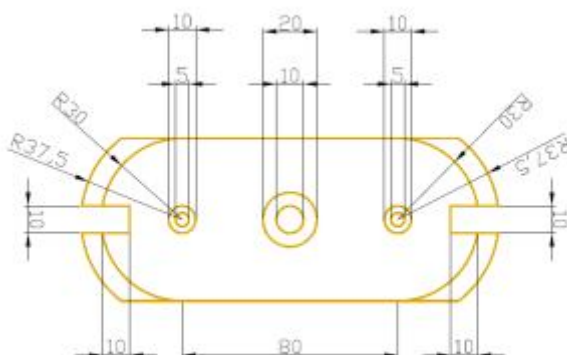


Figura 3.3 - Molde de Nylon utilizado para a construção dos enrolamentos. Retirado de [5].

Na elaboração dos enrolamentos sobre o molde de nylon tentou-se que todos os enrolamentos obtivessem, dum modo geral, as mesmas dimensões com o intuito de criar um campo magnético uniforme em todos os enrolamentos.

As dimensões escolhidas para a elaboração dos enrolamentos supercondutores encontram-se presentes na Figura 3.4 e a respectiva legenda na Tabela 3.2.

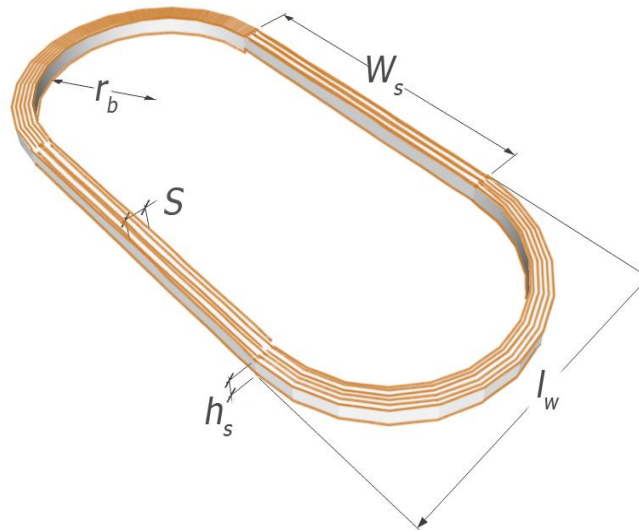


Figura 3.4 - Enrolamento completo.

Após a construção dos vários enrolamentos sobre os moldes de nylon, consolidaram-se os mesmos com epoxy devido a sua forte propriedade mecânica no azoto e, colocaram-se os enrolamentos num estator duplo.

Tabela 3.2 - Características e dimensões dos enrolamentos

Variável	Características	Dados
W_s	Comprimento útil do enrolamento	80 mm
h_s	Altura do enrolamento	4,2 mm
S	Espessura do enrolamento	5 mm
l_w	Largura do enrolamento	70 mm
r_b	Raio de curvatura	30 mm
N	Número de espiras do enrolamento	20

3.2.2 Estator Duplo

Raramente os motores são projectados e construídos com uma única armadura, normalmente são projectados com uma armadura dupla em paralelo. Este sistema consiste em duas armaduras, com enrolamentos da mesma fase diametralmente opostos e, uma excitação no meio das mesmas. Isto permite que o fluxo magnético se feche passando axialmente sob a excitação e, diminuindo em grande parte o fluxo de dispersão. Esta topologia permite também que a força de propulsão existente na excitação seja o dobro de uma topologia com um simples estator.

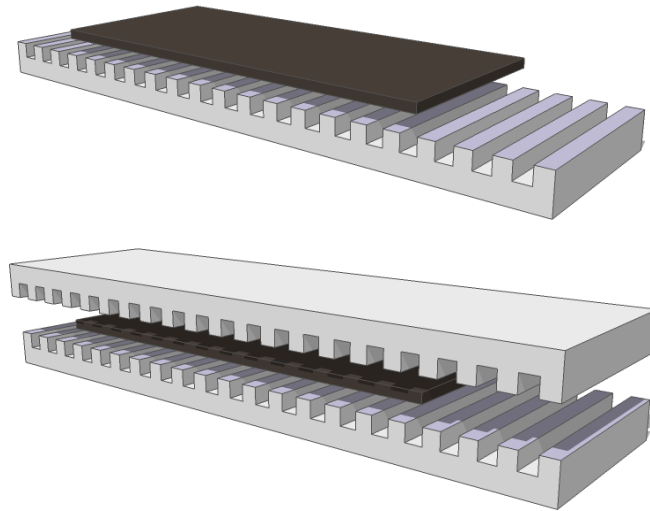


Figura 3.5 - Estator simples e excitação (cima). Estator duplo e excitação (baixo).

3.2.2.1 Estator duplo com enrolamentos em núcleo de ar

A decisão de criar um estator duplo deve-se às características referidas anteriormente e também, devido a anulação da componente tangencial (em relação ao enrolamento do estator) da densidade de fluxo magnético. Como se verificará no subcapítulo 4.2.3, a componente tangencial é responsável pela força de levitação da parte móvel e, a componente normal da densidade de fluxo, responsável pela sua propulsão. Com a existência de um estator duplo, as componentes tangenciais desaparecem no centro da armadura, não perturbando a análise da força de propulsão no ensaio (Figura 3.7).

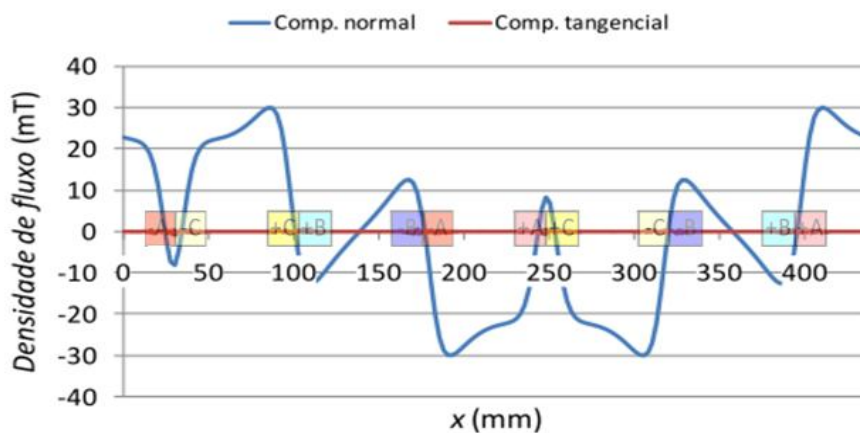


Figura 3.6 - Componente tangencial e normal de fluxo magnético criado pelos enrolamentos das armaduras. Adaptado de [5].

Esta dissertação tem como base a construção de um motor linear sem ferro, e por isso, as bobinas foram projectadas em núcleo de ar, o que aumentará o fluxo de dispersão, devido à ausência de um material ferromagnético que permita o campo

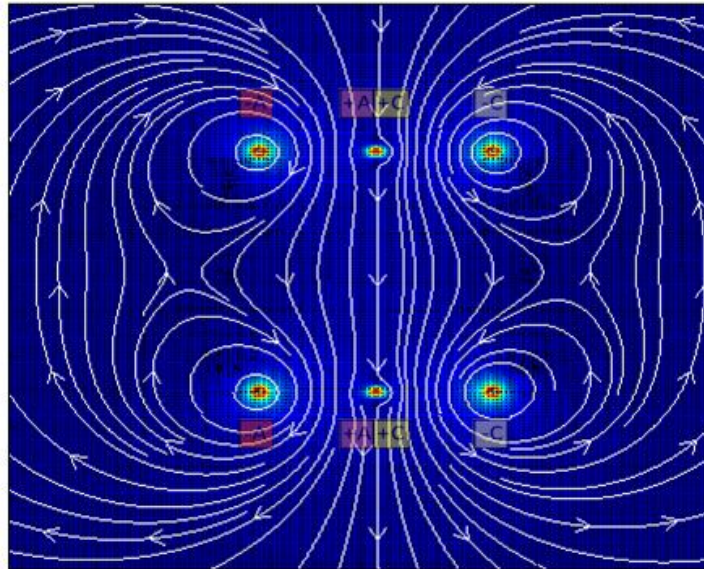


Figura 3.7 - Representação da densidade de fluxo numa armadura dupla, com dois enrolamentos em núcleo de ar em cada semi-estator.

Na Figura 3.7, encontram-se representados dois enrolamentos em núcleo de ar, em cada semi-estator. As zonas representadas a vermelho correspondem à localização do centro dos condutores dos respectivos enrolamentos. Os condutores +A e +C representados na imagem, não apresentam espaçamento entre eles, o que impossibilita que a densidade de fluxo se feche nesse local.

A ausência de um material ferromagnético permite uma grande dispersão do fluxo, o que traz grandes desvantagens quando se pretende construir um motor linear. Apesar disto, existem vantagens na utilização deste tipo de enrolamentos, tais como:

1. Deixa de existir saturação nos dentes da armadura em ferro.
2. Diminuição das correntes de Foucault.

Segundo o autor de [31] a eliminação do ferro na construção do estator também apresenta certas vantagens:

1. Nenhuma força existente sobre o estator durante a montagem.
2. Diminuição do peso total da armadura
3. Desempenho térmico adequado ao protótipo

Estes motivos levaram à construção dum motor linear com dois estatores, sem ferro e com enrolamentos em núcleo de ar. O protótipo do estator duplo está representado na Figura 3.8.

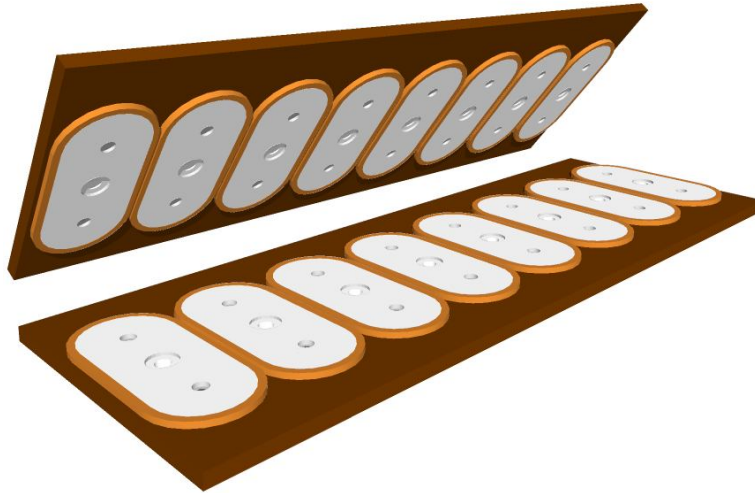


Figura 3.8 – Pré-protótipo utilizado no motor linear.

3.2.3 Dispersão do fluxo devido ao aumento do entreferro.

O tamanho do entreferro em máquinas rotativas convencionais é relativamente pequeno, na ordem dos 2mm, quando comparado com os entreferros dos motores lineares. Isto permite uma baixa dispersão de fluxo magnético, aumentando a densidade de fluxo no entreferro. Assim, o aumento do entreferro nos motores lineares, devido a própria construção da máquina, terá como consequência o aumento do fluxo de dispersão. Esta consideração é um dos factores a ter em linha de conta na elaboração de motores lineares.

Em [32] é representado a densidade de fluxo ao longo de dois semi-estatores sem a presença de uma excitação (Figura 3.9)

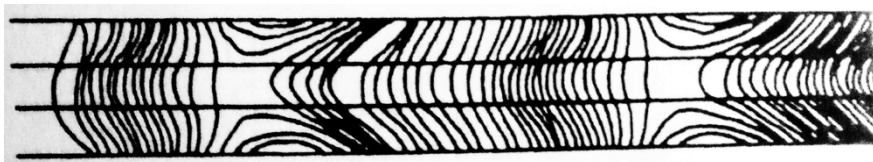


Figura 3.9 - Densidade de fluxo em dois semi-estatores sem excitação. Retirado de [32]

Segundo [32], o entreferro na máquina linear de indução necessita de um factor de correcção devido ao fluxo de dispersão. Essa correcção é dada pela equação (3.1):

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi}{\tau} \times g_0\right)}{\frac{\pi}{\tau} \times g_0} \quad (3.1)$$

Na equação (3.1) g_0 é o entreferro mecânico e τ o passo polar do motor. Com esta correcção o entreferro efectivo passa a ser:

$$g_e = k_1 \times g_0 \quad (3.2)$$

É de referir que esta equação é válida apenas para dois semi-estatores, caso se pretenda a correcção para um semi-estator ter-se-á de substituir g_0 por $1/2 \times g_0$

3.2.4 Efeito de extremidade e efeito de espalhamento

O facto do secundário de um motor apresentar duas extremidades faz com que fenómenos magnéticos não desejados apareçam nos seus extremos. Estes fenómenos designam-se efeitos de extremidades e podem ser caracterizados por serem do tipo longitudinal e transversal. O efeito de extremidade longitudinal ainda pode ser dividido por ser de natureza estática ou dinâmica.

Este fenómeno é bem visível quando se analisa o motor linear de indução. O funcionamento do motor linear de indução deve-se sobretudo às correntes circulares (correntes de Foucault) presentes no secundário do motor. Essas correntes, tal como se visualiza nas correntes c_1 e c_3 da Figura 3.10, são “cortadas” nas extremidades do secundário. Este efeito é denominado efeito de extremidade longitudinal dinâmico.

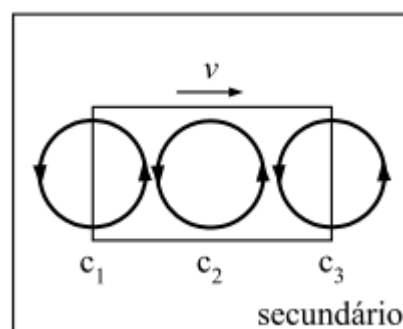


Figura 3.10 - Correntes de Foucault presentes na excitação nas quais se verificam o efeito de extremidade longitudinal. Adaptado de [33].

Este efeito traz grandes desvantagens ao circuito quando se assumem velocidades relativamente altas. Em [34] verifica-se que os efeitos causados por este fenómeno, diminuem a componente normal aos enrolamentos geradores da densidade de fluxo, na extremidade de entrada (c_1) e, aumentam a componente normal de densidade de fluxo na extremidade de saída (c_3), tal como verificado na Figura 3.11.

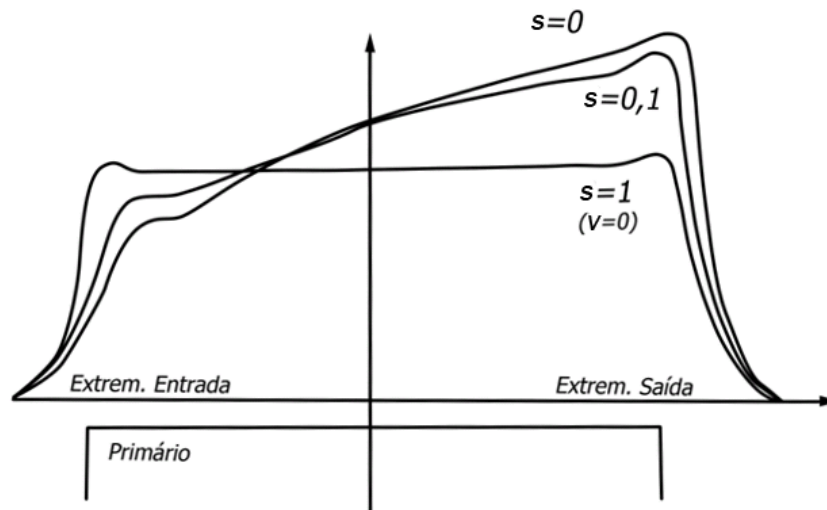
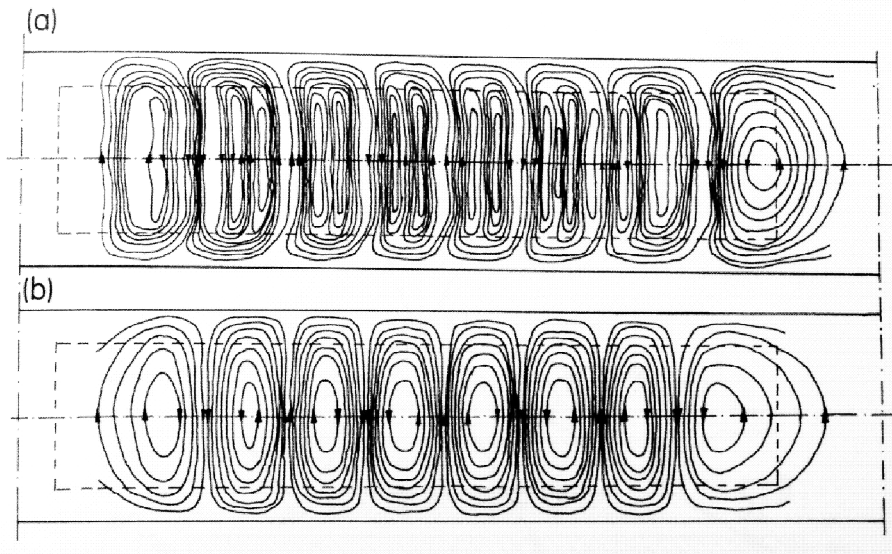


Figura 3.11 - Densidade de fluxo presente nas extremidades da excitação a velocidades diferentes. Adaptado de [34].

Na Figura 3.11 verifica-se também que para $v = 0$ a função aproxima-se de um rectângulo e, ao aumentar-se a velocidade, maior será a influência do efeito de extremidade longitudinal. A distribuição das correntes de Foucault foram medidas por Müller em [35], para uma velocidade nula e para uma velocidade diferente de zero em [34] [33].



**Figura 3.12 - Distribuição das correntes de Foucault ao longo da excitação: a) $v \neq 0$
b) $v = 0$. Adaptado de [34].**

A influência do efeito de extremidades longitudinal é especialmente forte em motores lineares de indução com altas velocidades, mas rigorosamente baixo para motores com baixas velocidades e por isso, passível de ser construído. Uma velocidade a partir de 75 km/h já é considerada elevada segundo Müller.

O efeito de extremidades transversal deve-se à geometria finita da componente transversal do motor. Na Figura 3.13 visualizam-se as correntes induzidas na placa não ferromagnética, situadas num plano xy (facto que não ocorre em motores rotativos). As componentes em x são responsáveis pelas forças de propulsão lateral. Essas forças interagem com o campo no entreferro e provocam grande instabilidade lateral ao movimento do secundário [33].

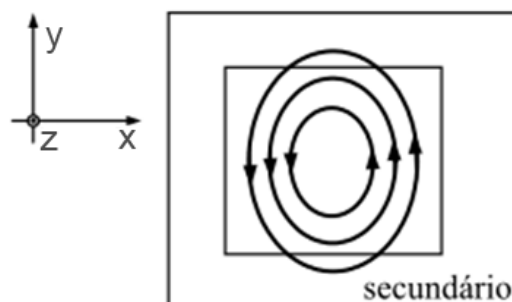


Figura 3.13 – Efeito de extremidade transversal. Adaptado de [33].

Por último, o efeito de extremidade longitudinal estático está relacionado com os enrolamentos presentes no primário. As relutâncias magnéticas assim como as impedâncias dos enrolamentos ao longo do primário, são diferentes nas extremidades e na região central.

Esta diferença de impedância provoca um desequilíbrio nas correntes de fase. Consequentemente tem-se uma distribuição não uniforme da força magneto motriz que causa perdas adicionais no motor [33].

Ao contrário do motor linear de indução em que os efeitos de extremidade dependem sobretudo da velocidade, o motor linear síncrono de magnetos permanentes apresenta o efeito de extremidade principalmente devido ao efeito espalhamento [36].

Este efeito verifica-se com grande intensidade em circuitos magnéticos com entreferro. Quando o fluxo entra no entreferro apresenta linhas de fluxo magnético perpendiculares ao núcleo do enrolamento, nesse local existem forças de repulsão entre as linhas de fluxo paralelas. Devido a estas forças as linhas de fluxo nas extremidades do núcleo, tem tendência a deflectir para fora, este efeito denomina-se efeito de espalhamento e é visível na Figura 3.14 [37].

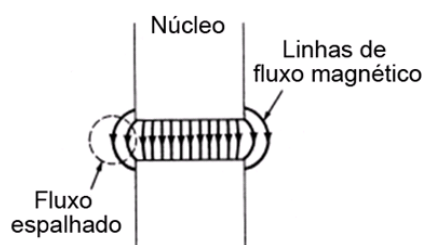


Figura 3.14 - Efeito espalhamento. Adaptado de [37].

A percentagem de fluxo de espalhamento no fluxo total depende do tamanho utilizado no entreferro, quanto maior esta distância maior será o número de linhas de fluxo distorcidas.

Nos motores lineares de magnetos permanentes o efeito de espalhamento apresenta alguns inconvenientes quando existe interacção entre as extremidades da parte móvel com a armadura ou excitação (dependendo de quem apresenta liberdade mecânica no motor), como se verifica na Figura 3.15.

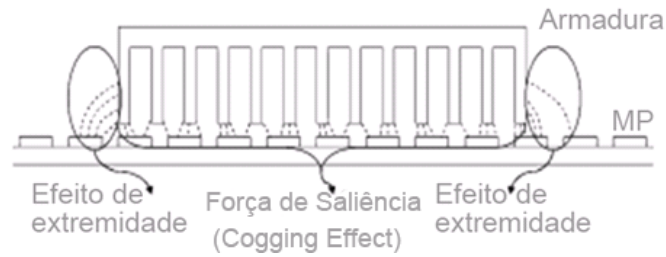


Figura 3.15 - Representação do efeito de extremidade e força de saliência (Cogging Force) num motor linear de ímãs permanentes com estator simples. Adaptado de [38].

Na Figura 3.15, está representado o efeito de extremidade existente num motor de ímãs permanentes com armadura simples. Este efeito diminui o efeito de propulsão da parte móvel aumentando a “força de atracção”, força existente entre a armadura e a excitação [38].

É visível também na Figura 3.15, a presença de uma força de saliência que provém da atracção entre os ímãs permanentes e os dentes da armadura. Nesta dissertação esta força é nula pois todo o motor é isento de ferro .

Num motor linear com duas armaduras, em que a excitação de ímãs permanentes seja móvel o fluxo magnético criado pelos enrolamentos da armadura apresentará distorção na extremidade dos dentes, o que levará à existência de uma nova força, contrária à força de propulsão (F_2), tal como representado na Figura 3.16.

