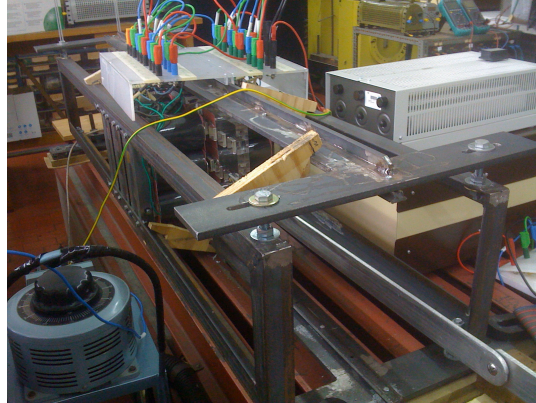




INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa



Gerador Linear Polifásico para o Aproveitamento da Energia da Ondas

Jorge Miguel António

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

Júri

Presidente: Prof. Doutor Paulo José da Costa Branco

Orientador: Prof. Doutor Joaquim António Fraga Gonçalves Dente

Co-Orientador: Prof. Doutor Gil Domingos Marques

Vogal: Prof. Doutor Mário Ventim Neves

Outubro 2010

Agradecimentos

Quero agradecer a todas as pessoas que contribuíram para o meu desenvolvimento académico e me apoiaram ao longo do curso e durante o tempo de execução deste trabalho.

Agradeço principalmente aos meus orientadores, Prof. António Dente e Gil Marques pela completa disponibilidade que sempre mostraram e apoio incondicional que me facultaram durante o desenvolvimento desta dissertação, o que foi fundamental para a conclusão da mesma.

Agradeço ainda a minha família, em particular a minha mãe, e a todos os amigos com quem partilhei os últimos anos académicos, pelo amor, carinho e amizade que demonstraram ao longo destes anos. Agradeço também em especial ao senhor Duarte, por todo apoio fornecido no laboratório.

Resumo

O aproveitamento das energias das ondas, no contexto desta dissertação, consubstancia-se na análise de um gerador eléctrico linear, isto é, na modelação teórica e na construção de um protótipo laboratorial do mesmo. O funcionamento deste tipo de geradores baseia-se no mesmo princípio de conversão das máquinas eléctricas rotativas. No entanto, estes geradores lineares apresentam aspectos funcionais específicos que se reflectem nas suas características construtivas e de desempenho. Esta dissertação vem no seguimento de resultados já obtidos em trabalhos anteriores desenvolvidos na Área Científica de Energia. Em particular nesta dissertação foram feitas algumas correcções nos parâmetros do modelo teórico precedente, culminando depois com a construção do protótipo laboratorial. O gerador a analisar é um gerador trifásico com magnetos permanentes usados para criar um campo magnético de excitação associado à peça móvel. Assim, de forma resumida, neste trabalho analisou-se uma solução para o modelo teórico do gerador, através de um circuito magnético simples com ligação magnética entre as diferentes fases do gerador, tendo em conta aspectos básicos ao nível da representação do circuito magnético e aspectos de funcionamento relativos ao desenvolvimento de um modelo de regime permanente, confrontando posteriormente os resultados obtidos teoricamente com os resultados obtidos na prática. Os resultados obtidos evidenciam que a solução proposta e executada apesar de algumas limitações, é viável para a continuação do desenvolvimento deste trabalho, deixando assim, uma base sólida para uma possível aplicação do conversor em ambiente real.

Abstract

The harnessing of wave energy in the context of this thesis, embodied in the analysis of an electric generator linear, i.e. the theoretical modeling and constructing a laboratory prototype of it. The operation of such generators is based on the same principle of conversion of rotating electrical machines. However, these linear generators have specific functional aspects that are reflected in their construction and performance. This work follows on the results already obtained in previous works in the Scientific Field of Energy. In particular this thesis were made some corrections in the parameters of the theoretical model previous culminating with the construction of the laboratory prototype. The generator is considering a three-phase generator with permanent magnets used to create a magnetic field of excitation associated with moving parts. So, in summary, this study analyzes a solution to the theoretical model of the generator, through a simple magnetic circuit with magnetic connection between the different phases of the generator, taking into account basic aspects of the level of representation of the magnetic circuit and features working on the development of a model of steady state, then confronting the theoretical results with those obtained in practice. The results show that the solution proposed and implemented despite some limitations, it is feasible for the further development of this work, thus leaving a solid foundation for a possible application of the converter in real environment.

Índice

Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 Introdução Geral	1
1.2 Tecnologias para a Conversão da energia das Ondas	4
1.3 Gerador Linear com Topologia de Fluxo Transverso	8
1.4 Objectivos do Trabalho	9
1.5 Organização do Trabalho	9
Capítulo 2 - Princípio de Funcionamento	10
2.1 Conversor Elementar	10
2.2 Circuito Magnético	11
2.3 Força Electromotriz	16
2.4 Força de Origem Electromagnética	17
2.5 Conversor Monofásico	19
2.6 Polaridade e Sobreposição	21
Capítulo 3 - Gerador Polifásico	27
3.1 Descrição do Sistema	27
3.2 Modelo de Parâmetros Concentrados	28
3.2.1 Coeficientes de Indução	29
Capítulo 4 - Características em Regime Permanente	38
4.1 Funcionamento em Vazio	38
4.1.1 Força Electromotriz	39
4.1.2 Força de Origem Electromagnética	41
4.2 Funcionamento em Carga	43
4.2.1 Tensão na Fase	43
4.2.2 Força de Origem Electromagnética	45
4.3 Funcionamento em Curto Circuito	46