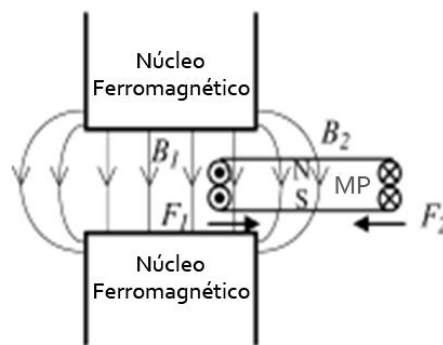


Figura 3.16 - Forças presentes na força de propulsão. Retirado de [39] .

A criação dessa força é facilmente observável se aproximarmos um ímã permanente a um enrolamento com os sentidos da corrente indicada na Figura 3.16. Através da expressão da força electromagnética exercida sobre um condutor:

$$F = i \cdot l \times B$$

em que l representa o comprimento do condutor numa densidade de fluxo magnético B , ou através da regra da mão direita, verifica-se que na extremidade esquerda é gerada uma força (F_1 - mesmo sentido da força de propulsão), devido ao sentido da corrente e da densidade de fluxo magnética imerso nessa extremidade. Pelo contrário, a extremidade oposta do magneto, devido ao sentido da corrente, apresenta uma força oposta à de propulsão e, por isso a força de propulsão total na parte móvel é dada pela expressão:

$$F_p = F_1 \cdot F_2 = (B_1 - B_2) \cdot I_{mp} \cdot I_{mp}$$

onde I_{mp} representa a corrente que atravessa os condutores da bobina considerada equivalente a um magneto permanente [39].

No artigo [39] é proposto uma solução para reduzir o efeito de espalhamento, utilizando materiais supercondutores de alta temperatura nas cavas da armadura, de modo a repelir todo o fluxo para os dentes da armadura, como se verifica na Figura 3.17.

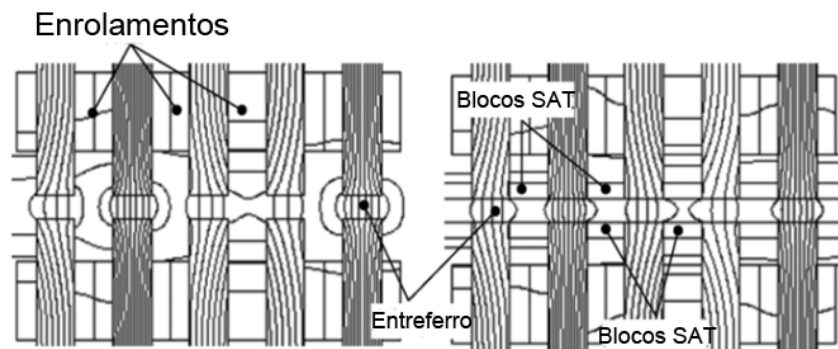


Figura 3.17 - Distribuição do fluxo magnético com e sem materiais SAT nas cavas da armadura. Retirado de [39].

Segundo o mesmo artigo, com a colocação dos supercondutores nas cavas da armadura de modo a criar um escudo magnético, a força de propulsão da parte móvel pode aumentar até 183%.

Nesta dissertação, pretende-se elaborar um motor totalmente isento de ferro, o que leva a construir enrolamentos em núcleo de ar. Com este tipo de sistema as linhas de fluxo apresentarão grandes deflexões na zona de acoplamento semelhantes às deflexões criadas pelo efeito de espalhamento no ferro, mas substancialmente aumentadas. Isto levará a uma redução da força de propulsão na parte móvel.

3.2.5 Passo polar e distribuição dos enrolamentos

Para o motor linear supercondutor em estudo, a escolha do passo polar (τ) é determinado sobretudo pelo raio de curvatura mínima da fita supercondutora. A impossibilidade da fita ter um raio menor tem consequências directas no tamanho do enrolamento, ficando este com uma largura de 70mm, tal como referido no capítulo 3.2.1.

Para os enrolamentos não estarem em contacto, deixou-se um intervalo mínimo entre eles de p tal como representado na Figura 3.18:

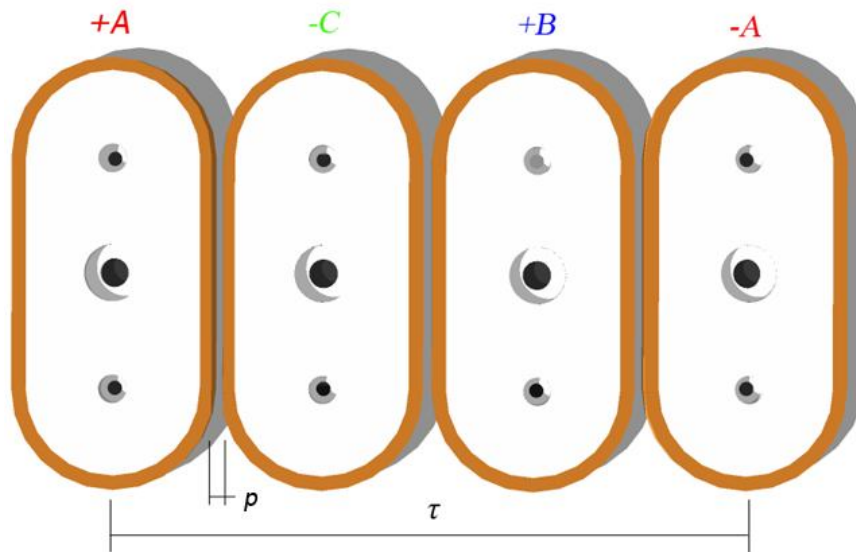


Figura 3.18 - Passo polar do estator e representação da distribuição das fases.

De modo a que se forme a onda viajante de densidade de fluxo no ar, o motor pode ser alimentado por um inversor de corrente trifásico. As fases têm de estar desfasadas de $2\pi / 3$ (Figura 3.19), o que provoca uma sequência de fases +A, -C, +B, -A, +C, -B, como representado na Figura 3.18.

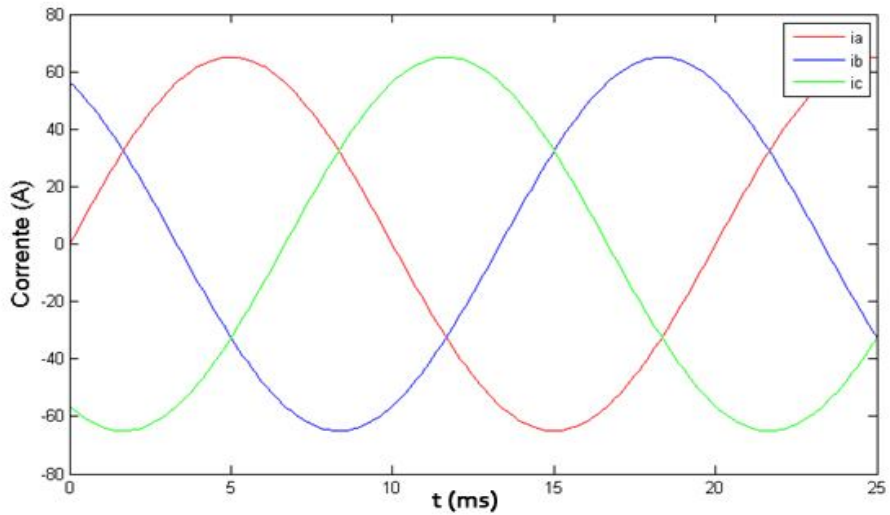


Figura 3.19 - Representação das três fases da corrente, desfasadas de 120°.

Tal como referido no tópico anterior o projecto do estator já tinha sido realizado em [5]. Nessa dissertação optou-se por anular a fase B, e analisar as forças exercidas sobre a parte móvel ao longo do estator proposto, num instante de tempo onde esta fase apresenta uma amplitude zero. Em termos de análise gráfica a situação à qual a fase B é anulada ocorre em dois instantes distintos, numeradas e indicadas na Figura 3.20:

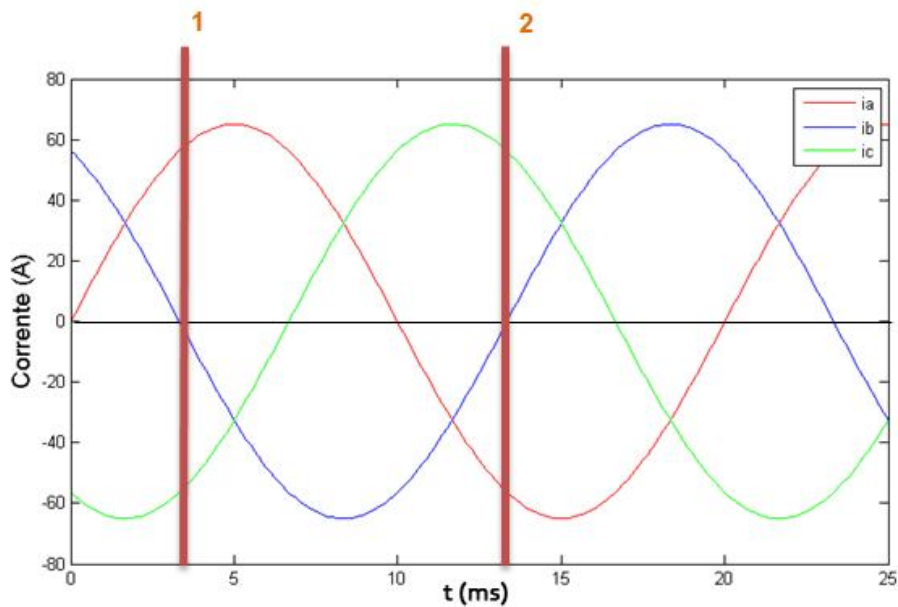


Figura 3.20 – Localização gráfica dos dois estados possíveis para a anulação da fase B.

Com a anulação desta fase o estator pode ser agora alimentado por uma corrente contínua, colocando os enrolamentos de fase A e C enrolados com o mesmo sentido. Como se verifica no gráfico, as duas fases apresentam a mesma amplitude mas com sinal contrário e, por isso, foram dispostas pela sequência +A, -C, -A, +C.

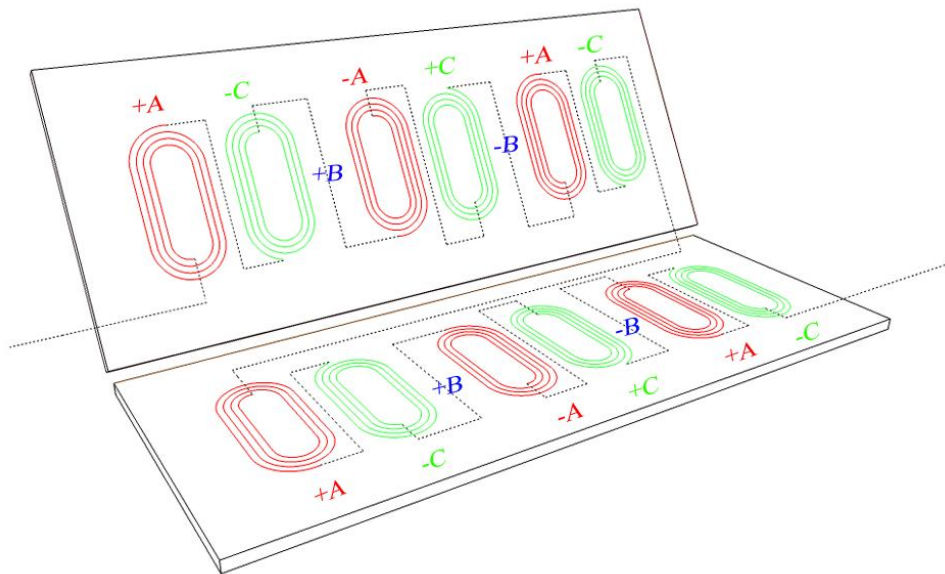


Figura 3.21 - Estator duplo com a fase B anulada e funcionamento em corrente contínua. Cabo de alumínio (linha tracejada); Fita supercondutora (linha contínua).

Na Figura 3.21 verificam-se as ligações realizadas nos enrolamentos no estator, assim como o sentido no qual os mesmos foram enrolados. É visível a ausência da fase B, e a colocação das fases A e C de acordo com o seu passo polar e a sua defasagem.

Como referido anteriormente os enrolamentos foram construídos num material supercondutor, nomeadamente, fita supercondutora de 1G (Bi-2223). A ligação entre ambos os enrolamentos (linha a tracejado) foi realizada por um cabo de alumínio que suporta uma corrente máxima de 65 A (temperatura ambiente). A escolha deste cabo deve-se ao seu fácil manuseamento e à sua grande flexibilidade, o que não acontece com a fita supercondutora. Os enrolamentos do semi-estator superior e inferior encontram-se todos ligados em série visto que, o estudo será realizado em corrente contínua.

Como existem dois estados onde a fase B se anula, o sentido da corrente no estator não é relevante, visto ser indiferente o sentido do fluxo para a análise das forças nos blocos

supercondutores. A alimentação do estator será realizada por uma fonte de corrente contínua com uma corrente de aproximadamente 65 A (valores teóricos utilizados).

Com estes princípios e ideias foi elaborado o estator apresentado na Figura 3.22

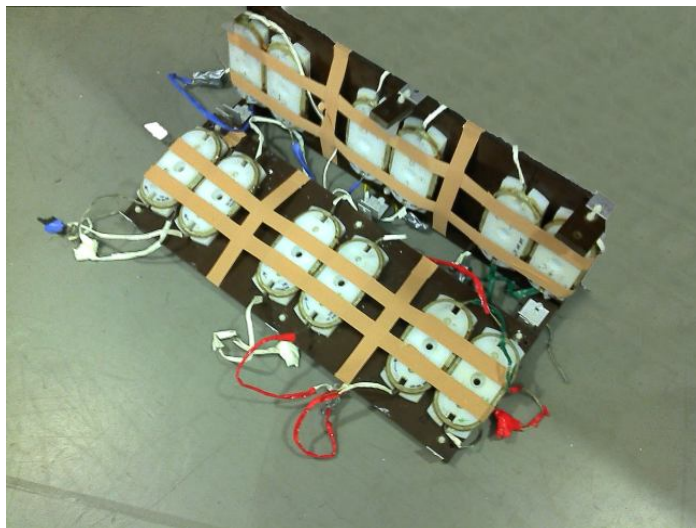


Figura 3.22 - Estator utilizado.

Na Figura 3.22 é visível a presença de fita adesiva, esta fita segura os enrolamentos nos seus moldes em nylon durante a submersão em azoto líquido visto que, com a compressão do nylon a temperaturas muito baixas a fita supercondutora solta-se do seu molde.

3.3 Projecto da parte móvel (excitação)

O protótipo da parte móvel foi projectado de acordo com o passo polar dos enrolamentos do estator.

A parte móvel utilizada no motor apresenta uma placa de um material com baixa contracção em azoto, que servirá de suporte aos blocos supercondutores de YBCO, na qual foram criados encaixes próprios para os mesmos, com as dimensões correspondentes, como se verifica na Figura 3.23.

A distância entre o centro dos blocos supercondutores será igual ao passo polar dos enrolamentos.

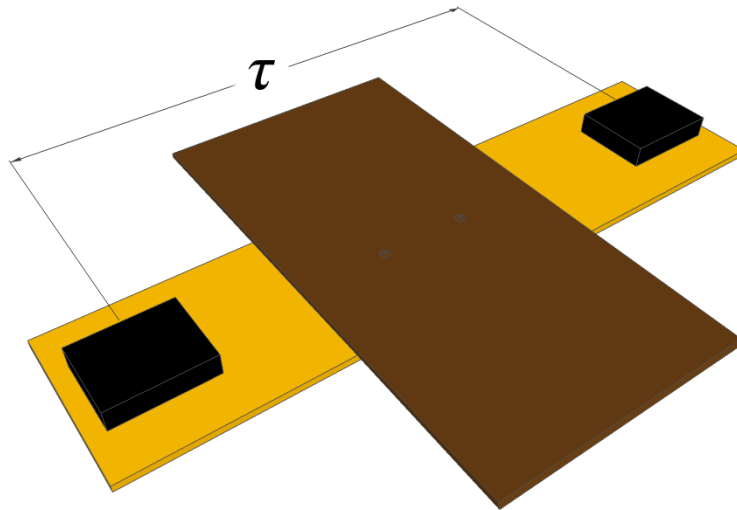


Figura 3.23 - Protótipo da parte móvel.

No motor linear de magnetos permanentes, visto no capítulo 1, o fluxo produzido pelos enrolamentos da armadura é seguido pelos magnetos permanentes presentes na excitação. Como existe uma onda viajante na armadura, a excitação tende a seguir as mudanças de campo magnético, realizando uma força de propulsão. Neste tipo de motor a armadura, normalmente, é ferromagnética o que permite uma canalização do campo entre os enrolamentos e conseqüentemente, uma menor dissipação do fluxo, o que não acontece nesta dissertação visto o motor ser totalmente isento de ferro.

Com a utilização de blocos supercondutores, no protótipo, o funcionamento do motor manter-se-á igual a um motor de magnetos permanentes, isto é, os blocos supercondutores terão agora a função de seguir as mudanças do campo magnético provocado pelos enrolamentos do estator mas, a densidade de fluxo magnético junto ao bloco é sensivelmente diferente, visto que a densidade de fluxo de um bloco supercondutor é maior no seu centro. Pelo contrário, um magneto permanente apresenta uma intensidade de densidade de fluxo igual em toda a sua superfície. O estudo das densidades de fluxo dos blocos supercondutores está a ser estudado numa dissertação em parceria com esta.

3.4 Sistema de medições

As medições a realizar no protótipo destinam-se a analisar as forças longitudinais exercidas sobre os blocos supercondutores. As forças serão medidas com a ajuda de dois dinamómetros colocados em locais estratégicos, de modo a medir as forças na parte móvel devido à interacção entre os blocos supercondutores e o fluxo gerado pelos enrolamentos supercondutores.

Na Figura 3.24 está representado o protótipo completo com a presença dos dinamómetros.

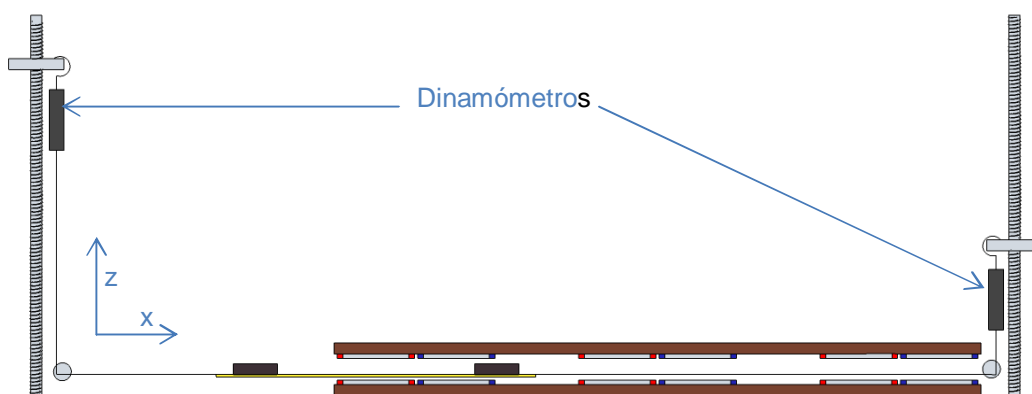


Figura 3.24 - Protótipo utilizado.

Verifica-se que a excitação está presa aos dinamómetros por dois cabos inextensíveis, com passagem por roldanas. O material destes cabos não interfere com a densidade de fluxo magnético. A roldana transfere uma força de tracção de um eixo x para um eixo z de modo a facilitar a leitura das medições pretendidas.

A medição das forças será executada com a parte móvel estática, analisando as forças presentes nos dois sentidos da coordenada x , através dos dinamómetros. A posição da parte móvel dentro do estator será controlada com uma régua, nas barras de suporte dos dinamómetros. A subida e descida dos dinamómetros é realizada através de uma peça com rosca nas barras de suporte.

3.5 Conclusão

Neste capítulo, dedicado à projecção e construção do protótipo, analisou-se o tipo de materiais utilizados, as dimensões necessárias para a sua elaboração assim como, a escolha de um sistema de medições. Comparou-se também o efeito da utilização de um estator simples e duplo nas linhas de densidade de fluxo, optando-se pela utilização de dois semi-estatores devido a diminuição do fluxo de dispersão. Descreveu-se a anulação da fase b nos semi-estatores de modo a poderem ser alimentados por uma fonte de corrente contínua. Foi também referido neste capítulo as possíveis perdas magnéticas que poderão existir com o funcionamento do protótipo.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

4 Análise Teórica

Neste capítulo será realizada uma análise teórica do funcionamento do motor em estudo, procedendo-se a simulações em software. Para efectuar essas simulações recorre-se a um programa comercial disponível, o Matlab, que realiza análises numéricas.

Com o auxílio deste software é analisado a distribuição da densidade de fluxo magnético num estator com e sem ferro, verificando as vantagens e desvantagens da utilização de cada um.

Será também efectuada uma análise de Fourier da distribuição da densidade de fluxo para cada uma das armaduras, apurando-se o conteúdo harmónico para cada uma das armaduras.

Ainda neste capítulo será efectuada uma comparação entre estes dois tipos de topologia referindo os prós e contras de cada uma.

4.1 Campo viajante

Como foi referido, os enrolamentos utilizados no estator são enrolamentos com núcleo de ar. Estes enrolamentos, devido às suas distribuições ao longo do estator, geram uma onda magnética viajante que realiza uma força de propulsão por interacção com a excitação.

Para verificação do andamento da onda viajante ideal no estator dum motor, considerou-se primeiro a análise da onda criada por apenas um enrolamento activo. Esta análise trata-se do estudo de um enrolamento em cobre em condições ideais (sem perdas). A onda viajante resultante será igual a onda viajante gerada por enrolamentos supercondutores, caso os mesmos estejam em condições ideais também.