Capítulo 5 - Construção do Gerador	48
5.1 Estator.....	48
5.2 Sistema de Guiamento	49
5.3 Tradutor	50
5.4 Montagem do conversor	52
5.5 Sistema de accionamento	55
5.6 Dificuldades na Montagem	57
Capítulo 6 - Verificação dos Resultados.....	59
6.1 Descrição do Aparato Experimental.....	59
6.2 Ensaios em Vazio	60
6.3 Ensaios em Carga	63
6.4 Ensaios em Curto Circuito	66
6.7 Caracterização do Modelo	68
6.6 Conclusão dos Ensaios	70
Capítulo 7 - Conclusões e Trabalhos Futuros	71
7.1 Conclusões	71
7.2 Trabalhos Futuros.....	71
Capítulo 8 - Referências Bibliográficas	73
Capítulo 9 - Anexos	74
9.1 Código Matlab Usado para Simulação	74

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Distribuição do potencial energético das ondas em kW/m (média anual, águas profundas) [2]	2
Figura 1.2 - Esquema de uma central de coluna de água oscilante [5].....	4
Figura 1.3 – Esquemático da CEO do Douro [6]	5
Figura 1.4 – Esquema do Pelamis [7].....	6
Figura 1.5 – Princípio de funcionamento do Wave Dragon [8]	6
Figura 1.6 – Princípio de funcionamento do Aqua Buoy [9].....	7
Figura 1.7 – Princípio de funcionamento do AWS [4]	7
Figura 1.8 - Tecnologias existentes para o aproveitamento da energia das ondas divididas por categorias [10]	8
Figura 1.9 – Representação figurativa do conversor	8
Figura 2.1 – Esquema representativo	10
Figura 2.2 - Caracterização das zonas do entreferro	12
Figura 2.3 - Circuito magnético do entreferro	13
Figura 2.4 - Evolução da Relutância equivalente do entreferro em função da posição	14
Figura 2.5 - Circuito magnético equivalente do entreferro com relutância de fugas em paralelo	15
Figura 2.6 – Evolução do Fluxo magnético e Força electromotriz	17
Figura 2.7 – Evolução Força de origem electromagnética e coenergia magnética	19
Figura 2.8 - Esquema representativo com fiada de magnetos	20
Figura 2.9 - Distribuição do potencial vector para um passo polar de 5 cm (a), 3 cm (b) e 7 cm (c)	21
Figura 2.10 - Evolução da função como resultado da multiplicação entre e ..	22
Figura 2.11 - Aproximação sinusoidal de $F(x)$	23
Figura 2.12 - Bobina equivalente da fiada de magnetos	23
Figura 2.13 - Evolução da força electromotriz	25

Figura 2.14 - Evolução da força de origem electromagnética	26
Figura 3.1 - Esquema genérico do conversor.....	27
Figura 3.2 - Circuito magnético equivalente do estator	28
Figura 3.3 - Evolução dos coeficiente de indução relativos ao estator.....	30
Figura 3.4 - Evolução dos coeficiente de indução relativos ao estator com $F(x)$ sinusoidal.....	31
Figura 3.5 - Descritivo da simulação efectuada [10].....	32
Figura 3.6 - Resultados da simulação relativos ao valor do fluxo nas 4 zonas e quantificação das fugas [10].....	32
Figura 3.7 - Linhas de campo com o magneto deslocado de 1 cm, realçando as zonas 3 e 4 [10].	33
Figura 3.8 - Variação das áreas com o movimento do translator	34
Figura 3.9 - Andamento dos factores de área em função da posição do translator.....	35
Figura 3.10 - Evolução dos coeficiente de indução relativos ao translator sem aproximação de $F(x)$	36
Figura 4.1 - Evolução do fluxo ligado nas fases do estator.....	39
Figura 4.2 - Evolução da força electromotriz nas fases do estator.....	40
Figura 4.3 - Evolução da força electromotriz nas fases do estator para $F(x)$ sinusoidal.....	40
Figura 4.4 - Evolução da força magnética	42
Figura 4.5 - Circuito eléctrico equivalente monofásico	44
Figura 4.6 - Evolução da tensão e da corrente na fase 1	45
Figura 4.7 - Evolução da corrente de curto circuito na fase1	47
Figura 5.1 - Conjunto bobinas mais peças polar	48
Figura 5.2 - Suporte base/topo (a) e lateral (b)	49
Figura 5.3 - Guia em 'V' para Sistema de Guiamento [12].....	49
Figura 5.4 - Carrinho + perfil em L	50
Figura 5.5 - Representação do translator nas posições extremas	50
Figura 5.6 - Translator.....	51

Figura 5.7 - Magneto permanente	52
Figura 5.8 - Conjunto translator + carrinhos	52
Figura 5.9 - Guia fixada na estrutura de base/topo	53
Figura 5.10 - Fixação do suporte lateral	53
Figura 5.11 - Bobinas fixadas no suporte lateral	54
Figura 5.12 - Estrutura base de suporte + bobinas	54
Figura 5.13 - Translator com os magnetos colados.....	55
Figura 5.14 - Sistema de accionamento	56
Figura 5.15 - Sistema mecânico a modelar	56
Figura 5.16 - Evolução da posição e da velocidade do translator em função do tempo	57
Figura 5.17 - Assimetrias do entreferro	58
Figura 5.18 - Alargamento dos rasgos na base.....	58
Figura 6.1 - Aparato Experimental.....	59
Figura 6.2 - Evolução da força electromotriz (Fem) nas 3 fases em vazio e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental).....	60
Figura 6.3 - Evolução da força electromotriz (Fem) nas 3 fases em vazio e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico)	60
Figura 6.4 - Conteúdo harmónico da força electromotriz na fase 1 para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental).....	61
Figura 6.5 - Evolução da força electromotriz (Fem) nas 3 fases em vazio e da posição para $f = 2/5$ Hz (resultado experimental).....	62
Figura 6.6 - Evolução da força electromotriz (Fem) nas 3 fases em vazio e da posição para $f = 2/5$ Hz (resultado teórico)	62
Figura 6.7 - Evolução da tensão e da corrente na fase 1 e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental).....	63
Figura 6.8 - Evolução da tensão, da corrente na fase 1 e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico)	63
Figura 6.9 - Evolução da potência e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental).....	64
Figura 6.10 - Evolução da potência útil e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico).....	64

Figura 6.11 - Evolução da força útil e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental)	65
Figura 6.12 - Evolução da força útil e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico).....	65
Figura 6.13 - Evolução da corrente de curto circuito, da corrente de carga na fase1 e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental)	66
Figura 6.14 - Evolução da corrente de curto circuito, da corrente de carga na fase1 e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico).....	66
Figura 6.15 - Evolução da corrente de curto circuito, da corrente de carga na fase1 e da posição para $f = 2/5$ Hz (resultado experimental)	67
Figura 6.16 - Evolução da corrente de curto circuito, da corrente de carga na fase1 e da posição para $f = 2/5$ Hz (resultado teórico).....	67
Figura 6.17 - Corrente rectificada, na fase r, tensão rectificada e posição para $R_L=11.3$ Ohms para $f = 4/5$ Hz (resultado experimental)	68
Figura 6.18 - Característica aproximada da Tensão rectificada em função da Corrente rectificada para $f = 2/5$ Hz e $f = 4/5$ Hz (resultado experimental)	69

Lista de Tabelas

Tabela 6.1 - Valores médios da corrente e da tensão rectificadas	68
--	----

Lista de Símbolos

H	Intensidade do campo magnético [Am^{-1}]
H_o	Intensidade do campo magnético no entreferro [Am^{-1}]
H_m	Intensidade do campo magnético no magneto [Am^{-1}]
H_{fe}	Intensidade do campo magnético no ferro [Am^{-1}]
B	Campo Indução magnética [T]
B_o	Campo Indução magnética no entreferro [T]
B_r	Campo remanescente do magneto [T]
μ_o	Permeabilidade magnética do vazio [Hm^{-1}]
μ_m	Permeabilidade magnética do magneto [Hm^{-1}]
μ_r	Permeabilidade relativa do magneto
N	Número de espiras
δ	Dimensão dos entreferros [m]
d	Dimensão [m]
F_{mm}	Força magnetomotriz [A]
ϕ	Fluxo de indução magnética [Wb]
ψ	Fluxo ligado com o enrolamento [Wb]
F_m	Força de origem electromagnética [N]
F_{mec}	Força mecânica [N]
W_m^c	Coenergia magnética [J]
R_i	Relutância magnética [H^{-1}]
i	Corrente [A]

I_m	Corrente fictícia do magneto [A]
v	Velocidade [ms^{-1}]
τ	Passo polar [m]
L	Indutância magnética própria [H^{-1}]
M	Indutância magnética mútua [H^{-1}]
ξ	Força electromotriz [V]
θ_{esp}	Desfasagem espacial [m]
θ	Espaço angular [rad]
ω	Frequência angular [$\frac{rad}{s}$]
φ	Desfasagem entre a corrente e a tensão [$graus$]

Capítulo 1 - Introdução

1.1 Introdução Geral

As alternativas de energia limpa e sustentável estão a tornar-se atraentes com o aumento dos custos do petróleo e os efeitos colaterais negativos adjacentes aos sistemas de energia tradicionais. Muitas vezes esquecida, mas com possibilidades de rápido crescimento, é a energia das ondas. Portanto, é de real interesse o estudo do aproveitamento do enorme potencial da energia das ondas, para a estabilização em termos energéticos das mais diversas economias, permitindo que as mesmas cresçam e desenvolvam-se de modo sustentável.

É crucial para a humanidade desenvolver recursos energéticos renováveis e limpos. Não podemos continuar indefinidamente a ter como base o consumo de recursos energéticos finitos, tais como, combustíveis fósseis e energia nuclear. Isto é assim porque estas fontes de energia não vão durar para sempre e são umas das principais causas de todos os problemas ambientais.

As fontes renováveis de energia estão sincronizadas com a estratégia global de desenvolvimento sustentável. Elas ajudam a reduzir a dependência das importações de energia, e têm um impacto positivo no desenvolvimento regional e na geração de emprego.

As fontes de energias renováveis incluem a biomassa, hídrica, solar, eólica, geotérmica e energia dos oceanos. A rápida implementação de tecnologias de energias renováveis, assim como o seu grande desenvolvimento, poderá levantar desafios e oportunidades em relação à sua integração no fornecimento dos sistemas de energia num futuro próximo. Juntas, as fontes de energia renováveis actualmente contribuem aproximadamente com 7% da produção mundial de energia primária. A quota das energias renováveis no consumo de electricidade tem vindo a aumentar de forma significativa. [1]

A nível mundial a distribuição da concentração da energia das ondas não é constante ao longo de todo o Planeta. A maior concentração encontra-se na costa oeste entre os 40 e 60 ° de latitude, sendo que o pico de concentração se encontra nas costas da Irlanda, na costa sul da Nova Zelândia e ao largo da África do Sul, conforme se demonstra na figura seguinte.