Neste caso, a distribuição de densidade de fluxo magnético aproxima-se de uma onda sinusoidal ao longo da distância x do enrolamento. Logo, a densidade de fluxo ao longo de x , entre os dois condutores pertencentes ao enrolamento, no ar, é dado pela equação:

$$B(x) = B_0 \cdot \cos \frac{\pi}{\tau} \cdot x \quad (4.1)$$

considerando que a origem do referencial é o centro do enrolamento. Na equação (4.1) B_0 é proporcional à corrente i no enrolamento, isto é:

$$B_0 = k \cdot i$$

Se esse enrolamento for percorrido por uma corrente alternada sinusoidal:

$$i(t) = I_m \cdot \text{sen}(\omega t)$$

obter-se-á uma onda variável no espaço e no tempo, sendo a sua expressão dada pela expressão seguinte, na qual $B_m = k \cdot I_m$ é o valor máximo no espaço e no tempo da densidade de fluxo:

$$B(x, t) = B_m \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \frac{\pi}{\tau} \cdot x \quad (4.2)$$

No caso de existir não um, mas três enrolamentos iguais desfasados de 120° eléctricos, sendo cada um percorrido por uma das seguintes correntes:

$$i_a(t) = I_m \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$i_b(t) = I_m \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ)$$

$$i_c(t) = I_m \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ)$$

cada enrolamento cria um campo pulsante ao longo do espaço, resultando assim as seguintes expressões:

$$B_a(x, t) = B_m \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \frac{\pi}{\tau} \cdot x \quad (4.3)$$

$$B_b(x, t) = B_m \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \cdot \cos \left(\frac{\pi}{\tau} \cdot x - 120^\circ \right) \quad (4.4)$$

$$B_c(x, t) = B_m \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \cdot \cos \left(\frac{\pi}{\tau} \cdot x + 120^\circ \right) \quad (4.5)$$

De acordo com a relação trigonométrica seguinte,

$$\text{sen } \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} [\text{sen}(\alpha + \beta) + \text{sen}(\alpha - \beta)]$$

as expressões do campo pulsante podem reescrever-se, resultando:

$$B_a(x, t) = \frac{B_m}{2} \cdot \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x \right) + \frac{B_m}{2} \cdot \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x \right) \quad (4.6)$$

$$B_b(x, t) = \frac{B_m}{2} \cdot \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x - 240^\circ \right) + \frac{B_m}{2} \cdot \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x \right) \quad (4.7)$$

$$B_c(x, t) = \frac{B_m}{2} \cdot \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x + 240^\circ \right) + \frac{B_m}{2} \cdot \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x \right) \quad (4.8)$$

Através da soma destas três equações (4.6) (4.7) (4.8) consegue-se obter o valor da onda viajante num determinado ponto do espaço e do tempo:

$$B(x, t) = \frac{3}{2} B_m \cdot \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x \right) \quad (4.9)$$

Nos gráficos da Figura 4.1 encontram-se representados a vermelho, amarelo e azul, os respectivos fasores \bar{A} , \bar{B} e \bar{C} . As correntes associadas a cada um dos fasores, estão directamente ligadas ao respectivo enrolamento, gerando uma onda pulsante, que varia de amplitude ao longo do tempo. A soma das três ondas gera um campo viajante, representado a azul, que se propaga a uma velocidade:

$$v = 2 \cdot \tau \cdot f$$

ou seja, a sua velocidade depende da frequência utilizada no motor. A propagação do campo viajante representado a azul é observável em três instantes sucessivos, nomeadamente, $t = 0$, $t = \frac{T}{12}$ e $t = \frac{T}{6}$ (Figura 4.1). Nesta figura estão representados os fasores \bar{A} , \bar{B} e \bar{C} com os seus respectivos ângulos (esquerda), assim como o andamento espacial dos campos pulsantes e do campo viajante (direita).

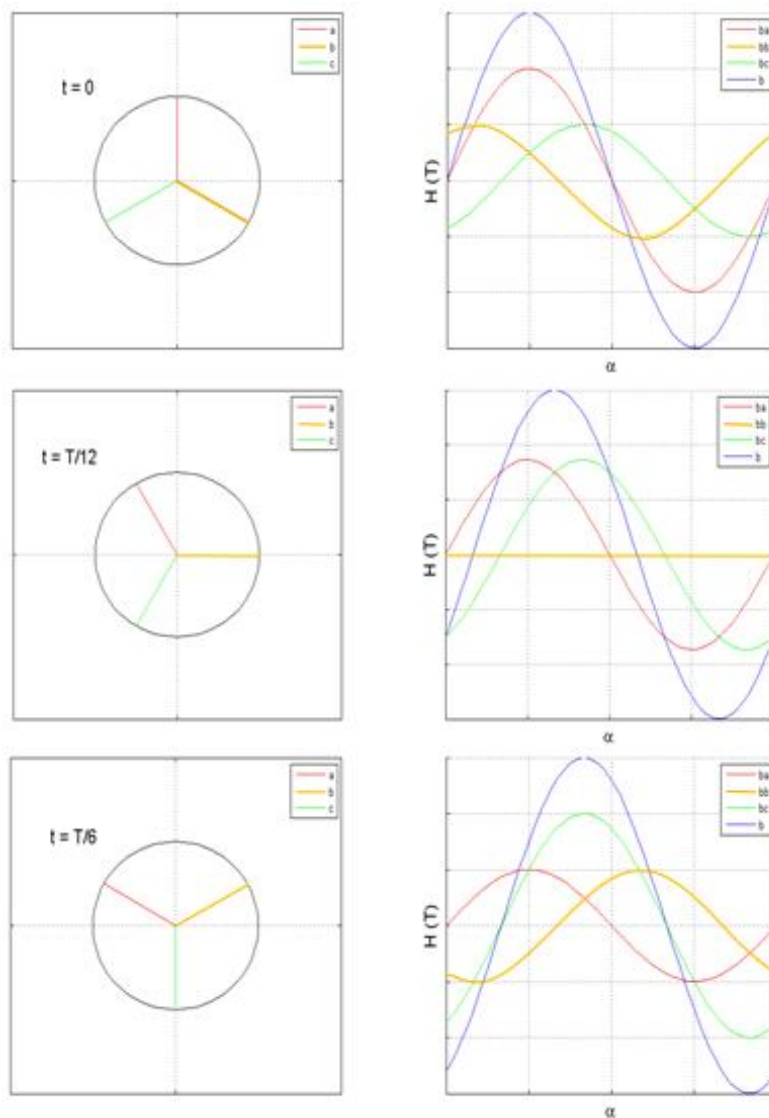


Figura 4.1 - Campo Viajante gerado pelos três campos pulsantes para instantes de tempos distintos.

A forma de onda da onda magnética viajante representada na imagem permitirá no subcapítulo 4.2.3 verificar as diferenças existentes entre a forma de onda gerada pelos enrolamentos utilizados no protótipo e a forma de onda ideal.

4.2 Enrolamento com núcleo de ar

As bobinas com núcleo de ar consistem basicamente no enrolamento de um condutor, neste caso, fita supercondutora 1G, num suporte de material não magnético, como o plástico ou nylon.

Quando se pensa em prescindir do meio ferromagnético, nas máquinas eléctricas tradicionais, a primeira coisa que se espera é uma nova reorganização das linhas de densidade de fluxo magnético, podendo ser afectado o funcionamento das máquinas. Sem ferro, o fluxo tenderá a ter uma maior dispersão, e para uma boa utilização do circuito eléctrico, a zona de acoplamento das máquinas tem de ser a mais estreita possível.

Tal como visto, esta dissertação relaciona-se com o estudo de um motor linear síncrono supercondutor, com total ausência de ferro. A ausência de ferro, principalmente na armadura, e conseqüentemente no núcleo dos enrolamentos, invocará a questão de qual a direcção tomada pelo fluxo dentro dos enrolamentos, visto que em meio ferromagnético as linhas de fluxo são todas paralelas entre si.

4.2.1 Topologia

A ausência de ferro no motor em estudo e o raio mínimo de curvatura permitido pela fita supercondutora 1G impossibilita a existência de várias topologias para a distribuição das fases no estator, existindo apenas uma que ofereça uma força de propulsão sobre a parte móvel mais homogénea.

A impossibilidade de utilização de uma outra topologia, nomeadamente uma topologia na qual os condutores são dispostos em duas camadas distintas, deve-se sobretudo a dois factores importantes, a relutância e a densidade de fluxo que incide sobre a superfície da fita supercondutora perpendicularmente.

O problema da relutância deve-se às distâncias entre uma determinada fase num semi-estator e fase do semi-estator oposto, isto é, com uma das fases colocadas na camada mais próxima do centro do entreferro e, a sua respectiva fase negativa a uma distância de τ , colocada na camada mais afastada do centro do mesmo, como se observa na Figura 4.2, a relutância de entreferro de cada uma apresentará um valor distinto. Esse valor verifica-se facilmente na expressão da relutância:

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu \cdot A} \quad (4.10)$$

onde:

l - Distância existente entre fases opostas dos dois semi-estatores (m)

A – Área da secção do caminho escolhido entre os dois semi-estatores (m^2)

μ – Permeabilidade magnética do material (H/m).

Na expressão (4.10), o valor de relutância aumenta com o comprimento do caminho l , se medido no mesmo meio e com secção (A) constante. Como as fases positivas e negativas se encontram em camadas distintas, a relutância é maior quanto maior o l . Isto leva a que as forças exercidas sobre a parte móvel, devido à densidade de fluxo da fase positiva e da fase negativa, sejam diferentes visto que o fluxo se dispersa com mais facilidade nas zonas com grande relutância.

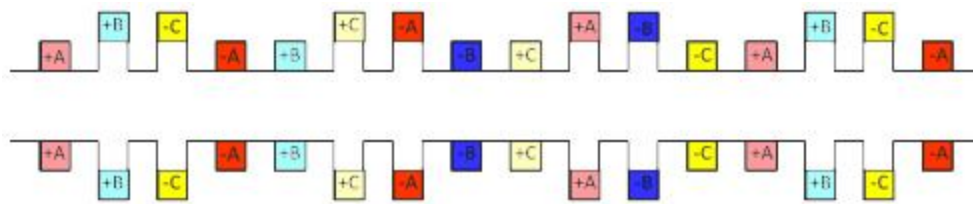


Figura 4.2 - Topologia com enrolamentos em núcleo de ar em duas camadas.

O outro factor deve-se às propriedades da fita supercondutora quando sujeita a uma densidade de fluxo magnético perpendicular à sua superfície, tal como se verificou no capítulo 2.4. Devido à elevada relutância existente no entreferro, as linhas de fluxo têm tendência a dispersar-se. Essa dispersão, se acontecer nas camadas mais externas do estator, pode incidir perpendicularmente sobre os enrolamentos das camadas mais internas, danificando as características essenciais para o bom funcionamento da mesma.

Estas duas desvantagens foram suficientes para realizar uma análise teórica em [5], assim como nesta dissertação, e posteriormente construir um protótipo com uma única camada de enrolamentos e com passo polar τ .

4.2.2 Cálculo da densidade de fluxo magnético no estator

O estudo da densidade de fluxo magnético ao longo do estator foi realizado através da lei de Biot-Savart. Esta lei encontra-se representada na equação (4.11), na sua notação vectorial:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{I \cdot d\vec{l} \cdot \vec{r}}{r^3} \quad (4.11)$$

onde:

\vec{B} – Vector intensidade da densidade fluxo magnético.

I – Corrente eléctrica.

\vec{r} – Vector com magnitude e direcção da distância entre o ponto no espaço e o elemento de corrente.

$d\vec{l}$ – Elemento de comprimento de condutor, com direcção da corrente.

De modo a facilitar a integração desta equação, ao longo do eixo de propagação da parte móvel, aproximou-se os enrolamentos a um circuito rectangular, representado na Figura 4.3

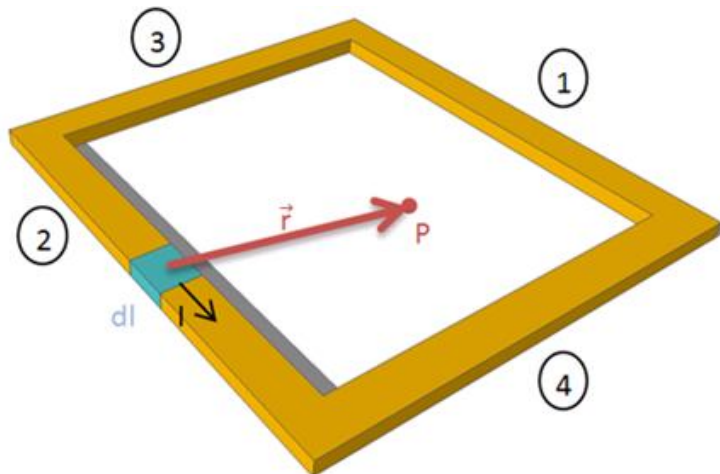


Figura 4.3 - Tipo de enrolamento utilizado para o cálculo da densidade de fluxo magnético num ponto do espaço P. Adaptado de [5].

Na Figura 4.3, é possível observar o elemento de corrente $I dl$, assim como o vector \vec{r} , que se encontra dirigido do elemento de corrente para um determinado ponto no espaço, identificado também na figura como ponto P .

O cálculo da intensidade da densidade fluxo magnético, num ponto do espaço (P), é efectuado somando a contribuição dos troços 1 e 2, representados na Figura 4.3, e abdicando dos troços 3 e 4, devido à sua considerável distância à parte móvel, isto, para este protótipo.

Aproximando os troços a segmento de rectas e colocando-os exactamente no centro dos troços respectivos, tal como se verifica na Figura 4.4, surge um anel de corrente limitado por $(x = \pm b)$ e $(y = \pm a)$.

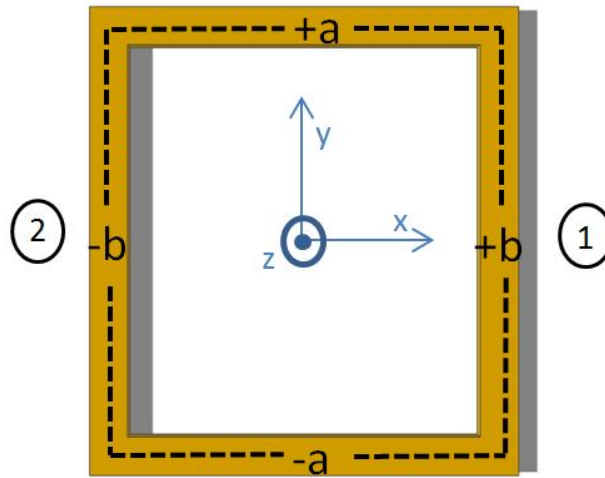


Figura 4.4 - Vista em planta de um enrolamento com representação de um anel de corrente definido por $(x \pm b)$ e $(y \pm a)$.

Com estas considerações e, utilizando a Lei de Biot-Savart, calcula-se o efeito que os caminhos 1 e 2 do anel de corrente efectuam sobre a densidade de fluxo magnético no espaço.

Cálculo do Troço 1

Para este troço, considera-se um vector de distância:

$$\vec{r} = (x - b; y - y'; z - c)$$

a componente x é fixa e, é necessário varrer a componente y , através da variável y' . A componente z sendo o centro do anel de corrente é situado num ponto do espaço denominado c .

O elemento condutor $d\vec{l}$, neste troço, tem direcção da coordenada y , e por isso:

$$d\vec{l} = dy' \vec{e}_y$$

Assim, a equação de Biot-Savart para este troço torna-se:

$$\vec{B}_1 = \frac{\mu_0 \cdot I}{4 \cdot \pi} \cdot \int_{-a}^a \frac{\vec{e}_y \times \vec{r}}{r^3} dy'$$

Realizando o produto externo dos vectores $\vec{e}_y \times \vec{r}$, calcula-se o determinante da matriz:

$$\vec{e}_y \times \vec{r} = \begin{bmatrix} \vec{e}_y & \vec{e}_y & \vec{e}_z \\ 0 & 1 & 0 \\ (x-b) & (y-y') & (z-c) \end{bmatrix}$$

resultando a equação:

$$\vec{B}_1 = \frac{\mu_0 \cdot I}{4 \cdot \pi} ((z-c), 0, (b-x)) \int_{-a}^a \frac{1}{((x-b)^2 + (y-y')^2 + (z-c)^2)^{3/2}} dy' \quad (4.12)$$

Resolvendo o integral da equação (4.12), obtém-se a expressão da intensidade da densidade de fluxo magnético para um determinado ponto no espaço, gerado pelo troço 1:

$$\vec{B}_1 = \frac{\mu_0 \cdot I}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{(x-b)^2 + (z-c)^2} \left(\frac{y+a}{r_{(+b,-a)}} - \frac{y-a}{r_{(+b,+a)}} \right) ((z-c), 0, (b-x)) \quad (4.13)$$

sendo

$$r_{(+b,-a)} = \sqrt{(x+a)^2 + (y-b)^2 + (z-c)^2}$$

e $r_{(+b,+a)}$ obtida de forma análoga.

Cálculo do Troço 2

O troço 2 é calculado de forma equivalente ao troço 1, alterando apenas o vector de distância:

$$\vec{r} = (x+b; y-y'; z-c)$$

e o vector do elemento condutor:

$$d\vec{l} = -dy' \vec{e}_y$$

Utilizando o mesmo processo de cálculo que no troço anterior, resulta a expressão para intensidade da densidade de fluxo magnético para um determinado ponto no espaço, gerado pelo troço 2:

$$\vec{B}_2 = \frac{\mu_0 \cdot I}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{(x-b)^2 + (z-c)^2} \left(\frac{y-a}{r_{(-b,+a)}} - \frac{y+a}{r_{(-b,-a)}} \right) ((z-c), 0, (-b-x)) \quad (4.14)$$

Como já referido, somando o contributo dos dois troços obtém-se o valor real de densidade de fluxo magnético num ponto P do espaço:

$$\vec{B} = \vec{B}_1 + \vec{B}_2 \quad (4.15)$$

4.2.3 Linhas de densidade de fluxo

Os enrolamentos com núcleo de ar apresentam maior relutância quando comparados com os de núcleo de ferro, devido a permeabilidade magnética do ar:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

e, conseqüentemente, necessitam de uma maior *f.m.m* de excitação. Assim, a corrente de magnetização poderá ser relativamente elevada, a menos que o enrolamento possua uma grande quantidade de espiras.

Outra desvantagem, da ausência de ferro no estator, é a grande dispersão existente pela densidade de fluxo magnético. Esta dispersão será analisada seguidamente, comparando a arquitectura de dois tipos de estatores distintas, de modo a comparar o comportamento das linhas de fluxo para os dois casos.

4.2.3.1 Linhas de densidade de fluxo para um estator simples

Tal como se referiu no capítulo 3.2.2 o uso de um estator simples apresenta desvantagens em relação à utilização de um estator duplo. A desvantagem centra-se sobretudo na disposição das linhas da densidade de fluxo geradas pelos enrolamentos da armadura.

Considerando um estator com as dimensões indicadas no capítulo 3.2, e com as expressões do cálculo da densidade de fluxo magnético num determinado ponto do espaço, foram elaboradas simulações que fornecem o valor da densidade de fluxo, a uma distância idêntica à que existe entre parte móvel e o semi-estator inferior, do protótipo criado.

Considerando também o passo polar e as ligações em série entre os enrolamentos, tal como utilizado no protótipo, obtiveram-se os resultados apresentados na Figura 4.5, para a densidade de fluxo no centro do estator, para uma corrente contínua.

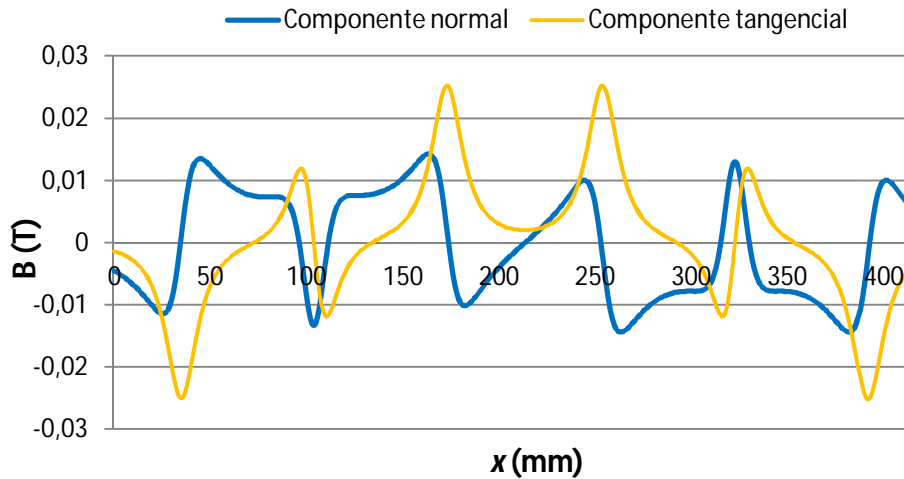


Figura 4.5 - Representação da densidade de fluxo magnético, na componente normal e tangencial a um enrolamento, ao longo de um estator simples.

Na Figura 4.6 é possível verificar o comportamento tomado pelas linhas de fluxo ao longo do estator. É perceptível que para planos paralelos ao plano do estator ($z = 0$) existe uma componente tangencial, tal como se verifica no plano onde foram efectuadas medições da intensidade do fluxo magnético ao longo do estator ($z = 10$). Esta componente é responsável pela levitação da parte móvel, visto que o produto externo entre a corrente e a densidade de fluxo magnético gera uma força perpendicular à força de propulsão.

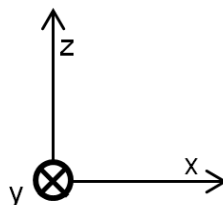
Isto é, se considerarmos um campo magnético definido por:

$$\vec{B} = (B_x, B_y, B_z)$$

e, um elemento de corrente num dos condutores do enrolamento:

$$d\vec{l} = (0, dy, 0)$$

definido pelos eixos:



consegue-se analisar a força através da a equação da força para um condutor rectilíneo:

$$\vec{dF} = I \cdot \vec{dl} \times \vec{B} = I \cdot \begin{vmatrix} \vec{e}_x & \vec{e}_y & \vec{e}_z \\ 0 & dy & 0 \\ B_x & B_y & B_z \end{vmatrix} = I \cdot (B_z \cdot dy \vec{e}_x - B_x \cdot dy \vec{e}_z)$$

No resultado obtido verifica-se uma componente \vec{e}_z que é responsável pela força de levitação.

Como se pretende apenas analisar a força de propulsão gerada na parte móvel, a presença de uma força de levitação perturbará o movimento, e consequentemente as medições, e por isso, esta força é desejavelmente evitável.