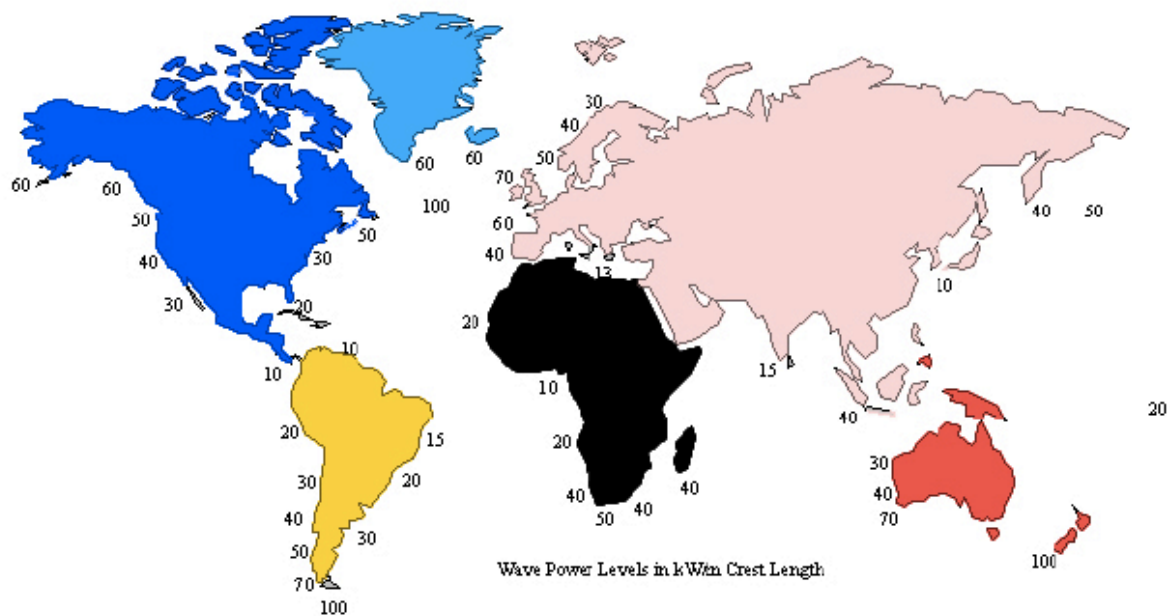


Figura 1.1 - Distribuição do potencial energético das ondas em kW/m (média anual, águas profundas) [2]

Mesmo tendo em consideração os dados constantes na Figura 1.1 há que ter em conta que as ondas ao aproximarem-se da costa sofrem um amortecimento gerado pela sua interacção com zonas de menor profundidade. Assim pensa-se que os locais mais aptos a serem explorados estão a alguns quilómetros das costas com águas de 50 a 100 metros de profundidade [2].

O Conselho Mundial de Energia (CME) estimou que o potencial eléctrico mundial que poderá ser obtido via energia das ondas será superior a 2 TW (aproximadamente 17.500 TWh/ano). A partir destes dados estimou-se que poderá obter energia economicamente viável de cerca de 2.000 TWh/ano, valor semelhante ao actualmente obtido via centrais hidroeléctricas e centrais nucleares. Cerca de 95% deste potencial encontra-se offshore, estando o remanescente distribuído pelas zonas costeiras ou perto da costa [3].

Segundo Cruz e Sarmiento [4], “A energia contida nos oceanos pode ter origens diferentes, o que origina diferentes classificações. As mais relevantes são sem dúvida a energia das marés, fruto da interacção dos campos gravíticos da lua e do sol, a energia térmica dos oceanos, consequência directa da radiação solar incidente, a energia das correntes marítimas, cuja origem está nos gradientes de temperatura e salinidade e na acção das marés e finalmente a energia das ondas, que resulta do efeito do vento na superfície do oceano. Esta última forma de energia pode ser considerada uma forma concentrada da energia solar, pois é esta que, pelo aquecimento desigual da superfície terrestre, é responsável pelos ventos.”

O potencial energético da energia das ondas encontra-se bem documentado sendo assim um importante recurso no contexto das energias renováveis. O interesse pelo estudo da energia das ondas surgiu após a crise do petróleo em 1973 com os primeiros trabalhos a serem desenvolvidos

por Salter no Reino Unido [4]. No seguimento deste iniciaram-se diversas actividades relacionadas com esta temática por iniciativas de âmbito nacional em países como a Suécia, Dinamarca, Portugal, EUA. etc.

A falha na obtenção de energia economicamente viável por este método ditou o fracasso destes primeiros estudos e levou ao abandono do desenvolvimento deste tipo de tecnologia até à década de 90 do século XX. Nesta altura, em virtude do aumento do preço dos combustíveis fósseis, nomeadamente do petróleo, bem como a uma legislação mais apertada quanto às emissões de gases com efeitos de estufa e uma cada vez maior consciência ambiental, o interesse por este tipo de tecnologias ressurgiu e verificou-se o desenvolvimento de diversos trabalhos Piloto [5]. Na Europa, e desde 1991, o desenvolvimento destes estudos conta com o apoio da EU. No âmbito desta parceria entre a UE e as diversas instituições, quer nacionais quer internacionais, destaca-se a construção de duas centrais piloto, uma na ilha do Pico, Açores, e outra na Escócia, Ilha de Islay. A UE patrocina igualmente a Conferência Internacional da Energia das Ondas desde 1993.

Portugal tem demonstrado um interesse crescente sobre esta problemática e têm-se multiplicado os esforços de instituições e do Estado no desenvolvimento e aplicação das energias alternativas em Portugal. Portugal por possuir uma linha de costa em quase toda a sua extensão possui excelentes condições para a aplicação deste tipo de energia.

Segundo Sarmiento [6] “A situação em Portugal, é obviamente, também relevante. Embora nunca tenha havido um programa nacional de energia das ondas, a actividade de investigação nesta área desenvolve-se há mais de 25 anos, inicialmente no Instituto Superior Técnico e um pouco mais tarde no INETI”. Foram desenvolvidos diversos projectos neste âmbito, sendo o mais relevante a construção da Central do Pico, com 400 kW de potência, no final dos anos 90 do século passado. Esta Central encontra-se na linha da frente das pesquisas europeias nesta área estando ainda integrada no WEC (Wave Energy Centre). Já no final da mesma década a atenção virou-se para o estudo de dispositivos offshore [4].

Em 2004, um estudo realizado para a Direcção Geral de Geologia e Energia concluiu que existe um potencial de 10TWh/ano, instalado ao longo de 250 a 350 km de costa de cota com mais de 50 m de profundidade, o que representará cerca de 20% do consumo energético de Portugal [4].

Aliado a estas conclusões, o interesse no desenvolvimento deste tipo de tecnologias em Portugal mantêm-se pelo facto de existirem outros factores relevantes nomeadamente as boas infra-estruturas já existentes (portos marítimos, molhes, etc.), bons conhecimentos acumulados ao longo de 25 anos de estudos e interesse político-económico sobre a temática em causa [4].

As potencialidades para Portugal são assim diversas e vão desde a criação de postos de trabalho directo à produção de energia a partir de fontes de energia renovável. O que torna parte considerável do consumo, e desenvolvimento económico baseado em tecnologias desenvolvidas em Portugal e com elevado potencial de exportação, bem como pela potencial aplicação destas tecnologias noutro tipo de recursos oceânicos.

1.2 Tecnologias para a Conversão da energia das Ondas

As diferentes tecnologias actualmente disponíveis para conversão de energia das ondas podem ser classificadas mediante a distância à costa. A noção de distância, prende-se não com a distância propriamente dita da costa, mas mais concretamente com a profundidade a que são colocados os dispositivos em questão. Esta é a classificação mais comumente utilizada e agrupa as tecnologias em:

- **Dispositivos costeiros**
- **Dispositivos próximos da costa**
- **Dispositivos afastados da costa**

Dispositivos Costeiros:

Este tipo de dispositivos encontra-se fixo ou são construídos de raiz na orla costeira. A localização dos mesmos trás benefícios imediatos nomeadamente no que diz respeito às facilidades de instalação e manutenção, à praticamente ausência de cabos submarinos e de sistemas de fixação complexos. Por outro lado a sua maior desvantagem advém de não aproveitarem os regimes mais potentes de ondas que se conseguem com os dispositivos afastados da costa. Dentro desta classe de dispositivos, o tipo que tem despertado maior interesse é o dispositivo de coluna de água oscilante (CAO). Este tipo de dispositivo consiste em estruturas ocas, parcialmente submersas, que se encontram abertas para o mar abaixo da superfície livre da água do mar.

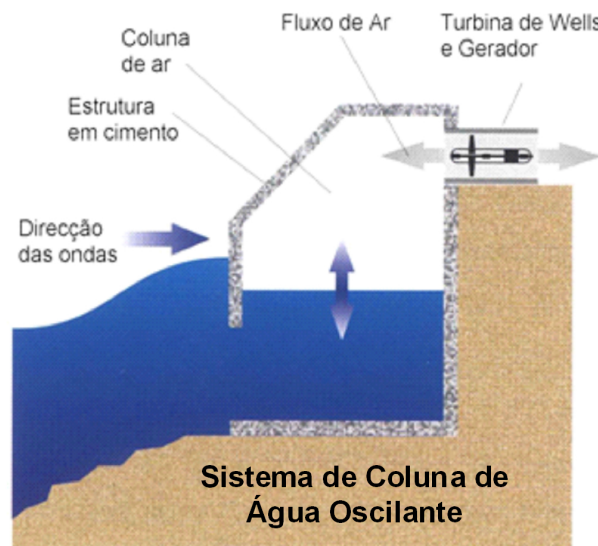


Figura 1.2 - Esquema de uma central de coluna de água oscilante [5]

Neste tipo de dispositivo a geração de energia eléctrica é conseguida pela compressão do ar dentro do dispositivo pela entrada da onda no mesmo. O ar comprimido é obrigado a passar por uma turbina pela entrada da onda na câmara-de-ar. Quando a onda sai o ar faz o percurso inverso passando novamente para a turbina. Normalmente é utilizada uma turbina reversível para aproveitar os

movimentos em sentido oposto da passagem do ar. O grupo turbina/gerador é responsável pela produção de energia eléctrica. Um exemplo de dispositivo deste tipo é a Central Piloto Europeia da Ilha do Pico.

Dispositivos próximos da costa:

Conforme já mencionado, o efeito de “proximidade” da costa deve ser interpretado em termos de profundidade das zonas e não da distância propriamente dita. Desta forma os dispositivos de tipo CAO, instalados em quebras mar e outras estruturas afins, podem ser considerados dispositivos próximos da costa. Embora sem implementação na prática, a CEO (central da energia das ondas) Douro é exemplo deste tipo de dispositivo. Este projecto previa a instalação de uma central CAO na cabeça do molhe da Foz do Douro.