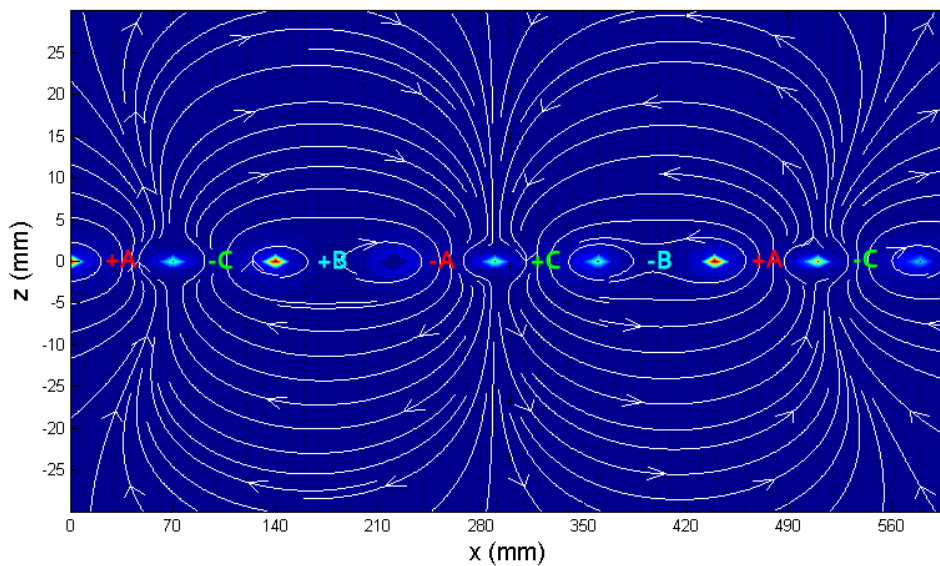


Figura 4.6 - Representação das linhas de fluxo magnético ao longo do estator simples.

4.2.3.2 Linhas de densidade de fluxo para um estator duplo

A utilização de um estator duplo no protótipo do motor, oferece grandes vantagens na análise da força de propulsão da parte móvel, em comparação com um estator simples.

Considerando todas as propriedades referidas no capítulo 3.2, para a construção do protótipo, foram verificadas por simulação as vantagens existentes nesta arquitectura e a arquitectura anterior através das expressões para o cálculo da densidade de fluxo (Figura 4.7).

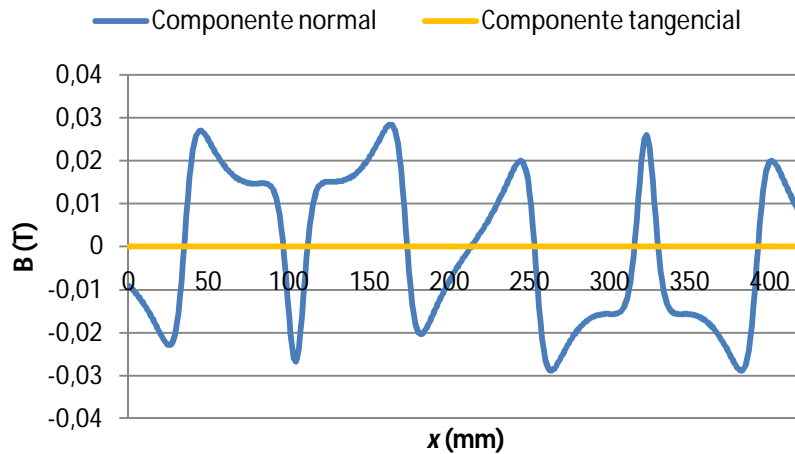


Figura 4.7 - Representação da densidade de fluxo magnético, na componente normal e tangencial a um enrolamento, ao longo de um estator duplo.

Da simulação obtida, visualizam-se as duas grandes vantagens oferecidas com a utilização de um estator duplo. Uma das vantagens passa pelo desaparecimento da componente tangencial no centro do estator.

Outra vantagem da utilização de um estator com esta arquitectura é o valor da intensidade de fluxo, que passa a ser o dobro. Através da adição de um semi-estator superior com enrolamentos com sentidos de correntes iguais aos sentidos de corrente do semi-estator inferior, o fluxo que passa ao centro do estator é o dobro devido à contribuição dos dois enrolamentos. Esta vantagem permite que a força também seja superior pois, como se verá seguidamente, a intensidade da força depende da densidade de fluxo magnético.

Na Figura 4.8, é visível a ausência da componente tangencial, no comportamento tomado pelas linhas de fluxo ao centro do estator duplo ($z = 0$), facto patente na Figura 4.7 que apresenta um valor igual a zero para a componente tangencial ao longo de todo o estator.

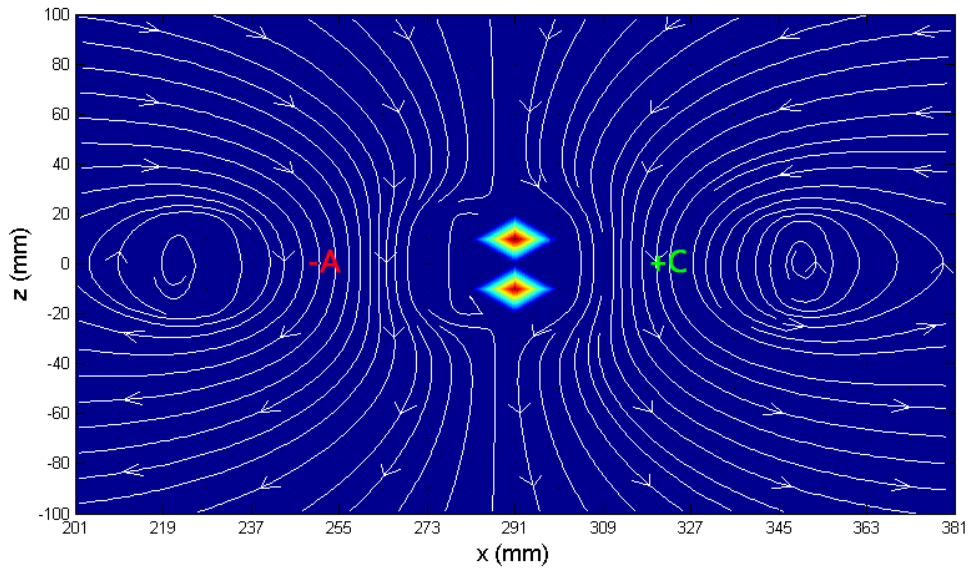


Figura 4.8 - Representação das linhas de fluxo ao longo de uma porção do estator duplo.

Na dissertação [5], a representação das componentes normal e tangencial da densidade de fluxo magnético foram obtidas através de um programa de elementos finitos. Nessa dissertação foi também realizado um ensaio experimental que efectuava a medição da densidade de fluxo ponto a ponto, através de uma sonda de medição de densidade de fluxo, que se movia pelo centro do estator. Os resultados obtidos encontram-se representados na Figura 4.9.

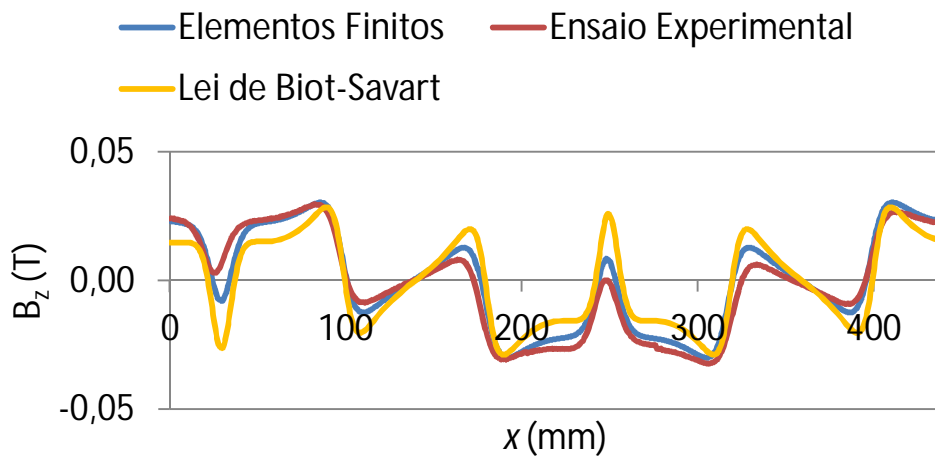


Figura 4.9 - Representação da componente normal da densidade de fluxo magnético através de 3 processos de análise distintos. Análise por elementos finitos, análise pela lei de Biot-Savart e uma análise prática através de um ensaio experimental.

Da Figura 4.9, verifica-se facilmente que a análise por elementos finitos se aproxima mais do ensaio prático do que a análise realizada através das expressões obtidas pela lei de Biot-Savart. Esta situação deve-se sobretudo à aproximação efectuada dos elementos de corrente para um anel fechado de corrente, desprezando a contribuição da totalidade do elemento.

4.2.4 Análise harmónica da densidade de fluxo no ar.

A análise harmónica da densidade de fluxo foi efectuada em Matlab recorrendo à ferramenta que executa numericamente a transformada de Fourier (fft) usando os valores numéricos de B calculados pelas equações anteriores.

Assim e recorrendo ao artigo [40] realizou-se a transformada de Fourier da função utilizando a ferramenta fft. O resultado obtido através dessa ferramenta apresenta valores complexos que serão processados através destas duas equações:

$$a_k = -\frac{1}{2 \cdot N_v} \text{Im}(B), \quad 0 < k < \frac{N_v}{2} \quad (4.16)$$

$$b_k = \frac{1}{2 \cdot N_v} \text{Re}(B), \quad 0 < k < \frac{N_v}{2} \quad (4.17)$$

onde N_v representa o tamanho do vector com valores B , k a ordem da harmónica, a_k a componente imaginária resultante da FFT e, b_k a respectiva parte real.

Utilizando os valores encontrados nas equações (4.16) e (4.17) resulta a equação (4.18) que devolve a função harmónica $h(k)$, para um dado k :

$$h(k) = a_k \cdot \text{sen}\left(\frac{k \cdot \pi \cdot x}{\tau}\right) + b_k \cdot \text{sen}\left(\frac{k \cdot \pi \cdot x}{\tau}\right) \quad (4.18)$$

Com esta equação é possível representar as cinco funções harmónicas, na Figura 4.10, assim como uma análise espectral Figura 4.11:

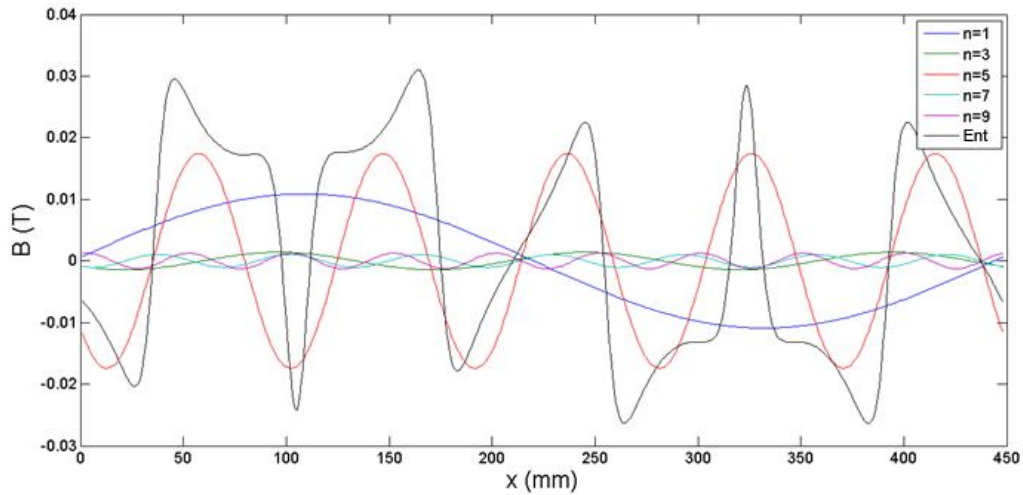


Figura 4.10- Representação das harmónicas e da função da densidade de fluxo magnético com enrolamento com núcleo de ar.

É possível verificar na Figura 4.10, as primeiras 5 harmónicas ímpares, assim como a função discreta original, sobre a qual foi realizada a respectiva transformada de Fourier. A presença apenas de harmónicas ímpares, excluindo as pares, deve-se ao facto da função apresentar simetria de meia onda:

$$f\left(x - \frac{\lambda}{2}\right) = -f(x)$$

e por isso, apenas existem termos de ordem ímpar. A variável λ , na equação, representa o período espacial.

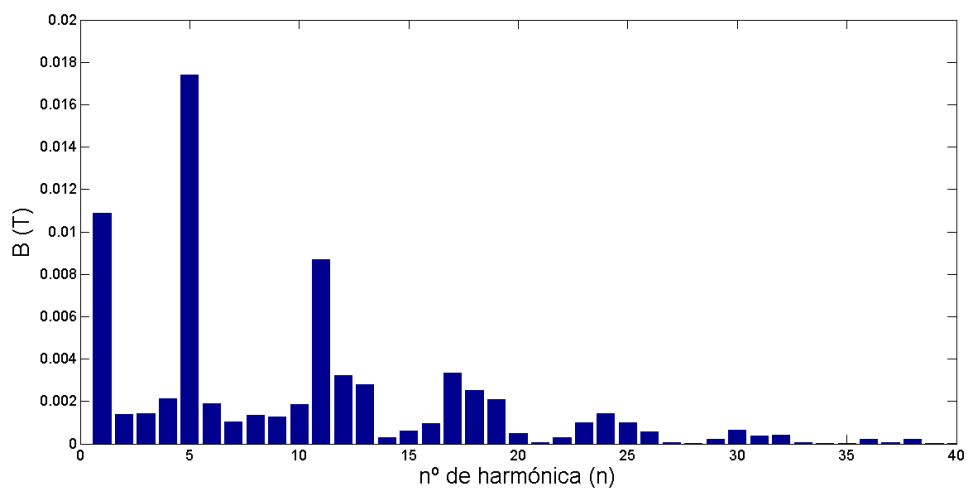


Figura 4.11 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier da densidade de fluxo magnético.

Na Figura 4.11, que representa o espectro das harmónicas da função, visualizam-se as suas 40 primeiras harmónicas. Nesse espectro, verifica-se que as harmónicas pares apresentam alguma amplitude, contrariando a afirmação anterior. Este fenómeno deve-se às limitações intrínsecas a um cálculo numérico. Com estas limitações, o programa não identifica as características da função, não a reconhecendo como uma função com simetria de meia onda, ou seja, dois pontos da função, separados por meio período, poderão não ser identificados como tendo um valor de imagem exactamente igual. Contribuindo para o aparecimento de harmónicas pares.

De uma forma geral, o espectro representado, apresenta uma densidade de fluxo magnético mais elevada nas harmónicas ímpares, ou seja, verifica-se na Figura 4.11 que as harmónicas 1, 5 e 11 apresentam maior amplitude. No espectro, também se verifica que a amplitude da harmónica 5 é superior à harmónica fundamental, característica que não se apresenta na maior parte dos sinais. Mas, devido a forma irregular que esta onda apresenta, a 5ª harmónica tem uma amplitude superior à primeira (Figura 4.10).

De modo a analisar-se a distorção das componentes harmónicas em relação à componente fundamental utilizou-se a distorção harmónica total, DHT:

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{k>1} F_n^2}}{F_1}$$

onde F_n representa as amplitudes da equação (4.16) e da equação (4.17):

$$F_n = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$

Deste modo, o valor para a distorção harmónica da função da densidade de fluxo com um estator sem ferro é de:

$$DHT = 186 \%$$

sendo 0%, a distorção harmónica ideal de uma função.

4.2.5 Força de propulsão gerada por enrolamentos com núcleo de ar.

O cálculo da força de propulsão foi efectuado em [5] utilizando um método numérico.

Para efectuar o cálculo da força de propulsão existente na parte móvel ao longo do estator, recorreu-se à expressão:

$$F = \frac{N \cdot i \cdot \Delta x \cdot \Delta z \cdot L}{h \cdot w} \int \int B(x, z) dx dz$$

O desenvolvimento efectuado para obter esta equação, assim como as suas variáveis, serão descritos no subcapítulo 4.3.6.

onde $\vec{B}(x)$ representa a densidade de fluxo produzida pelos blocos supercondutores e, IL a corrente que atravessa um segmento de fita supercondutora a multiplicar pelo comprimento L da mesma.

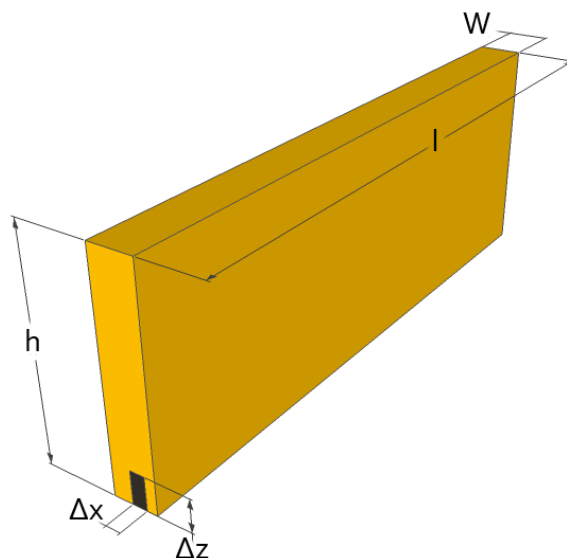


Figura 4.12 - Variáveis utilizadas para representação das dimensões da fita supercondutora.

O segmento em causa está representado a sombreado na Figura 4.12, tendo as dimensões Δx , Δz . A soma dos vários segmentos segundo h e W permite obter a força de propulsão da parte móvel, devido à contribuição de cada um deles.

Todos os passos para cálculo da força de propulsão serão vistos posteriormente, no cálculo da força com enrolamentos com núcleo de ferro. A diferença que existe neste cálculo, entre a presença de ar ou de ferro no núcleo do enrolamento, deve-se à disposição das linhas de densidade de fluxo magnético no núcleo. Visto que no ar as linhas de fluxo não são constantes, os segmentos segundo Δz não apresentam a mesma intensidade de força e, por isso, é necessário calcular a força de propulsão para cada um dos segmentos neste sistema.

Através destas considerações, o resultado obtido para a força ao longo do estator é reproduzido na Figura 4.13. O gráfico apresenta uma função discreta que pode ser descrita como uma “fotografia da força”, para o instante de tempo em que a fase b é nula. Esta fotografia representa a força existente na parte móvel, gerada pelo condutor do enrolamento, em cada posição do estator.

No gráfico obtido é possível verificar forças positivas (dos 0 aos 150mm), assim como, forças negativas (dos 250 aos 400mm). Estas forças devem-se à relação do sentido da densidade de fluxo no estator com o sentido da densidade de fluxo dos blocos supercondutores. Numa posição onde a densidade de fluxo da parte móvel é contrária ao sentido da densidade de fluxo gerada pelos enrolamentos, produzir-se-á uma força de repulsão entre ambos (força negativa). Caso tenham mesmo sentido, uma força positiva é produzida.

Verifica-se também que existe uma ligeira força contrária nos intervalos de força referidos (por exemplo de 300 a 350mm), este factor deve-se à utilização de um estator sem ferro que permite que as linhas de densidade de fluxo se fechem entre o espaçamento dos enrolamentos activos.

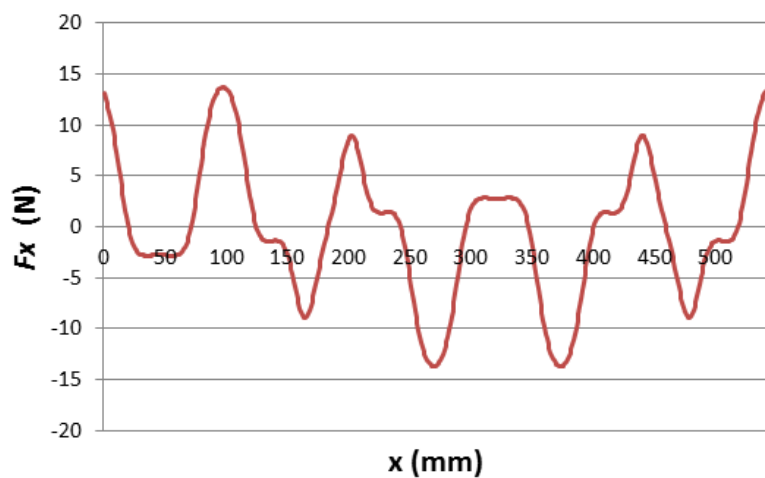


Figura 4.13 - Representação da força ao longo de um estator duplo com enrolamentos com núcleo de ar.

4.2.6 Análise harmónica da força de propulsão no ar.

Para a análise harmónica da força de propulsão, tal como no capítulo 4.2.4, recorreu-se ao ambiente Matlab, recorrendo-se à ferramenta de transformada de Fourier (fft).

Como se trata de uma função discreta ao longo do espaço, utilizou-se a expressão (4.18), com os termos encontrados nas equações (4.16) e (4.17) para representar a respectiva função e as suas suas 5 primeiro harmónicas impares na Figura 4.14.

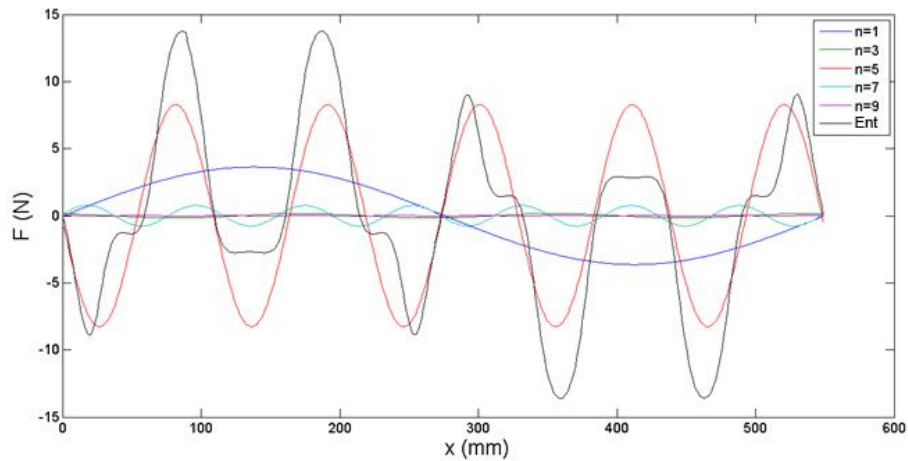


Figura 4.14 - Representação das harmônicas e da função da força de propulsão com enrolamento com núcleo de ar.

Como a função tem simetria de meia onda, não existem harmônicas de ordem par e, como tal, não foram representadas na Figura 4.14.

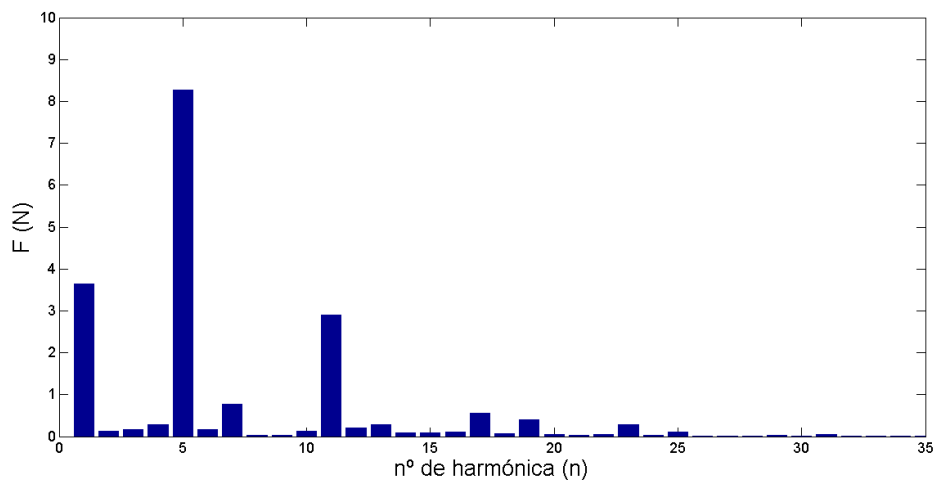


Figura 4.15 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier da força de propulsão.

No espectro das harmônicas da função, presente na Figura 4.15 visualizam-se as suas 35 primeiras harmônicas. Mais uma vez, existem ligeiras amplitudes nas harmônicas pares devido às limitações apresentadas pelo software Matlab, tal como referido no capítulo 4.2.4.

Mesmo com esta desvantagem, o espectro obtido apresenta uma força de propulsão elevada nas harmônicas ímpares, isto é, verifica-se na Figura 4.15 que as harmônicas 1, 5 e 11 apresentam uma maior amplitude. Outra característica bem visível no espectro é o valor de amplitude da 1ª e da 5ª harmônica, sendo esta última mais elevada, isto deve-se ao facto da função da força de propulsão apresentar uma forma muito irregular.

Assim, a distorção das componentes harmónicas em relação à componente fundamental:

$$DHT = 243 \%$$

4.2.7 Onda viajante gerada pelo estator com enrolamentos com núcleo de ar

Visto que o campo magnético viajante se refere a uma onda que se desloca no tempo e no espaço, seria interessante verificar o seu andamento espacial.

Para a verificação da onda viajante no estator é necessário que os seus enrolamentos sejam percorridos por um sistema trifásico de correntes, encontrando-se as mesmas desfasadas de 120° . Utilizando a expressão obtida pela lei de Biot-Savart para a densidade de fluxo magnético, representou-se, para três instantes de tempo distintos, a densidade de fluxo magnético em cada ponto do espaço.

Uma das considerações a ser tomadas, para a representação da Figura 4.16, é o facto de se considerar um estator de tamanho infinito. Assim, representou-se para um segmento do estator com o tamanho de um comprimento de onda, o andamento da onda viajante.

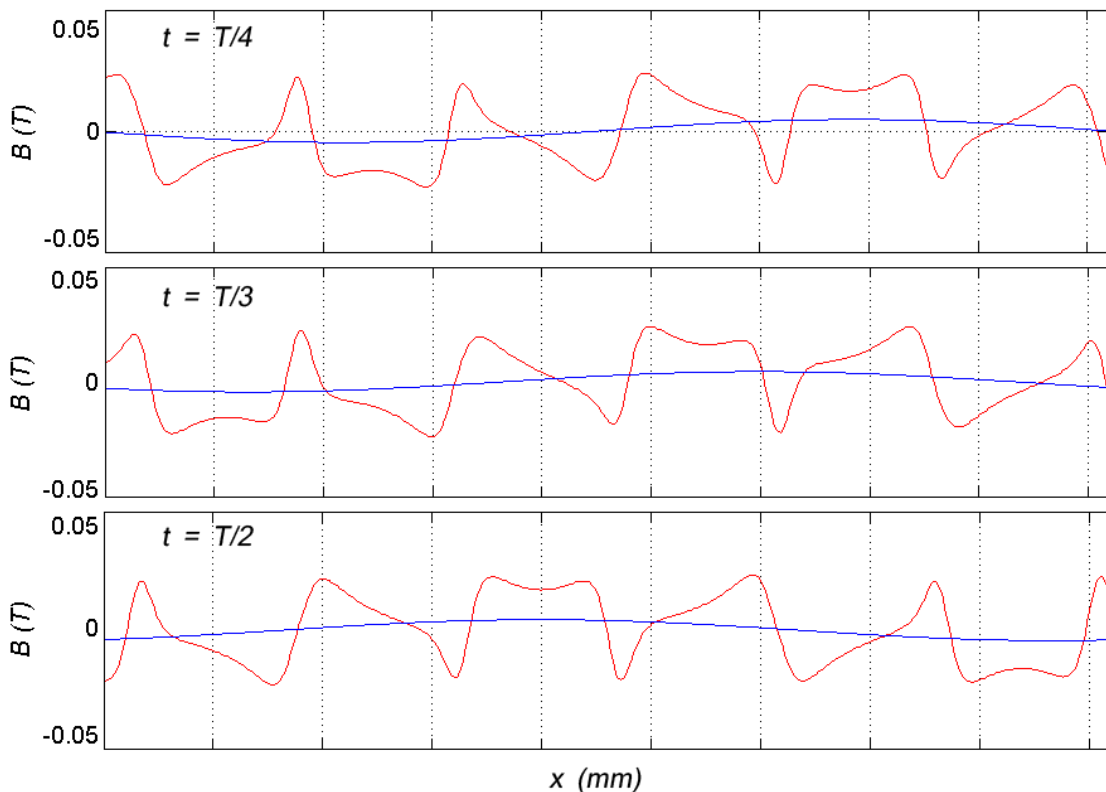


Figura 4.16 - Representação da densidade de fluxo magnético no estator, para três instantes de tempo distintos, de modo a verificar a onda magnética viajante.

Na Figura 4.16, observa-se para três instantes de tempo distintos, $T/4$, $T/3$ e $T/2$, o andamento da densidade de fluxo magnético representado pela linha vermelha. De modo a visualizar com maior facilidade o andamento da onda de densidade de fluxo magnético, foi representado sob esse gráfico a harmónica fundamental da mesma.

Comparando os três gráficos obtidos é fácil de observar o sentido de propagação da onda, que se dirige, neste caso, da direita para a esquerda.

4.3 Enrolamento com núcleo de ferro.

Com a realização do estudo do motor sem presença de ferro, o motor será agora analisado utilizando um estator de material ferromagnético de modo a obter-se um meio de comparação.

Ao colocar-se um estator com estas características no motor, os núcleos dos enrolamentos utilizados passam a ser ferromagnéticos, e assim, permeáveis à densidade de fluxo magnético. Desta maneira a quantidade de fluxo aumenta cerca de mil vezes, comparando com um núcleo em ar, para a mesma força magnetomotriz.

A alta permeabilidade magnética destes tipos de materiais permite que as linhas de fluxo se concentrem no núcleo dum determinado enrolamento, saindo perpendicularmente ao mesmo.

Desta forma a utilização de dois estatores para diminuir a componente tangencial, não é estritamente necessária, permitindo construir o motor com um estator simples.

De modo a obter-se uma boa comparação entre o motor linear em ferro e, o motor linear que prescinde do mesmo material, foram elaboradas análises com dois semi-estatores.

4.3.1 Topologia

Tal como a topologia sem ferro no estator, o raio de curvatura mínimo possível da fita supercondutora, influencia em grande parte a escolha de topologias para o estator ferromagnético. Esta característica permite elaborar duas topologias distintas, nomeadamente, a topologia T_1 com duas camadas de enrolamentos (Figura 4.17 a)) e, a Topologia T_2 com uma camada de enrolamentos (Figura 4.17 b)).

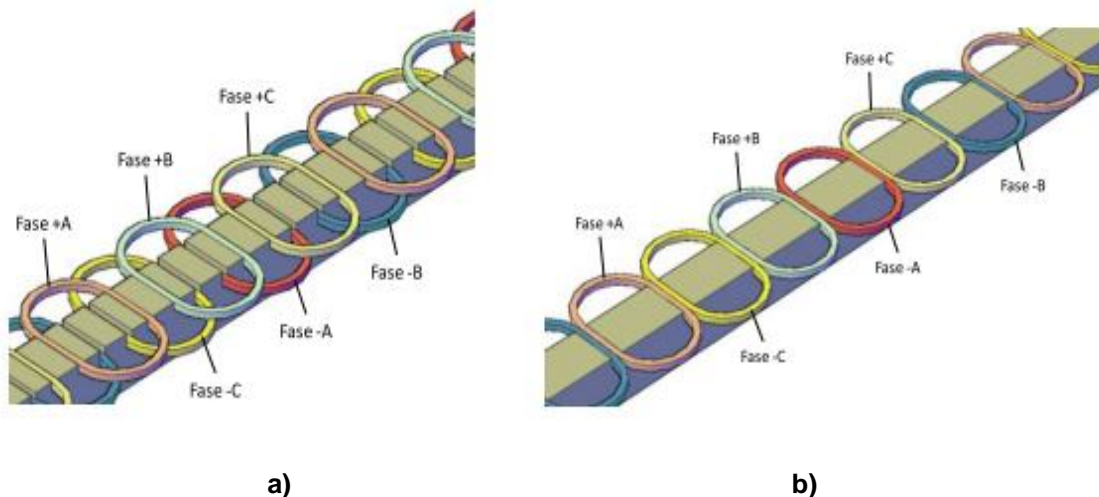


Figura 4.17 - Topologias estudadas para o motor linear síncrono supercondutor com estator em ferro. a) Topologia T_1 com duas camadas de enrolamentos. b) Topologia T_2 com uma camada de enrolamentos. Retirado de [5].

Com a presença de ferro na armadura, as linhas de densidade de fluxo tem uma disposição paralela entre elas e perpendicular ao núcleo do enrolamento. Esta característica permite que as linhas não atravessem perpendicularmente a superfície da fita supercondutora, deteriorando as propriedades da mesma.

O estudo destas topologias foi realizado em [41] e, posteriormente em [5], onde se fez uma análise da *f.m.m.* gerada pelos enrolamentos do estator, uma análise da distorção harmônica e uma análise da velocidade linear. Comparando os resultados obtidos nas várias topologias conclui-se que a topologia T_2 , apesar de apresentar uma grande distorção harmônica, a sua simples construção torna esta topologia indicada para a elaboração do motor.

Deste modo, nesta dissertação, apenas será analisado a topologia T_2 , visto ser uma topologia idêntica à utilizada nos núcleos de ar e servir de meio de comparação com a mesma.

4.3.2 Cálculo do campo magnético no estator em núcleo de ferro

Para tal, assume-se a utilização duma armadura dupla como se verifica na Figura 4.18. Este tipo de estator, devido às suas características ferromagnéticas, permite que a densidade de fluxo magnético saia perpendicularmente do núcleo dos enrolamentos, isto assumindo que a permeabilidade magnética do ferro é infinita ($\mu_{FE} = \infty$), que o entreferro (g) seja o mínimo possível de modo a não existir espalhamento e, que não exista saturação no ferro.

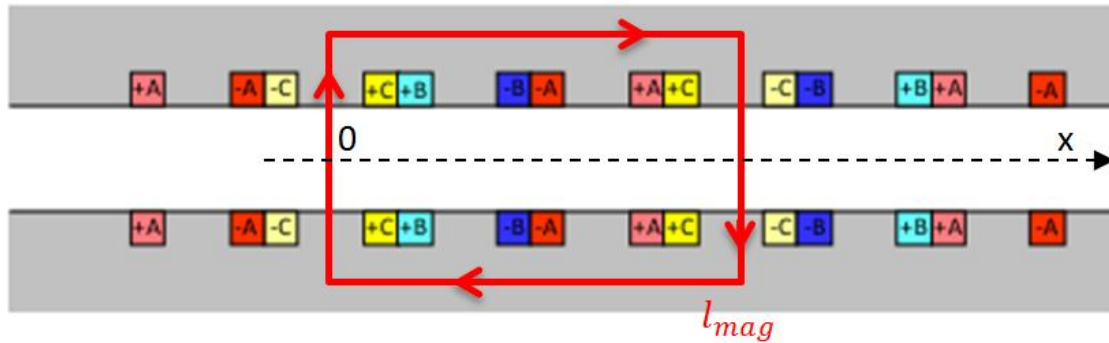


Figura 4.18 - Estator Duplo em ferro. Adaptado de [5].

O campo magnético produzido no estator resulta da interação entre as três fases existentes. Para determinar o mesmo, ter-se-á de calcular a interação de cada fase no estator, através do caminho percorrido pelo fluxo magnético. O caminho percorrido pelo fluxo, para uma das fases, encontra-se representado na Figura 4.18 e é denominado l_{mag} . O campo gerado pelos enrolamentos atravessa o entreferro, fechando-se pelas placas de ferro do estator.

Segundo [5], a equação que traduz a intensidade de campo magnético ao centro do entreferro é a seguinte:

$$H_0(x) = \frac{f.m.m.}{2 \cdot g} \quad (4.19)$$

e, a expressão da densidade de fluxo magnético:

$$B_0(x) = \mu_0 \cdot \frac{f.m.m.}{2 \cdot g} \quad (4.20)$$

4.3.3 Análise da força magnetomotriz no motor com núcleo de ferro

Admitindo um referencial com a origem indicada na Figura 4.18, verifica-se que o campo magnético apresenta intensidade máxima na origem, visto estarmos situados completamente ao centro do enrolamento. O valor máximo também se verifica em todo o núcleo do enrolamento activo, devido a μ_{FE} ser infinita no material e não existir espalhamento.

Como se verificou no subcapítulo anterior, a *f.m.m.* relaciona-se com o campo magnético, e portanto, ao realizar-se uma análise teórica desta força, poder-se-á verificar a intensidade de campo magnético entre os sub-estatores do motor.

Segundo [5], as expressões, para cada fase, da força magnetomotriz em séries de Fourier, tendo em conta que o desfaseamento existente entre os enrolamentos é de $\frac{2\pi}{3}$ radianos mecânicos, são:

$$f_a(t, x) = I_m \cdot \cos(\omega t) \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos \left(n \cdot \frac{\pi}{\tau} \cdot x \right) \right] \quad (4.21)$$

$$f_b(t, x) = I_m \cdot \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos \left(n \left(\frac{\pi}{\tau} \cdot x - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right) \right] \quad (4.22)$$

$$f_c(t, x) = I_m \cdot \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos \left(n \left(\frac{\pi}{\tau} \cdot x + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right) \right] \quad (4.23)$$

em que A_n representa os coeficientes de Fourier para a função trapezoidal e n , a ordem da harmónica. A função trapezoidal reproduz a *f.m.m.* ideal para uma determinada fase e, encontra-se representada na Figura 4.19. Se se relacionar a Figura 4.18 com a Figura 4.19, esta ultima representa a fase c, tomando para origem dos referenciais o ponto 0 indicado na Figura 4.18.

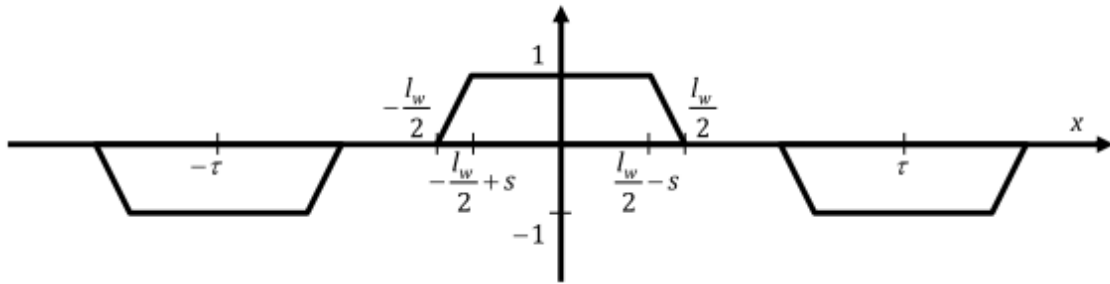


Figura 4.19 - Função trapezoidal que simula a força magnetomotriz da fase c. Retirado de [5].

Na Figura 4.19 verifica-se com grande relevância as “subidas” e “descidas” do gráfico que advém do número de condutores criadores de fluxo no enrolamento. O facto dos enrolamentos encontrarem-se enrolados em pilha (enrolamentos sobrepostos), faz com que a *f.m.m.* aumenta à medida que se aproxima dos núcleos dos enrolamentos.

A expressão de A_n , segundo [5], foi calculada integrando a função trapezoidal representada na Figura 4.19, obtendo-se:

$$A_n = \frac{4}{n \cdot \pi} \cdot k_n \cdot k_{nl}, n \text{ ímpar} \quad (4.24)$$

onde k_n e k_{nl} são variáveis introduzidas para simplificar a equação (4.24):

$$k_n = \frac{\text{sen} \left(\frac{n \cdot \pi \cdot s}{2 \cdot \tau} \right)}{\frac{n \cdot \pi \cdot s}{2 \cdot \tau}}$$

$$k_{nl} = \text{sen}\left(\frac{n \cdot \pi}{\tau} \cdot \frac{l_w - s}{2}\right)$$

Deste modo, a força magnetomotriz para cada fase, no instante $t = 0$, encontra-se representado na Figura 4.20.

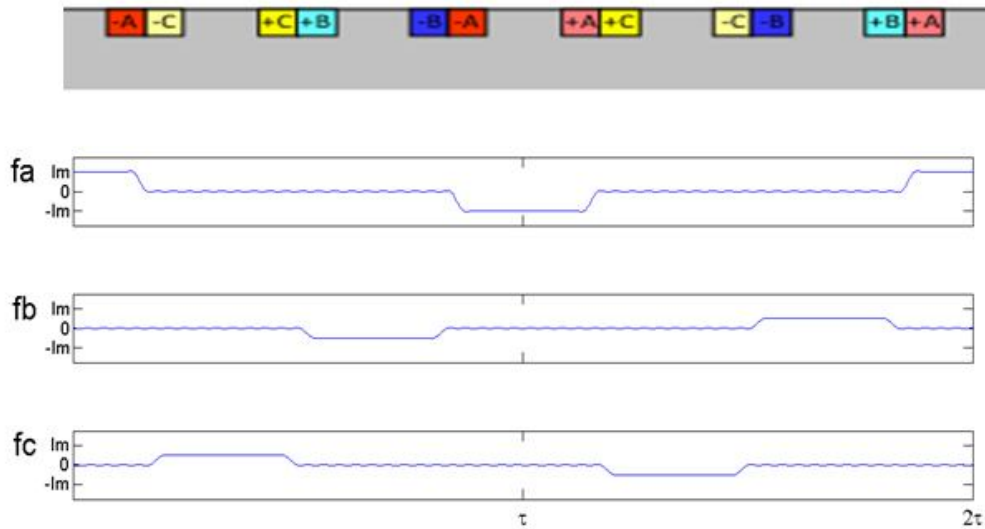


Figura 4.20 - Representação da força magnetomotriz para cada fase.

Tal como na Figura 4.19, verificam-se subidas e descidas do gráfico devido ao consequente aumento ou diminuição do número de condutores.

4.3.4 Análise da densidade de fluxo magnético no motor com núcleo de ferro.

Para a análise da densidade de fluxo magnético no centro do entreferro do motor linear supercondutor, partiu-se da expressão (4.20) obtida anteriormente:

$$B_0(x) = \mu_0 \cdot \frac{f.m.m.}{2 \cdot g}$$

varrendo-se o estator, ponto a ponto, ao longo da coordenada x . Os valores de $f.m.m.$ utilizados encontram-se representados, para cada fase, na Figura 4.20.

Os resultados obtidos através da simulação em Matlab estão presentes na Figura 4.21:

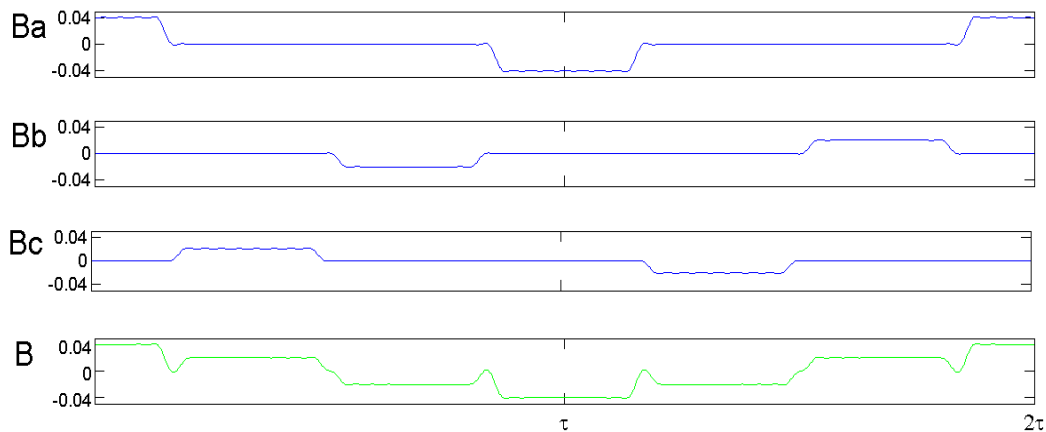


Figura 4.21 - Representação do campo magnético ao longo do estator e um motor linear em ferro quando $t=0$.

A Figura 4.21 representa o campo magnético ao longo do estator, para o instante de tempo $t = 0$. É visível, para este instante de tempo, a fase geradora com mais densidade de fluxo magnético, a fase a , visto que a amplitude do campo magnético B_a é mais elevada que as restantes duas fases.

Tal como na *f.m.m.*, o campo magnético total (B), para aquele instante de tempo, é a soma das três fases e, encontra-se representado também na Figura 4.21.

É importante referir que com a utilização de um estator em ferro, a amplitude máxima do campo magnético total no estator atinge aproximadamente o valor de $0.04 T$, ou seja, $40 mT$ utilizando os mesmos parâmetros da elaboração do protótipo. Este valor é extremamente baixo devido ao grande entreferro existente entre os dois semi-estatores.

Na Figura 4.22, encontra-se representado a densidade de fluxo ao centro do estator, no instante em que a fase b é nula e, as respectivas fases a e c são positivas. Esta função permitirá no capítulo 4.4.1, efectuar uma comparação entre a densidade de fluxo com estator em ferro e, com ausência deste último, de modo a analisar-se as vantagens e desvantagens destas duas arquitecturas.