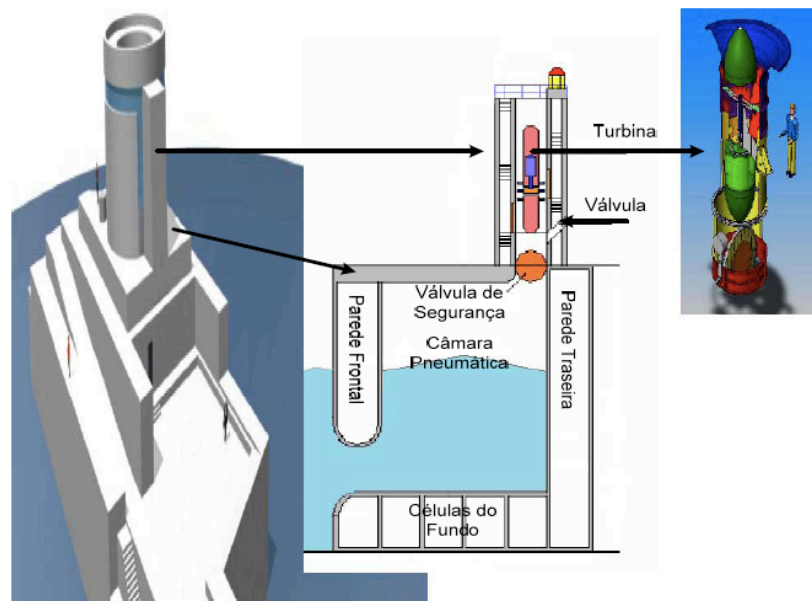


Figura 1.3 – Esquemático da CEO do Douro [6]

Dispositivos afastados da costa:

Este tipo de dispositivos é o mais recente e é o que permite o aproveitamento dos regimes de ondas mais potentes. Para a obtenção do máximo de energia, este dispositivo tem de estar à superfície pelo que se torna necessária a utilização de sistemas de amarração e de cabos submarinos para o transporte para terra da energia obtida. São exemplos deste tipo de dispositivos os sistemas Arquimedes Wave Swing (AWS), Pelamis, Aqua Buoy e Wave Dragon.

O Pelamis, tem por base uma estrutura articulada situada à superfície do mar composta por vários módulos cilíndricos ligados por juntas flexíveis. O movimento das ondas faz com que estes módulos se movimentem provocando uma pressurização de óleo que passam por motores hidráulicos accionando geradores eléctricos e assim produzem energia eléctrica.

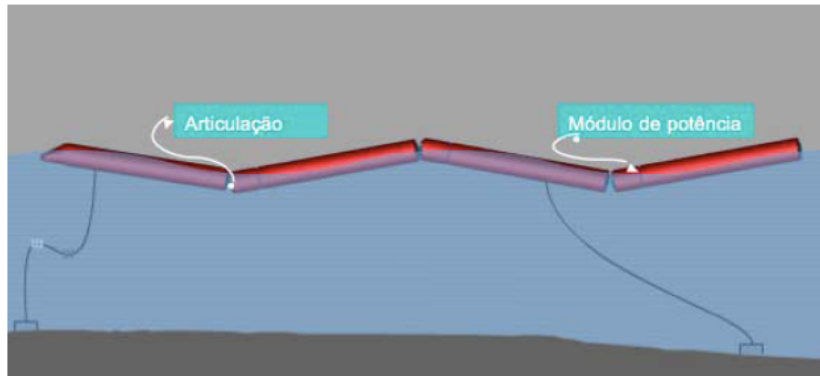


Figura 1.4 – Esquema do Pelamis [7]

O Wave Dragon consiste numa plataforma semi-flutuante, com dois braços côncavos e uma rampa central, destinada a permitir o galgamento das ondas, as quais enchem um reservatório onde estão colocadas várias turbinas de eixo vertical de baixa queda através das quais a energia é produzida.

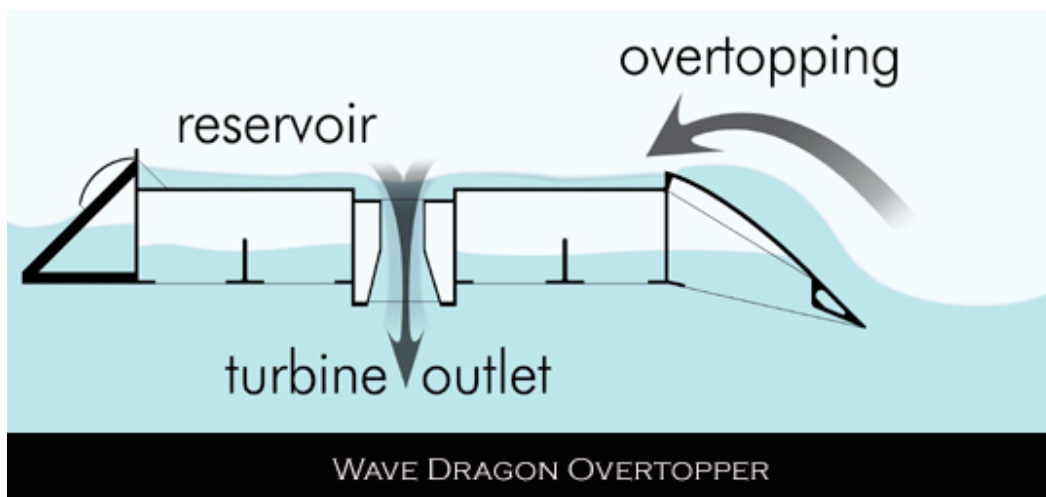


Figura 1.5 – Princípio de funcionamento do Wave Dragon [8]

O Aqua Buoy é um extractor pontual, ou seja, é uma estrutura flutuante que absorve energia em qualquer direcção por causa do seu movimento próximo ou na superfície da água. A estrutura flutuante contém um componente relativamente imóvel, e um segundo componente que é impulsionado pelo movimento das ondas (uma bóia flutuante dentro de um cilindro fixo). O movimento relativo é usado para accionar sistemas electromecânicos, hidráulicos ou conversores de energia.

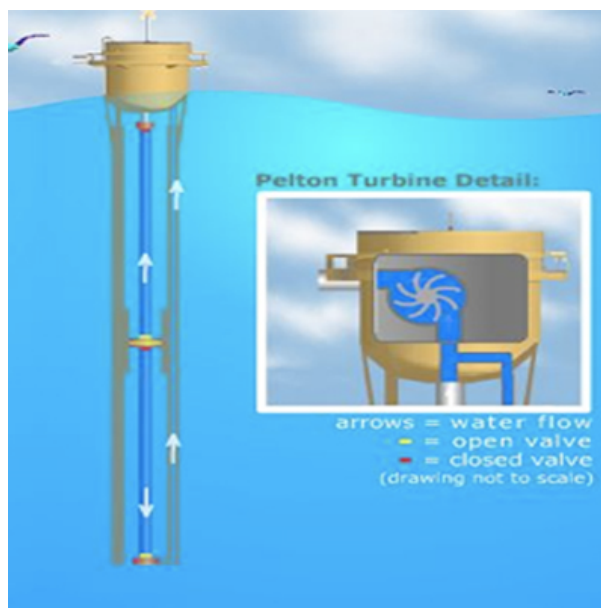


Figura 1.6 – Princípio de funcionamento do Aqua Buoy [9]

Por último, o AWS é um dispositivo de conversão da energia das ondas da classe dos corpos flutuantes (absorção pontual). É formado por dois cilindros ocos, colocados um sobre o outro, no interior dos quais há ar pressurizado. Com a passagem das ondas, a pressão exterior varia sendo mais alta na crista e menos nas cavas, produzindo um movimento ondulatório vertical do flutuador relativamente à base. Este movimento é utilizado para accionar um gerador eléctrico, produzindo-se assim energia.

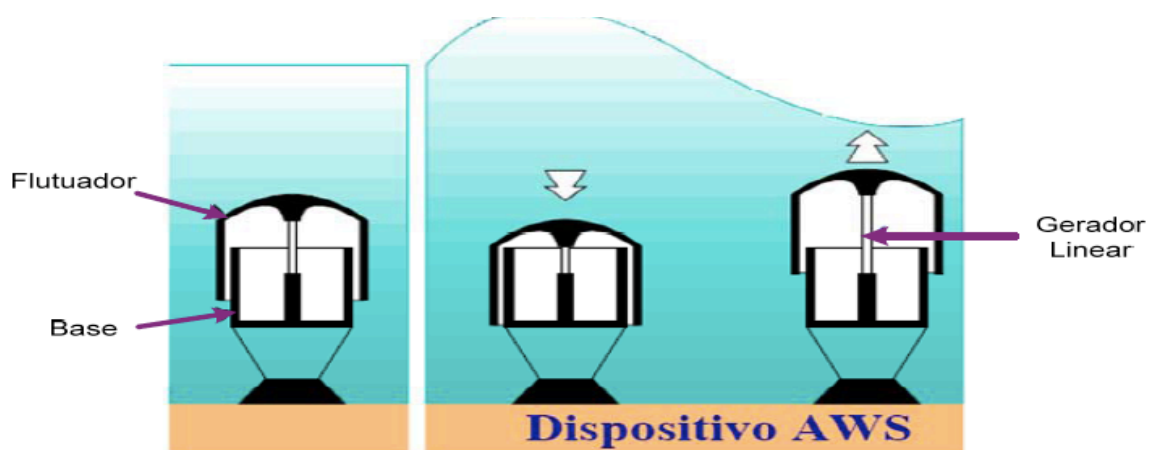


Figura 1.7 – Princípio de funcionamento do AWS [4]

As tecnologias acima descritas são facilmente percebidas quando devidamente esquematizadas, por este motivo a na Figura 1.8 observa-se as diferentes tecnologias divididas por categorias.

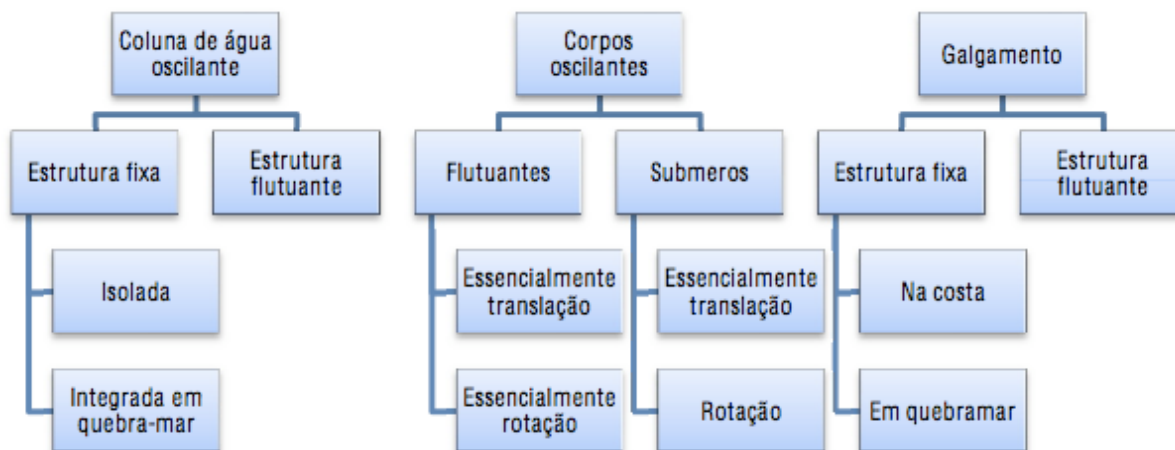


Figura 1.8 - Tecnologias existentes para o aproveitamento da energia das ondas divididas por categorias [10]