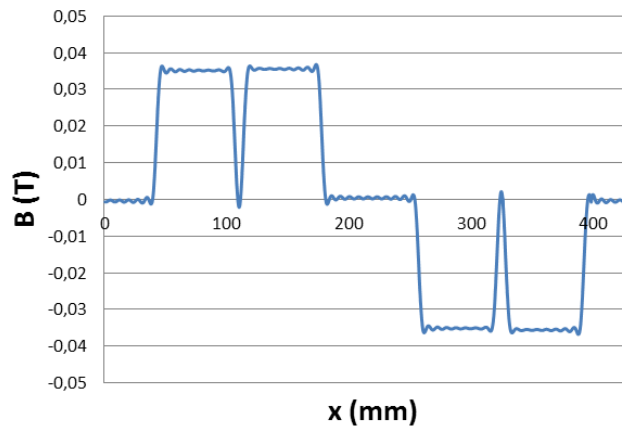


Figura 4.22 - Representação da densidade de fluxo no ferro, com uma corrente contínua a passar nos enrolamentos, exceptuando o enrolamento de fase b.

4.3.5 Análise das harmónicas para a força magnetomotriz com estator de ferro.

4.3.5.1 Método analítico

Para a análise das harmónicas existentes na expressão da *f.m.m.* ter-se-á de chegar à expressão da *f.m.m.* total. Essa expressão é obtida através da soma das *f.m.m.* de cada fase, isto é:

$$f.m.m._T(t, x) = f_a(t, x) + f_b(t, x) + f_c(t, x)$$

Em termos gráficos a representação da força magnetomotriz através da soma das três fases é visível na Figura 4.23:

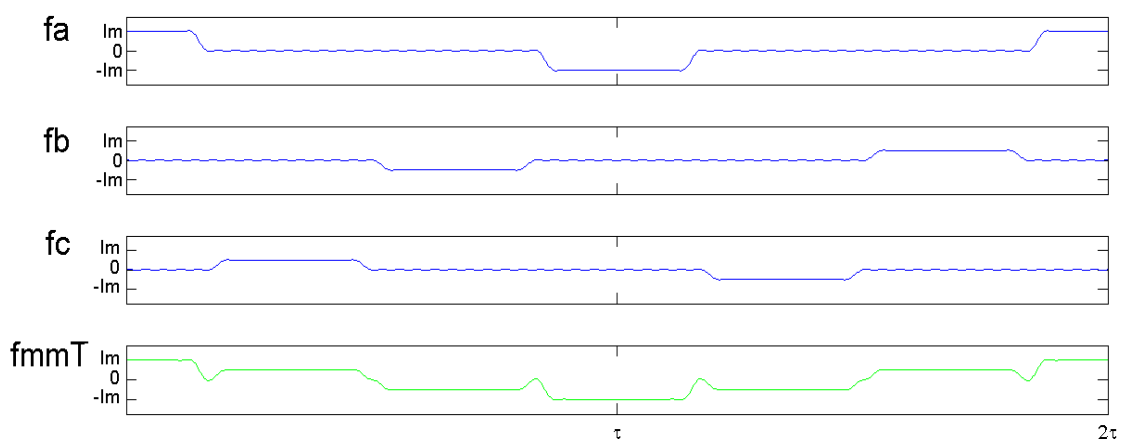


Figura 4.23 - Representação da força magnetomotriz através da soma das três fases.

Em termos analíticos, a expressão obtida para a $f.m.m._T$,

$$f.m.m._T(t, x) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cdot \cos\left(\omega t + n \cdot \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) + b_n \cdot \cos\left(\omega t - n \cdot \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) \right) \quad (4.25)$$

Os termos a_n correspondem às amplitudes da onda viajante negativa (contrárias ao sentido de movimento da parte móvel) e, os termos b_n , correspondem às amplitudes da onda viajante positiva (com o mesmo sentido de movimento da parte móvel). Estas amplitudes podem ser escritas da seguinte forma:

$$a_n = \begin{cases} 6 \cdot \frac{I_m}{\pi} \cdot \frac{k_n \cdot k_{nl}}{n}, & n = 6h - 1, h \in \mathbb{N} \\ 0, & n \neq 6h - 1 \end{cases}$$

$$b_n = \begin{cases} 6 \cdot \frac{I_m}{\pi} \cdot \frac{k_n \cdot k_{nl}}{n}, & n = 1 \vee n = 6h + 1, h \in \mathbb{N} \\ 0, & n \neq 6h + 1 \end{cases}$$

Colocando a equação (4.25) no software Matlab representou-se a forma de onda da força magnetomotriz e suas respectivas harmónicas, na Figura 4.24, para o instante $t = 0,0133s$. O ponto 0 representa o centro do enrolamento para a fase a . O tempo escolhido para o gráfico permitirá comparar os resultados obtidos através deste método e o método seguinte.

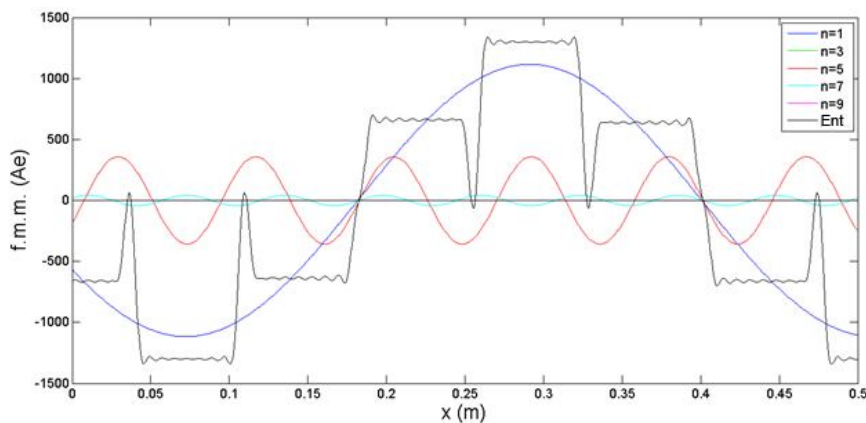


Figura 4.24 - Representação das harmónicas e da função da força magnetomotriz com estator em ferro, através do método analítico.

Representou-se também um espectro de harmónicas de modo a visualizar-se as amplitudes das 50 primeiras harmónicas (Figura 4.25).

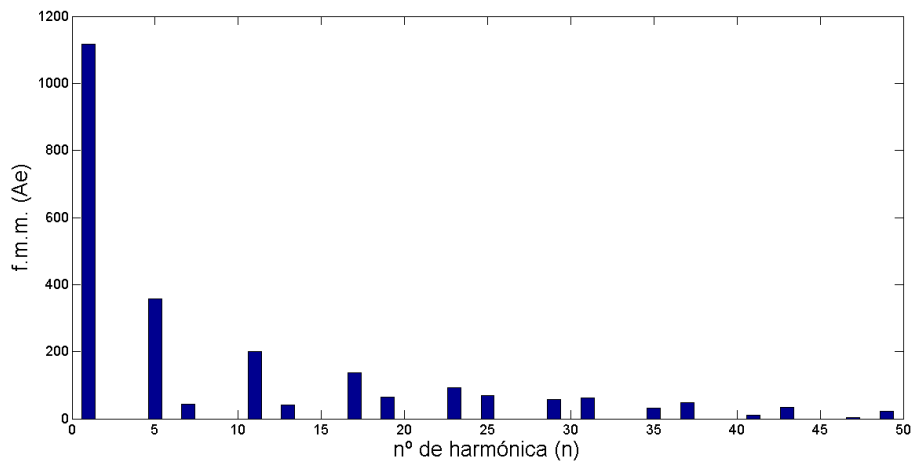


Figura 4.25 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier força magneto motriz com estator em ferro, através do método analítico.

Tal como referido, devido às propriedades de simetria de meia onda da função existem apenas harmónicas ímpares. É visível também, no espectro, a elevada amplitude da 1ª harmónica em relação as restantes. Este fenómeno indica que a função da força magnetomotriz se assemelha em muito a uma onda sinusoidal, referida também como onda ideal.

O resultado obtido para a distorção harmónica em relação à componente fundamental:

$$DHT = 42.1 \%$$

4.3.5.2 Método numérico

Com a realização de um método analítico para a análise das harmónicas da força magneto motriz, procedeu-se também à realização duma análise numérica, igual à realizada para os enrolamentos com núcleo de ar, de modo a ter uma forma de comparação, e verificar que a análise efectuada em Matlab, com base em [40] , se aproxima de forma significativa ao método analítico.

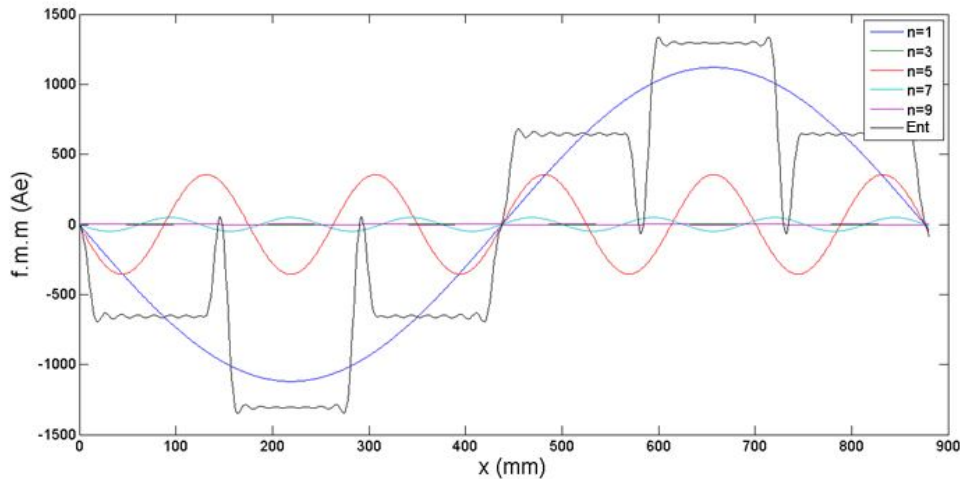


Figura 4.26 - Representação das harmônicas e da função original da força magneto motriz com estator em ferro, através do método numérico.

Visualizando o resultado obtido pelo método numérico, da forma das harmônicas, representado na Figura 4.26, verifica-se que têm a mesma forma, para o mesmo instante de tempo. A única diferença existente nas duas figuras obtidas é o ponto de referencia 0, em que, na Figura 4.24 inicia-se no meio do enrolamento de fase *a* e, na Figura 4.26 inicia-se no principio do mesmo condutor.

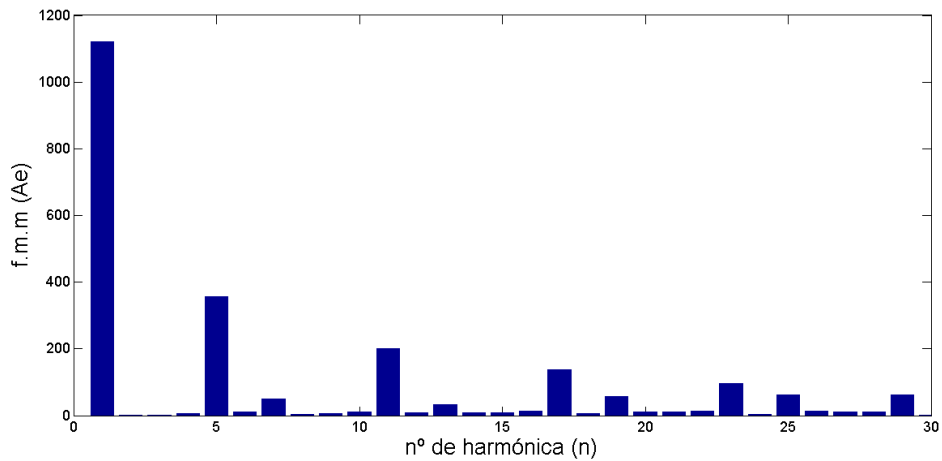


Figura 4.27 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier força magneto motriz com estator em ferro, através do método numérico.

Comparando os dois espectros obtidos (Figura 4.25 e Figura 4.27), verifica-se uma grande semelhança entre os dois, exceptuando as ligeiras amplitudes que surgem nas harmônicas pares, através do método numérico.

A distorção harmónica obtida através deste método é:

$$DHT = 41.6 \%$$

Os resultados da distorção harmónica, obtidos através dos dois métodos são semelhantes, tendo apenas uma ligeira discrepância entre eles. Estes resultados fortalecem a veracidade dos resultados obtidos através do software Matlab, para esta distorção harmónica, assim como, para os valores de distorção harmónica anteriormente calculados.

4.3.6 Força de propulsão gerada pelos enrolamentos com um duplo estator em ferro.

Para o cálculo da força de propulsão gerada por um estator duplo em ferro, assumiram-se três atributos:

1. Permeabilidade do ferro infinita ($\mu_{FE} = \infty$)
2. Ausência de fluxo de dispersão e espalhamento de fluxo, por isso, todo o fluxo é perpendicular ao enrolamento activo.
3. Não existe saturação do fluxo no ferro.

Estas considerações permitem criar um sistema com o comportamento semelhante ao da Figura 4.28, onde se observa as linhas de fluxo perpendiculares ao enrolamento activo (azul), com ferro no seu núcleo.

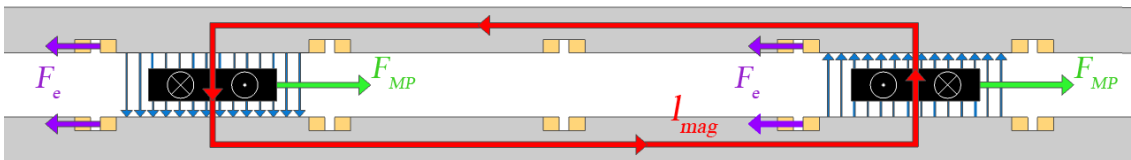


Figura 4.28 - Representação das forças existentes num duplo estator em ferro.

Na Figura 4.28 também é visível a posição dos blocos supercondutores ao longo do estator, situando-se os mesmos, ao centro do enrolamento activo.

Através do modelo de pilha de areia é possível verificar o comportamento magnético dos blocos supercondutores. Este estudo foi realizado numa dissertação em parceria com esta, onde se obtiveram os valores de densidade de fluxo magnético, presente na Figura 4.29, para os blocos supercondutores utilizados, distanciados de τ .

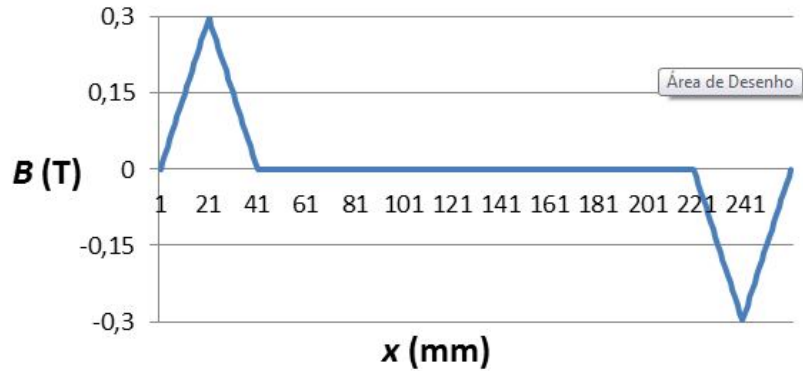


Figura 4.29 - Representação do campo magnético proveniente dos blocos supercondutores da parte móvel.

Para representação da densidade de fluxo magnético dos blocos supercondutores em Matlab, ao longo do estator, foi utilizada a lei de Ampère:

$$\oint_{l_{mag}} \vec{H}(x) \cdot \vec{dl} = \sum_{S_{mag}} i$$

O caminho fechado escolhido encontra-se representado na Figura 4.28, denominado por l_{mag} , e por isso, foi escolhida uma superfície S_{mag} , que assenta sobre esse caminho. Tal como anteriormente, não são contabilizados os caminhos de fluxo no ferro devido à pequena relutância apresentada por esse material.

Assumindo o segundo atributo referido, no qual todas as linhas de fluxo atravessam perpendicularmente o entreferro, pode-se concluir que o campo varia apenas em x , e assim, o primeiro membro da expressão da lei de Ampère, aplicado à circulação de um campo magnético no entreferro g , na direcção x , fica:

$$\oint_{l_{mag}} H(x) \cdot \vec{ds} = 2 \cdot g \cdot H_0(x)$$

em que o termo H_0 representa o valor do campo magnético no centro do entreferro.

O segundo membro da lei de Ampère representa a soma das correntes dentro do caminho fechado. As correntes presentes dentro do caminho fechado devem-se à análise da densidade de fluxo pelo modelo de pilha de areia, visto que este método se baseia na análise de anéis de corrente. Na Figura 4.28 é indicado a direcção das correntes nos blocos supercondutores. Como no caminho fechado (l_{mag}) escolhido encontra-se apenas duas correntes com o mesmo sentido, o segundo membro da lei de Ampère fica:

$$\sum_{l_{mag}} i = 2 \cdot I$$

sendo I a corrente que flui dentro de um determinado anel do bloco supercondutor, do modelo de pilha de areia.

Assim pode-se escrever a equação do campo magnético ao centro do estator:

$$H_0(x) = \frac{I}{g}$$

A corrente I na expressão é obtida através da equação:

$$I_c = J_w \cdot \Delta_w \cdot \Delta_h$$

em que J_w é a densidade de corrente crítica do supercondutor e, $\Delta_w \cdot \Delta_h$ as dimensões utilizadas para o anel de corrente escolhido.

Através deste modelo, sabe-se que a densidade de fluxo magnético é máxima no centro do bloco supercondutor e por isso, construíram-se duas equações que representam a forma triangular da densidade de fluxo magnético ao longo de um bloco supercondutor, segundo a componente z

Para tal, designaram-se três pontos no bloco importantes para o cálculo da densidade de fluxo. Os pontos encontram-se representados na Figura 4.30, onde B representa o centro do bloco.

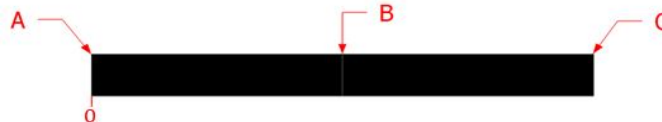


Figura 4.30 - Designação de três pontos (A, B, C) para o cálculo da densidade de fluxo magnético.

Para a subida da pirâmide, do ponto A ao B respectivamente, a equação é dada por:

$$I(x)_1 = \frac{I_c}{B-A} \cdot x - \frac{I_c}{B-A} \cdot A$$

e, a descida da pirâmide, do ponto B ao C, é dada por:

$$I(x)_2 = -\frac{I_c}{C-B} \cdot x + \frac{I_c}{C-B} \cdot C$$

tendo como origem o ponto 0, representado na Figura 4.30.

Assim, a densidade de fluxo magnético ao longo do bloco é dada por:

$$B_z(x) = \begin{cases} \mu_0 \cdot \frac{I(x)_1}{g}, & x \in [A, B] \\ \mu_0 \cdot \frac{I(x)_2}{g}, & x \in [B, C] \end{cases} \quad (4.26)$$

O bloco magnetizado com o sentido contrário de densidade de fluxo magnético apresenta as mesmas equações mas com sinal negativo.

Com a equação (4.26) e sabendo o passo polar da parte móvel construiu-se em Matlab o gráfico da densidade de fluxo gerado pelos dois blocos (Figura 4.29).

Através da densidade de fluxo e da corrente trifásica, gerada por um inversor ideal de corrente, que percorrem os enrolamentos supercondutores no estator, consegue-se calcular a força produzida sobre os enrolamentos com a equação:

$$\vec{dF} = i \cdot \vec{dl} \times \vec{B}$$

Para o cálculo da força foi necessário dividir o enrolamento supercondutor em vários segmentos de modo a verificar a contribuição de cada segmento na intensidade da força (Figura 4.12).

A corrente que passa em cada segmento é:

$$I_{seg} = J \cdot \Delta x \cdot \Delta z$$

considerando as variáveis presentes na Figura 4.12.

A força correspondente à interação dessa corrente com a densidade de fluxo magnético no segmento:

$$F_{seg} = I_{seg} \cdot B(x) \cdot l$$

Na expressão é considerado apenas a coordenada x na densidade de fluxo magnético pois, considera-se que as linhas do fluxo são perpendiculares ao enrolamento, mantendo-se constante em z .

Através da expressão da força gerada por um segmento, pode-se então calcular a força total adicionando a contribuição de todos os segmentos, segundo x e z . Como a densidade de fluxo é constante segundo z , é apenas necessário somar o número de segmentos neste eixo:

$$F' = F_{seg} \cdot \frac{h}{\Delta z} = I_{seg} \cdot B(x) \cdot l \cdot \frac{h}{\Delta z}$$

Para os segmentos ao longo de x , será necessário integrar a densidade de fluxo segundo a espessura do condutor do enrolamento:

$$F = I_{seg} \cdot l \cdot \frac{h}{\Delta z} \int_0^w B(x) \cdot dx$$

Substituindo I_{seg} por:

$$I_{seg} = J \cdot \Delta x \cdot \Delta z$$

obtém-se:

$$F = J \cdot \Delta x \cdot l \cdot h \int_0^w B(x) \cdot dx$$

Como a densidade de corrente no condutor é:

$$J = \frac{N \cdot i}{h \cdot w}$$

a expressão da força fica:

$$F = \frac{N \cdot i \cdot \Delta x \cdot l}{w} \cdot \int_0^w B(x) \cdot dx$$

onde N , representa o número de enrolamentos..

Multiplicando por 2 a expressão anterior, devido à contribuição dos dois semi-estatores, resulta:

$$F = 2 \cdot \frac{N \cdot i \cdot \Delta x \cdot l}{w} \cdot \int_0^w B(x) \cdot dx$$

Colocou-se a expressão na ferramenta Matlab, variando as posições da parte móvel ao longo de x no estator, como representado na Figura 4.31

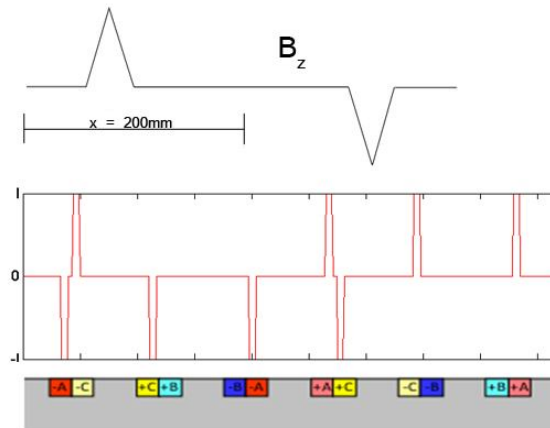


Figura 4.31 - Representação ilustrativa do cálculo da força de propulsão no ferro.

Na Figura 4.31, observa-se a densidade de fluxo gerada pelos dois blocos supercondutores, assim como, a corrente trifásica gerada pelo inversor ideal.

Realizando a função trapz em Matlab para resolver o integral da equação, obteve-se a representação da força de propulsão na Figura 4.32

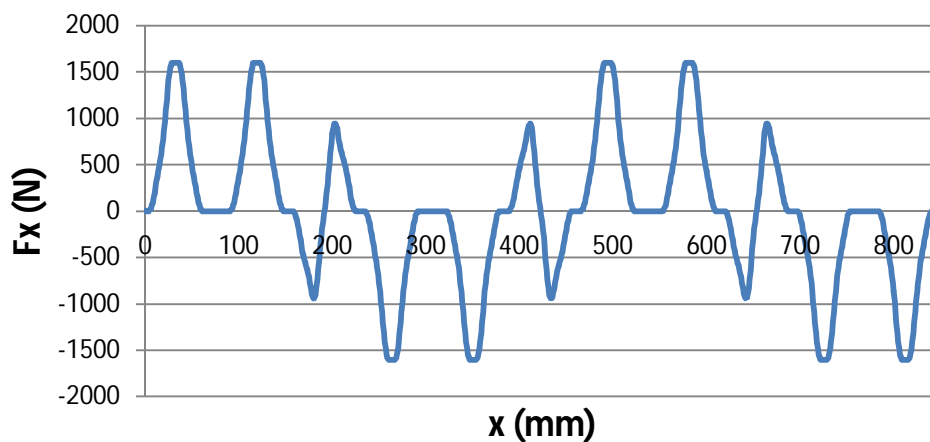


Figura 4.32 - Representação da força de propulsão da parte móvel num estator duplo em ferro.

Na Figura 4.32, verifica-se presença de força de propulsão negativa no intervalo 250 a 450 mm, e tal como referido anteriormente, essa força deve-se ao facto da densidade de fluxo magnético dos blocos supercondutores se encontrar em sentido contrário à densidade de fluxo gerada pelos enrolamentos do estator, percorridos por corrente contínua.

4.3.7 Análise das harmónicas para a força de propulsão com estator em ferro.

O estudo das harmónicas para a força de propulsão no ferro foi efectuada através da análise dos coeficientes de Fourier, em Matlab.

O resultado obtido para as harmónicas através das funcionalidades do software encontra-se representado na Figura 4.33.

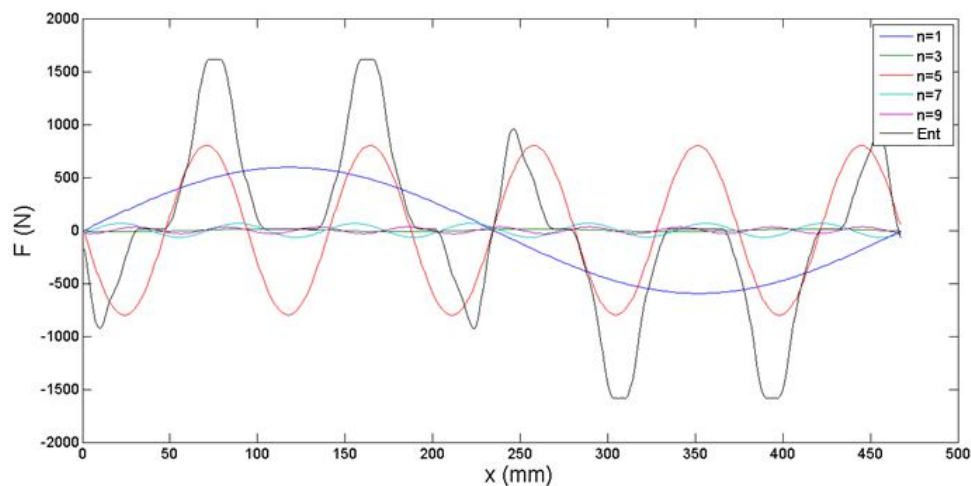


Figura 4.33 - Representação das harmónicas e da função original da força de propulsão com estator em ferro.

Representou-se também o espectro com as amplitudes das 50 primeiras harmónicas, de modo a realizar-se uma análise mais ampla de todas elas (Figura 4.34).

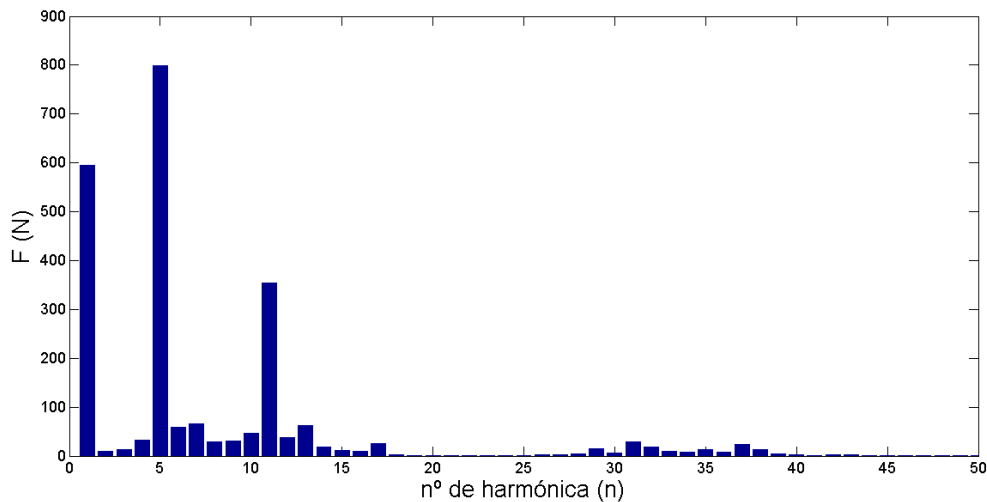


Figura 4.34 - Análise espectral dos coeficientes de Fourier força de propulsão com estator em ferro.

Devido às limitações do Matlab há presença de ligeiras amplitudes nas harmónicas pares, embora a função apresente simetria de meia onda. Este inconveniente não perturba a análise total do espectro, visto que é possível visualizar o grande contributo das harmónicas impares na função. As harmónicas com maior amplitude são a 1ª, 5ª e 11ª que se visualiza na Figura 4.34, com destaque para a 5ª, visto ser a mais elevada. Este facto deve-se à função ser muito irregular e apresentar grande semelhança com a função da 5ª harmónica.

Assim, a distorção das componentes harmónicas em relação à componente fundamental:

$$DHT = 148 \%$$

4.3.8 Onda Viajante gerada pelo estator com enrolamentos em núcleo de ferro.

Para representação da onda viajante gerada através de enrolamentos com núcleo de ferro, tal como os enrolamentos com núcleo em ar, estes tem de ser percorridos por um sistema trifásico de corrente desfasada de 120°. Utilizando a expressão obtida anteriormente, para a densidade de fluxo magnético nestas condições, quando percorrida por um corrente sinusoidal, é facilmente observável o andamento efectuado pela onda viajante (Figura 4.35)

Para representação da Figura 4.35, foi considerado que o estator era de tamanho infinito e, assim, representado uma porção do estator com o tamanho de um comprimento de onda, para três instantes de tempos distintos

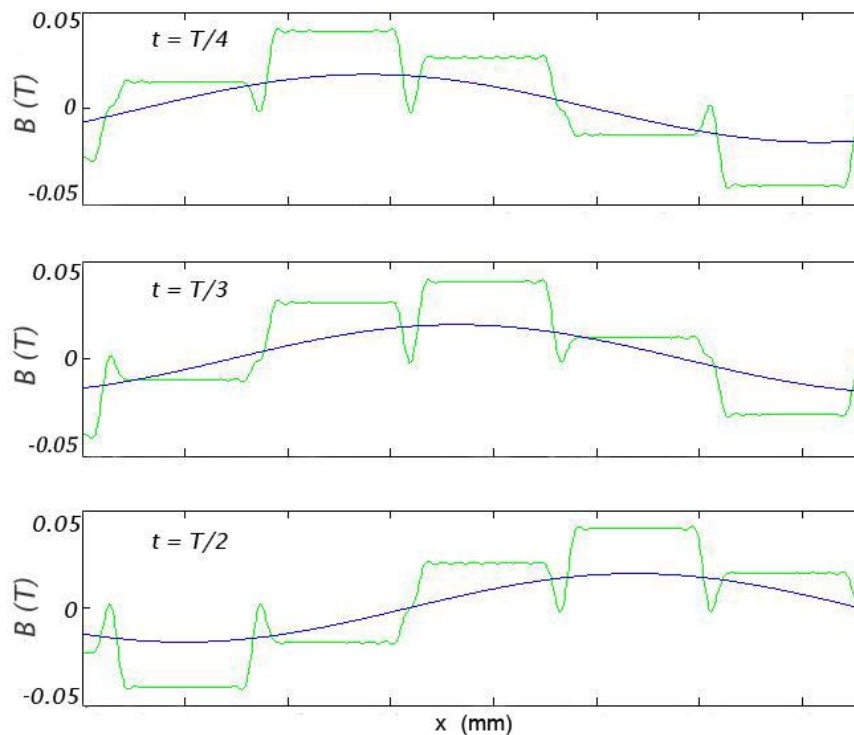


Figura 4.35 - Representação da densidade de fluxo magnético no estator, com enrolamentos em núcleo de ferro, para três instantes de tempo distintos, de modo a verificar a onda magnética viajante.

Na Figura 4.35, observa-se para três instantes de tempo distintos, nomeadamente $T/4$, $T/3$ e $T/2$, o andamento da densidade de fluxo magnético ao longo do espaço, representado pela linha verde. A primeira harmónica foi aqui também representada (linha azul) de modo a visualizar-se com mais facilidade o andamento da onda em análise.

Comparando os três gráficos obtidos é facilmente visível o sentido de propagação tomado pela onda, dirigindo-se, neste caso, da esquerda para a direita.

4.4 Comparação entre um estator com enrolamentos de núcleo ferromagnético e enrolamentos de núcleo de ar

Como já referido a diferença entre a utilização ou ausência de material ferromagnético num motor contribui em muito no desempenho do mesmo. As linhas de fluxo magnético apresentam uma reorganização diferente, dispersando-se com menor intensidade ou maior intensidade quando existe ou não presença de ferro.

Com a utilização de um estator duplo com entreferro ou zona de acoplamento pequena, diminui-se de forma drástica o fluxo de dispersão existente no estator mas, existindo sempre muito mais dispersão quando utilizado um estator não ferromagnético.

Assim, neste subcapítulo serão comparadas estas duas arquitecturas de modo a verificar-se as diferenças existentes nas mesmas, em termos de densidade de fluxo magnético ao centro do estator, assim como de intensidade de força de propulsão submetida a parte móvel.

4.4.1 Comparação da intensidade de densidade de fluxo magnético

Na Figura 4.36, é visível a sobreposição da densidade de fluxo magnético obtida com a utilização de um estator com enrolamentos com núcleo de ar e, com a utilização de um estator com enrolamentos com núcleo de ferro.

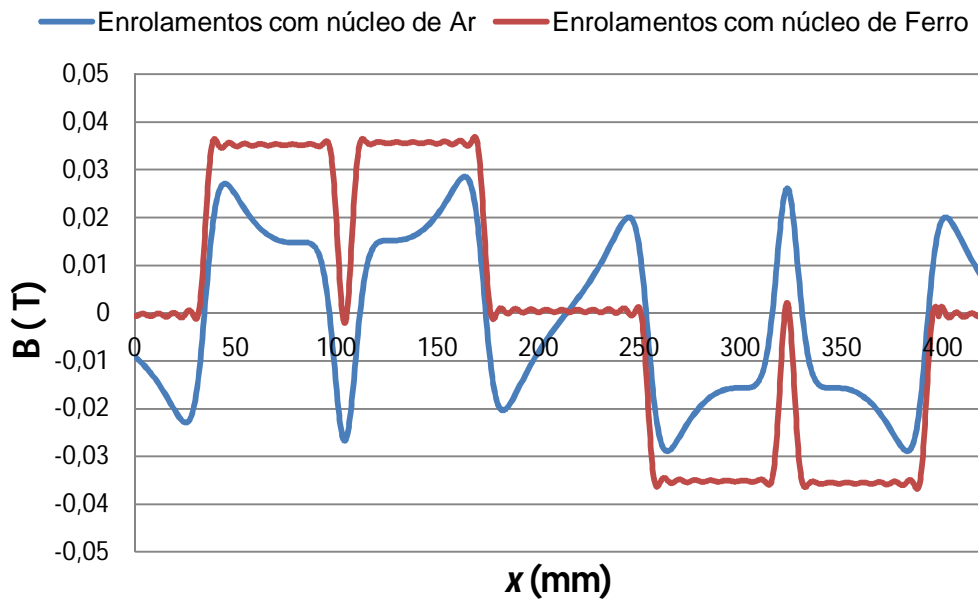


Figura 4.36 - Comparação entre a densidade de fluxo magnético com enrolamentos com núcleo de ar e com núcleo de ferro.

É de fácil percepção, na Figura 4.36 que, com a utilização de enrolamentos com núcleo de ferro, a intensidade de fluxo magnético ao centro do estator é quase o dobro da intensidade de enrolamentos com núcleo de ar. O facto de se utilizarem materiais ferromagnéticos permite uma maior permeabilidade do fluxo e uma menor dispersão.

A densidade de fluxo magnético na fase b (fase que não se encontra activa (situada dos 170 aos 250 mm) neste instante de tempo) é também um dos pontos a referir, visto que com estator em ferro o fluxo é canalizado por este material, não se propagando pelo entreferro, o que não se sucede com os outros tipos de enrolamentos.

Estabelecendo uma relação entre o valor da DHT para densidade de fluxo magnético no ar com o valor da DHT no ferro, obtém-se um factor de 4,5 entre os dois. Este factor permite verificar que existirá menos inconvenientes na utilização dum estator em ferro comparando com a utilização de um estator com enrolamentos com núcleo de ar.

4.4.2 Comparação da intensidade de força de propulsão

O factor mais relevante na comparação entre estas duas arquitecturas é a força de propulsão exercida na parte móvel. Neste fenómeno é facilmente verificado a diferença de força existente entre as duas, na Figura 4.37

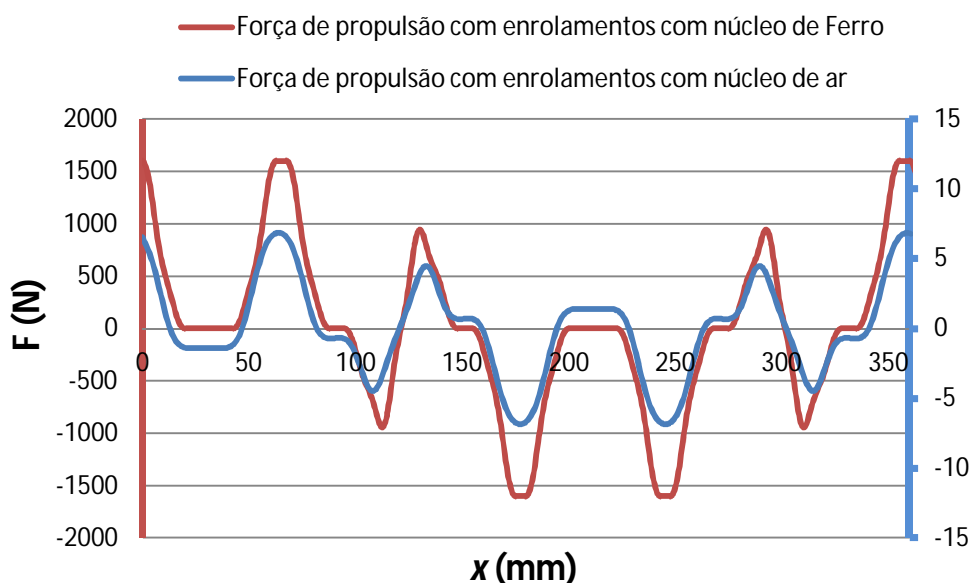


Figura 4.37 - Comparação entra a força de propulsão submetida na parte móvel com núcleo de ferro (com escala de força a esquerda (vermelho) da imagem) e, núcleo de ar (com escala de força à direita (azul) da imagem).

Na Figura 4.37, é visível a diferença de força exercida, por cada metodologia, na parte móvel, observando a escala de cada uma das funções (força no ferro a vermelho, escala da esquerda; força do ar a azul, escala da direita).

A força do estator sob a parte móvel, quando este é ferromagnético, é 300 vezes maior que a de um estator com enrolamentos com núcleo de ar, apresentando máximos que rondam os 1500 N, enquanto que o segundo apresenta máximos por volta dos 7 N.

A distorção harmónica para a força de propulsão é bastante elevada para o núcleo de ar, sendo de 243 % em comparação com o núcleo de ferro de 148%.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

5 Ensaio do Protótipo

De modo a validar os valores obtidos teoricamente, através das respectivas simulações, procedeu-se ao ensaio experimental com o protótipo elaborado. Neste capítulo serão descritos os passos efectuados assim como as considerações tomadas para realização deste ensaio, e conseqüentemente analisado os resultados obtidos através do mesmo.

5.1 Análise das forças de propulsão

O objectivo do ensaio realizado foi retirar os valores de força desenvolvida pelo motor, de modo a visualizar os resultados numéricos.

Para tal foi necessário montar o protótipo num reservatório com as dimensões suficientes para que o azoto líquido cobrisse totalmente o motor construído. Esse reservatório apresenta uma certa capacidade isoladora visto ser de poliestireno expandido, vulgarmente conhecido por esferovite, tal como representa a Figura 5.1 a) e sua respectiva legenda na Tabela 5.1.

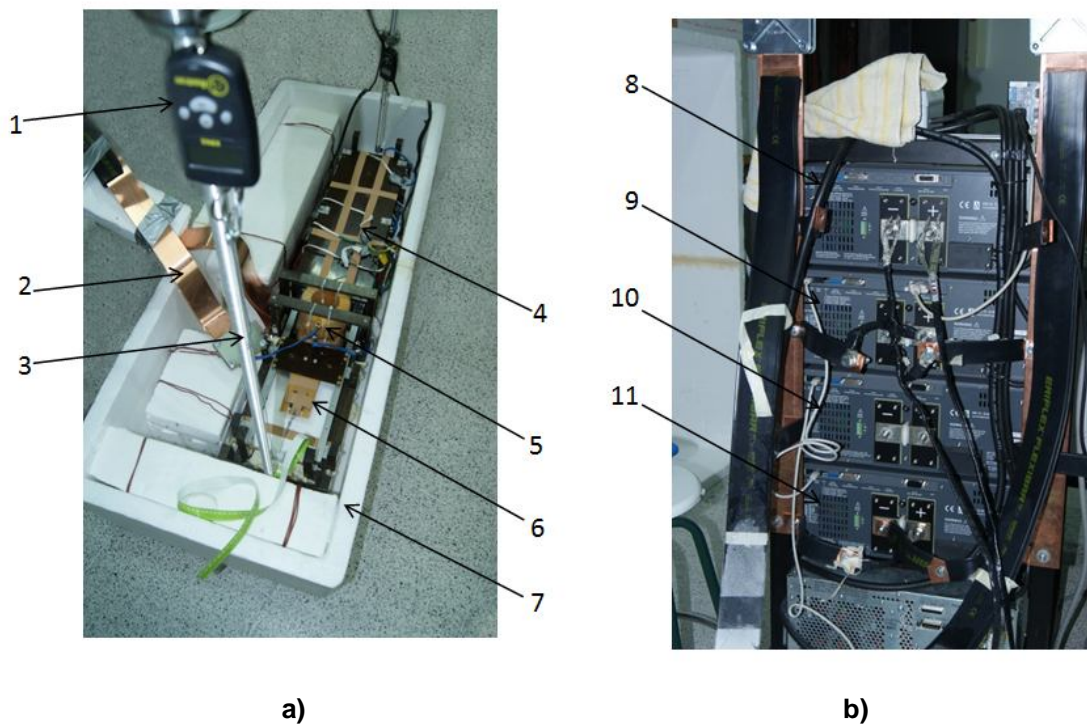


Figura 5.1 - Protótipo e respectiva fonte de alimentação.

Tabela 5.1 – Legenda da Figura 5.1

Número	Designação
1	Dinamómetro
2	Barras flexíveis de cobre para 1600 A
3	Varão roscado de alumínio para suporte dos dinamómetros
4	Sub-estator superior do motor linear supercondutor
5	Bobinas de magnetização
6	Parte móvel do motor linear supercondutor
7	Reservatório de azoto líquido
8,9,10,11	Fontes de corrente de 400 A

Para a obtenção dos resultados, para este ensaio, com o motor linear supercondutor, o mesmo foi arrefecido a uma temperatura de 77 K, por submersão em azoto líquido. Após arrefecimento foi iniciado o processo de magnetização dos supercondutores através das bobinas de magnetização presentes na Figura 5.1 a) no ponto 5. A corrente fornecida às bobinas através da fonte de corrente foi de 600 A, isto é, foram ligadas duas fontes de corrente em paralelo, visto que estas fontes conseguem injectar no máximo 400A. Os blocos foram magnetizados individualmente, para ser possível ancorar o campo magnético nos blocos supercondutores com sentidos opostos. Para realizar este processo, foi necessário inverter o sentido da corrente na fonte de alimentação (Figura 5.1 b)), verificando previamente se o primeiro supercondutor foi correctamente magnetizado, através das medidas fornecidas por uma sonda de Hall ligada a um Gaussímetro.

Seguidamente, ligaram-se as fontes de corrente para alimentar as bobinas dos semi-estatores e assim, criar um campo magnético de excitação.

Por fim, colocou-se a parte móvel no ponto de origem ($x = 0$), tal como apresentado na Figura 5.2. Para a colocação da parte móvel na posição inicial foram tiradas, antes do ensaio, medidas do protótipo e conseqüentemente, foram feitas marcações que ajudaram a visualizar as diferentes posições da parte móvel. Para a magnetização dos blocos supercondutores, existiam duas posições da parte móvel definidas, para se conseguir um alinhamento dos blocos supercondutores com as bobinas de magnetização.

Após as marcações necessárias, começaram-se a efectuar leituras das forças exercidas nos blocos supercondutores. O processo de medição das forças foi efectuado através da descida de um gancho móvel, agarrado a uma das barras de alumínio, e conseqüentemente subida do outro gancho presente na outra barra, com a mesma distância, tal como se verifica na Figura 5.2.

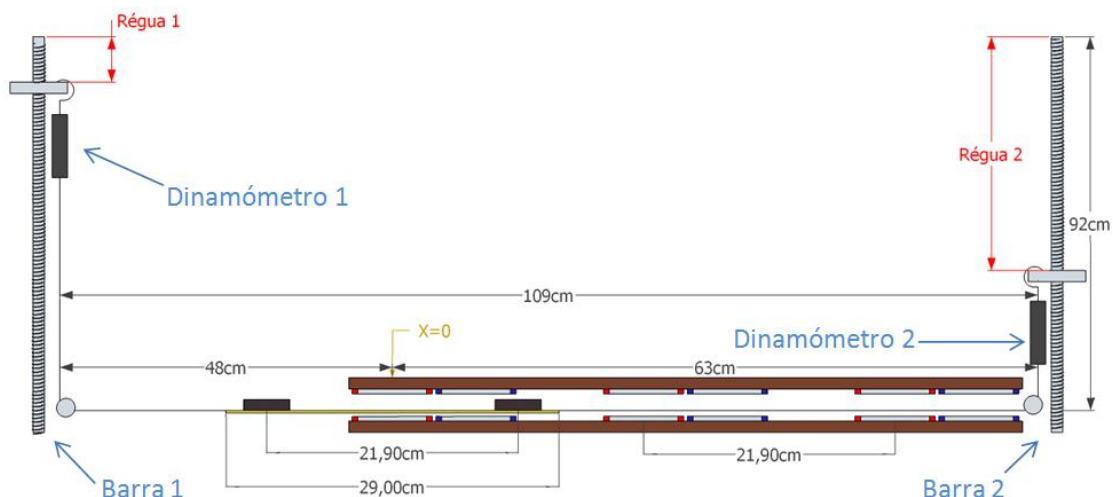


Figura 5.2 - Sistema de medições utilizado no ensaio do protótipo.

A distância de subida e descida dos ganchos eram efectuadas com a ajuda de uma régua que verificava a variação da distância entre o topo da barra de alumínio e o topo do gancho. Este método permitiu que a tensão do fio se mantenha constante em todos os pontos de medição, retirando apenas a informação da força exercida nos blocos, através dos dinamómetros.

Foi necessário também recorrer a umas medições iniciais para se poder calcular a posição da parte móvel no estator. Estas medidas estão presentes na Tabela 5.2:

Tabela 5.2 – Medições iniciais.

Designação	Tamanho
Tamanho da barra 1	93 cm
Tamanho da barra 2	92,5 cm
Tamanho do cabo 1	103,5 cm
Tamanho do cabo 2	98 cm
Medida Régua 1 em $x=0$	23,5 cm
Medida Régua 2 em $x=0$	40,5 cm

Após ter sido varrido o estator de $x = 0$ até a sua outra extremidade, os resultados obtidos para as medições realizadas foram os seguintes:

Tabela 5.3 - Medições obtidas do ensaio com o protótipo.

Medição	Força Dinamómetro 1 (kg _F)	Força Dinamómetro 2 (kg _F)	Régua 1 (cm)	Régua 2 (cm)
1	0,72	0,52	21,5	39,5
2	1,00	0,86	21,5	37,5
3	2,06	1,98	22,5	35,5
4	2,29	1,94	24	33,5
5	2,11	1,58	26	31,5
6	3,86	2,32	28	29,5
7	2,68	2,13	30	27,5
8	1,72	1,59	32	25,5
9	2,34	1,86	34	23,5
10	2,85	1,91	36	21,5
11	2,88	1,86	38	19,5
12	2,62	2,14	40	17,5
13	1,82	1,88	42	15,5
14	2,34	1,86	44	13,5
15	2,10	1,51	46	11,5
16	1,78	1,70	48	9,5
17	0,52	1,16	50	8,5
18	0,71	1,07	52	6,5
19	1,54	0,98	52,5	4,5
20	3,27	2,29	54	2,5
21	2,78	2,29	56	0,5
22	1,32	1,60	56	0

Os valores da força são apresentados em KgF, visto serem as unidades fornecidas pelos dinamómetros digitais utilizados.

A partir da Tabela 5.3 e da Tabela 5.2, calculou-se a distância percorrida pela parte móvel dentro do estator, normalizado em passo polar, através da seguinte expressão:

$$X_{estator} = \frac{(X_{i,posição\ inicial} - X_{medido})}{\tau} \quad (5.1)$$

em que $X_{i,posição\ inicial}$ é a variável que indica a medida dada por uma das régua quando a parte móvel se encontra na posição inicial.

Com os dados anteriores e a equação (5.1) construiu-se a tabela seguinte:

Tabela 5.4 - Medições definidas através da equação (5.1)

Medição	$X_{estator,Régua1}$ (cm)	$X_{estator,Régua2}$ (cm)	$X_{estator,média}$ (cm)	Força (kg _F)
1	-0,10	0,05	-0,02	1,96
2	-0,10	0,14	0,02	1,32
3	-0,05	0,24	0,10	0,78
4	0,02	0,33	0,18	3,43
5	0,12	0,43	0,27	5,24
6	0,21	0,52	0,37	15,09
7	0,31	0,62	0,46	5,39
8	0,40	0,71	0,56	1,32
9	0,50	0,81	0,65	4,70
10	0,60	0,90	0,75	9,21
11	0,70	1,00	0,86	10,00
12	0,79	1,10	0,94	4,70
13	0,89	1,20	1,04	-0,59
14	0,98	1,29	1,13	4,66
15	1,07	1,39	1,23	5,78
16	1,17	1,48	1,32	0,83
17	1,22	1,52	1,40	-6,27
18	1,36	1,62	1,49	-3,53
19	1,39	1,71	1,55	5,44
20	1,45	1,81	1,63	9,60
21	1,55	1,90	1,73	4,80
22	1,55	1,93	1,74	-2,74

Na tabela encontra-se os resultados calculados, através das medições das régua, do andamento da parte móvel dentro do estator. Como os valores de ambas as medidas são distintos, isto é, não apresentam o mesmo andamento da parte móvel dentro do estator, decidiu-se calcular a média dos dois para diminuir o erro de medição da posição da parte móvel.

A última coluna da tabela apresenta a força total que está sujeita a parte móvel dentro do estator segundo a coordenada x . Esta força foi calculada pela equação (5.2)

$$F_T = (F_{Dinamometro\ 1} - F_{Dinamometro\ 2}) \times 9,8 \quad (5.2)$$

A multiplicação por 9,8 permite realizar a passagem de unidades de kg_F, dadas pelos dinamómetros, para N (Newton).

Das medições obtidas resulta a Figura 5.3 que relaciona a força (N) exercida na parte móvel, em função do $X_{estator,média}$, indicado como x na figura.

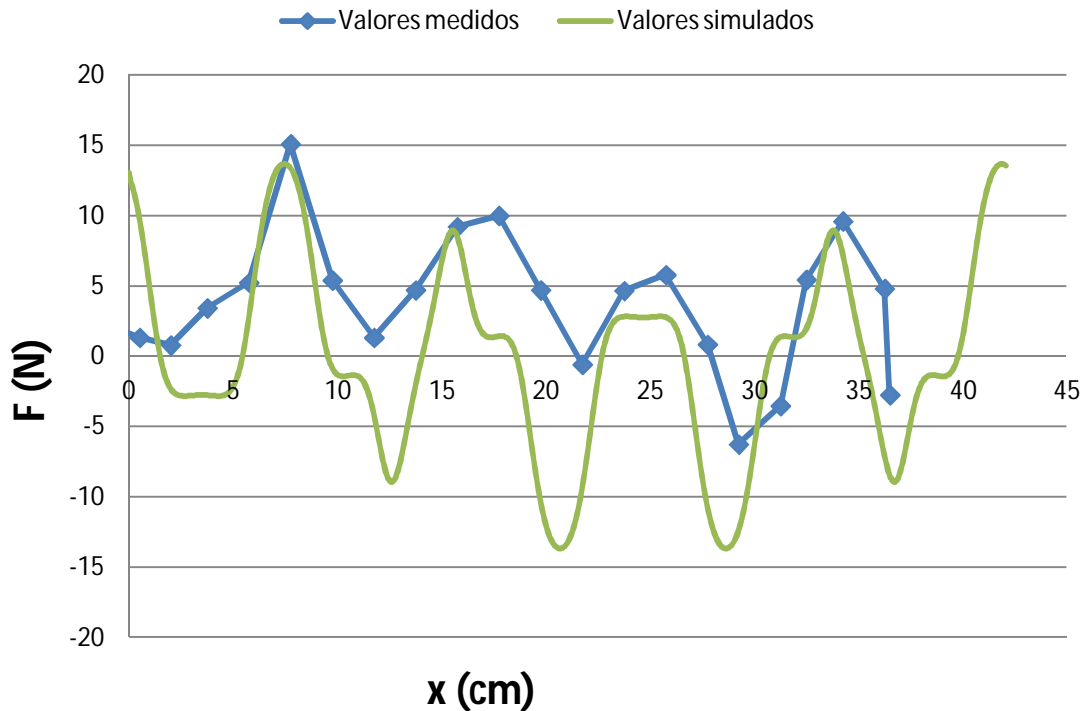


Figura 5.3 - Comparação entre os valores medidos e simulados da força de propulsão com enrolamentos de núcleo de ar.

5.2 Análise das forças de propulsão

Do gráfico obtido na Figura 5.3 comparam-se os valores teóricos apresentados no capítulo 4.2.3.2, assim como os resultados obtidos no ensaio. Desses valores consegue-se visualizar a tendência que existe no andamento de subida e de descida aproximando-se dos valores simulados. Essa aproximação apresenta melhores resultados, quando ambos os blocos supercondutores se encontram sujeitos ao campo magnético criado pelos enrolamentos dentro do estator, isto é, a partir de $x = 2\text{cm}$.

Mas, vários foram os factores que interferiram para a obtenção de valores práticos mais aproximados aos teóricos, nomeadamente:

- Medições realizadas com ajuda duma régua: O erro de precisão existente na régua é um dos muitos factores que interferiam nos resultados finais. A subida e descida dos ganchos através das medidas fornecidas por uma régua debilitaram em grande modo os resultados pretendidos no final.

- Flexibilidade do cabo de aço: Os cabos de aço acoplados à parte móvel e aos dinamómetros apresentavam pouca flexibilidade. Isto causou alguns transtornos quando, o mesmo passava pela roldana, transferindo a sua força da tracção de uma coordenada X para outra Z. Também devido a esta característica o cabo apresentava alguns defeitos ("dobras")

fruto da construção do motor linear. Estas dobras dificultaram a visualização a olho nu da força de tracção que deveria o cabo estar sujeito, na altura da colocação dos dinamómetros no gancho, visto que estas dobras não deixavam o cabo estar completamente esticado.

- Atrito da roldana: Embora o atrito da roldana seja pequeno foi também um dos factores que influenciou os resultados finais.

- Zona de acoplamento dos campos: O entreferro existente entre os blocos supercondutores e os semi- estatores foi dimensionado para ser igual a 0,5 cm. Esta medida era respeitada fora do azoto. Mas com a contracção de volume de alguns materiais, a temperaturas criogénicas, esta medida poderia alterar-se quando o motor se encontrava totalmente submerso, o que provoca um desvio nos resultados esperados.

5.3 Conclusão

Com a realização do ensaio com o protótipo elaborado verifica-se uma certa discrepância entre os valores teóricos e os valores obtidos, visível sobretudo com a sobreposição dos dois conjuntos de valores. Essa discrepância deve-se ao método de medições utilizados, ao tipo/qualidade do material empregado e, à construção executada manualmente do protótipo. Mesmo com estas limitações verifica-se uma tendência para os valores obtidos acompanharem os valores teóricos e proporcionar uma força de propulsão à parte móvel do protótipo.

(Esta página foi propositadamente deixada em branco)

6 Conclusões finais e trabalho futuro

Verificou-se no decorrer da dissertação, que é possível construir um motor linear totalmente supercondutor, com total ausência de ferro, apesar de existirem inúmeras perdas magnéticas quando o mesmo se encontra em pleno funcionamento. Este tipo de motor tem a vantagem de apresentar um peso reduzido, quando comparado com um motor com materiais ferromagnéticos e, por isso, importante para o futuro do motor eléctrico.

O protótipo construído no estudo desta dissertação pode não ser o mais favorável para a futura construção de um motor deste tipo, mas a sua arquitectura é aconselhada para análise da força de propulsão da parte móvel, devido a direcção tomada pelas linhas de fluxo magnético no centro do estator.

Apresentou-se também uma análise de motores síncronos lineares incluindo ferro, de modo a comparar-se os resultados obtidos pelas duas arquitecturas.

As simulações efectuadas para a análise da densidade de fluxo magnético no centro do estator verificaram que no ferro essa mesma densidade tem praticamente o dobro da amplitude. Este efeito deve-se à elevada dispersão do fluxo magnético, quando o mesmo não é canalizado pelo ferro, e assim, não direccionado para a parte móvel como pretendido. Essa relação de diferença entre as duas arquitecturas poderia ser muito maior se se diminuísse o tamanho da zona de acoplamento, diminuindo do mesmo modo a zona de acoplamento.

A força de propulsão para um motor com ferro e, com ausência do mesmo, é uma grandeza onde se evidenciam, as diferenças existentes entre as duas arquitecturas. Para a mesma corrente nos enrolamentos do estator, uma arquitectura com ferro apresenta valores de força 100 vezes superiores aos valores apresentados para um estator com núcleo de enrolamentos em ar, isto, desprezando o efeito de saturação pelo campo magnético no ferro.

O ensaio experimental realizado nesta dissertação, análise da força de propulsão na parte móvel, obteve resultados razoavelmente bons se se considerar as técnicas de medição utilizadas para obtenção do valor de força e, atendendo ao facto do protótipo ter sido manufacturado.

Em termos de análise harmónica, um estator ferromagnético apresenta uma distorção harmónica muito mais baixa. Os elevados valores de distorção, apresentados pelo estator com enrolamentos com núcleo de ar, trarão mais inconvenientes ao funcionamento do motor comparado com o estator em ferro.

Como trabalho futuro, a substituição dos enrolamentos do estator por enrolamentos de fita de segunda geração poderá ser uma opção a tomar em conta. A utilização deste tipo de fita proporcionará a criação de novas topologias de estator, visto que, ao contrário da fita de

primeira geração, as suas propriedades não são deterioradas quando o fluxo magnético incide perpendicularmente na superfície da fita. Outra opção possível é a diminuição da distância da zona de acoplamento no protótipo. Isto levará à diminuição do fluxo de dispersão no estator, aumentando o fluxo incidente nos blocos supercondutores. O sistema de medições deverá também ser alterado, existindo naquele método, erros de leitura elevados devido à utilização de duas régua. A substituição do sistema de medições por uma régua diminuirá o erro de leitura, facilitando também o processo de cálculo aqui realizado. Outro material a substituir no protótipo é o cabo de aço, que interliga o dinamómetro à parte móvel, por um cabo com um grau de flexibilidade mais elevado. O estudo da força de levitação da parte móvel no motor poderá ser também uma das matérias a analisar num trabalho futuro.

Finalmente, esta dissertação pode ser considerada também para a análise de outras máquinas sem núcleos de ferro, não necessariamente lineares, tal como preconizadas por diversas aplicações de supercondutividade.

7 Bibliografia

- [1] H. K. Onnes, "Investigations into the properties of substances at low temperatures, which have led, amongst other things, to the preparation of liquid helium," *Nobel Lecture*, pp. 333–335, 1913.
- [2] S. Tanaka, "High-Temperature Superconductivity: History and Outlook," *JSAP International*, vol. 4, no. 4, pp. 17-22, 2001.
- [3] T. D. Thanh, A. Koma, and S. Tanaka, "Superconductivity in the BaPb_{1-x}Bi_xO₃ system," *Applied Physics*, vol. 22, no. 2, pp. 205-212, Jun. 1980.
- [4] H. Yamasaki and Y. Kimura, "Superconducting properties of Chevrel phase PbMo₆S₈ wires produced by the powder process," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 23, no. 2, pp. 1756-1759, Mar. 1987.
- [5] J. Pina, "Desenho e Modelização de Sistemas de Energia Empregando Materiais Supercondutores de Alta Temperatura," Dissertação de Doutoramento, Universidade Nova de Lisboa, Faculdade de Ciências e Tecnologia., 2010.
- [6] C. W. Chu, "A Possible Path to RTS," *AAPPS Bulletin*, vol. 18, no. 4, pp. 9-21, 2008.
- [7] J. Oliveira, "Sistema de Armazenamento de Energia em Bobinas Supercondutoras," Dissertação de Mestrado, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa., 2010.
- [8] R. Freitas, "Limitador de corrente eléctrica monofásico resistivo supercondutor de alta temperatura crítica," UNICAMP, 2008.
- [9] U. Oliveira, C. Shigue, C. Baldan, and E. Ruppert Filho, "Influência dos esforços mecânicos sobre as características supercondutoras e microestruturais de fitas supercondutoras de Bi-2223/Ag," *17^o CBECIMat - Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais*, 2006.
- [10] G. Junior, "Refinamento de Rietveld aplicado a cerâmicas supercondutoras de alta temperatura crítica do sistema Bi-Ca-Sr-Cu-Pb-O," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2009.
- [11] G. Luís, "Projecto e Ensaio de um Motor de Indução em Disco com Armadura Supercondutora," Dissertação de Doutoramento, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa, 2010.
- [12] P. Partener, "American Superconductor Corporation," *American Superconductor Corporation*, 2005. [Online]. Available: <http://google.brand.edgar->

online.com/EFX_dll/EDGARpro.dll?FetchFilingHTML1?ID=3389810&SessionID=y7UJHe-yRPC6Qs7. [Accessed: 12-Nov-2011].

- [13] E. R. Laithwaite, "Linear electric machines - personal view," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 2, pp. 250-290, 1975.
- [14] E. R. Laithwaite, "The goodness of a machine," *Electronics and Power*, vol. 11, no. 3, p. 101, 1965.
- [15] I. Boldea and S. A. Nasar, *Linear Motion Electromagnetic Systems [Hardcover]*. Taylor & Francis, p. 482, 1985.
- [16] G. Farias, "Máquinas Eléctricas." p. 69.
- [17] A. Francisco, "Motores de indução trifásicos," 2006. [Online]. Available: http://www.estv.ipv.pt/PaginasPessoais/lpestanda/maquinas_el%C3%A9ctricas_2/aulas_tec%C3%B3ricas/Motores_inducao_tri.pdf.
- [18] C. W. Green and R. J. A. Paul, "Application of d.c. linear machines as short-stroke and static actuators," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, no. 4, p. 599, 1969.
- [19] Basak, *Permanent-Magnet DC Linear Motors*. Oxford University Press, USA, 1996.
- [20] Z. Salam, "Dc motor Drive," *Power Electronics and Drives*, pp. 1-34, 2003.
- [21] J. F. Gieras, *Linear Synchronous Motors: Transportation and Automation Systems*. CRC Press; 1 edition, p. 344, 1999.
- [22] W. Evers and G. Henneberger, "A Linear Homopolar Motor for a Transportation System," *2nd Int. Symp. on Linear Drives for Ind. Appl. LDIA'98*, pp. 46-49, 1998.
- [23] J. Corda and E. Skopljak, "Linear switched reluctance actuator," *Electrical Machines and Drives. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 376)*, pp. 535-539, 1993.
- [24] L. Kolomeitsev et al., "Linear Switched Reluctance Motor as a High Efficiency Propulsion System for Railway Vehicles," *Science*, no. 2, pp. 155-160, 2008.
- [25] L. Szabo and I.-A. Viorel, "Variable Reluctance Permanent Magnet Linear Motor Computer Aided Design," in *Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, vol. 1, pp. 305-310, 1998.

- [26] K. Woo-Seok, J. Sang-Yong, C. Ho-Yong, J. Hyun-Kyo, K. Ji Hoon, and H. Song-Yop, "Development of a superconducting linear synchronous motor," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 12, no. 1, pp. 842-845, Mar. 2002.
- [27] A. Takahashi, H. Ueda, and A. Ishiyama, "Trial production and experiment of linear synchronous actuator with field-cooled HTS bulk secondary," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 13, no. 2, pp. 2251-2254, Jun. 2003.
- [28] A. Sato, H. Ueda, and A. Ishiyama, "Operational Characteristics of Linear Synchronous Actuator With Field-Cooled HTS Bulk Secondary," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 15, no. 2, pp. 2234-2237, Jun. 2005.
- [29] W. Yuan et al., "Theoretical and Experimental Studies on Jc and AC Losses of 2G HTS Coils," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, no. 3, pp. 2441-2444, Jun. 2011.
- [30] Innost, "HTS wire products," 2009. [Online]. Available: http://www.innost.com/products_htswires.asp. [Accessed: 14-Nov-2011].
- [31] H. C. Lovatt, "Design of an in-wheel motor for a solar-powered electric vehicle," in *Eighth International Conference on Electrical Machines and Drives*, vol. 1997, pp. 234-238, 1997.
- [32] I. Boldea, *Linear Motion Electromagnetic Devices*. Taylor & Francis; 1 edition, p. 284, 2001.
- [33] C. L. Pires, "Railway and subway electric traction system simulation.," Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo, 2011.
- [34] J. F. Gieras, *Linear Induction Drives*. Oxford University Press, USA, p. 320, 1994.
- [35] F. Müller, "Induktionsverläufe und Wirbelstromverteilung bei asynchronen Linearmotoren," *Elektrotechnik und Maschinenbau*, pp. 151-4, 1977.
- [36] J. Sang-Yong, J. Hyun-Kyo, C. Jang-Sung, K. Do-Hyun, and H. Ji-Hyun, "Dynamic characteristics of partially excited permanent magnet linear synchronous motor considering end-effect," in *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 508-515.
- [37] V. U. B. U.A.Bakshi, *Basics Of Electrical Engineering*. Technical Publications, p. 518, 2008.
- [38] Y. Sung Whan, L. Jong Jin, Y. Hee Sung, and K. Chang Seop, "A New Cogging-Free Permanent-Magnet Linear Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 7, pp. 1785-1790, Jul. 2008.

- [39] K. T. Chau and W. Li, "Design and Analysis of a Novel Linear Transverse Flux Permanent Magnet Motor Using HTS Magnetic Shielding," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 20, no. 3, pp. 1106-1109, Jun. 2010.
- [40] B. D. Storey, "Computing Fourier Series and Power Spectrum with MATLAB," pp. 1-15.
- [41] J. M. Pina, M. V. Neves, and A. L. Rodrigues, "Case Study in the Design of HTS Machines: an All Superconducting Linear Synchronous Motor," in *2007 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp. 185-190, 2007.