1.3 Gerador Linear com Topologia de Fluxo Transverso

Na Figura 1.9 encontra-se representado um esquema genérico para o conversor estudado neste trabalho. Uma representação mais detalhada de cada componente do gerador e estruturas auxiliares serão abordadas neste trabalho. O conversor representado na Figura 1.9 engloba duas partes, a primeira parte que é fixa, é denominada por estator, e a outra parte que é móvel, é denominada por *translator*. O estator serve como estrutura base onde são fixadas todos os componentes auxiliares, tais como as bobinas, os guias, etc. O *translator* é onde são colocados os magnetos responsáveis pela criação do campo magnético de excitação presente no conversor bem como sistemas apropriados que permitem a movimentação do mesmo ao longo do estator.

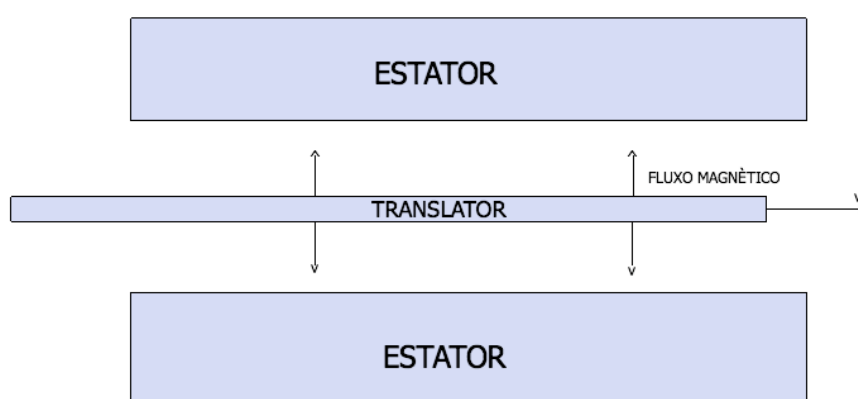


Figura 1.9 – Representação figurativa do conversor

1.4 Objectivos do Trabalho

Esta dissertação tem como objectivos a modelização e a construção de um protótipo de um gerador linear polifásico (usado em sistemas oscilantes) para o aproveitamento da energia das ondas. O conversor polifásico tem como partes constituintes o gerador linear e todas as estruturas auxiliares que permitem o seu accionamento e suporte. Em soluções usando corpos oscilantes, como por exemplo o AWS, AquaBuoy ou Wave Dragon, criam-se movimentos relativos de translação entre duas estruturas às quais ficam associados os dois corpos principais do gerador linear, o estator e o *translator*. Na solução do gerador que é objecto de estudo neste trabalho, cria-se um campo magnético de excitação no translator que origina forças electromotrizes (f.e.m.) nas bobinas colocadas no estator em resultado do movimento relativo de translação. Neste trabalho dá-se sequência aos trabalhos anteriores, aproveitando resultados e procurando melhorar aspectos relacionados ao modelo teórico do gerador, com maior incidência na construção do protótipo polifásico do mesmo. Consequentemente e como ponto de partida considerou-se o modelo de um gerador trifásico linear com magnetos permanentes, que estabelecem a distribuição do campo de excitação, com uma bobina de espiras concentradas em cada fase do estator. A construção foi realizada por etapas durante alguns meses. Durante a evolução do trabalho procurou-se otimizar os recursos disponíveis, incorporando o maior número possível de materiais existentes no laboratório. É de salientar ainda que, uma vez que o gerador funciona em regimes baixos de frequências, para a maximização da potência eléctrica fornecida pelo mesmo, optou-se pela construção de um sistema polifásico, de formas a tirar partido do número de pólos magnéticos (maior número de pólos possíveis) do mesmo, permitindo assim a maximização do valor da potência eléctrica fornecida pelo gerador.

1.5 Organização do Trabalho

Esta tese encontra-se estruturada de modo a descrever o conversor desde o estudo preliminar, através de um modelo teórico de demonstração, até à construção de um gerador polifásico. Este trabalho assenta-se num planeamento teórico com o objectivo de prever com antecedência o comportamento do conversor, seguido por ensaios experimentais que justificam os resultados obtidos em teoria. Foram abordados uma variedade de aspectos distribuídos por diferentes capítulos. Uma breve descrição de cada um deles poderá ser útil para a compreensão dos mesmos aquando da sua leitura. No capítulo 1 identificam-se os fundamentos que estão na base do desenvolvimento de mecanismos de transformação da energia das ondas e alguns tipos de mecanismos actualmente existentes. O capítulo 2 aborda o princípio de funcionamento de um conversor elementar com extensão do estudo para um conversor monofásico. No capítulo 3 faz-se a modelização do conversor polifásico. No capítulo 4 descreve-se o funcionamento do conversor em regime permanente. No capítulo 5 descreve-se o processo de construção do conversor e no capítulo 6 apresentam-se os resultados dos ensaios realizados. Finalmente no capítulo 7, faz-se uma breve conclusão do trabalho e também são apresentadas algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2 - Princípio de Funcionamento

2.1 Conversor Elementar

O conversor elementar, circuito magnético com entreferro de ar representado na Figura 2.1, descreve de modo genérico o princípio de funcionamento do conversor desenvolvido neste trabalho.

Neste circuito o fluxo produzido pela excitação magnética, neste caso representada por um magneto permanente (estrutura móvel), é canalizado através de um material ferromagnético (estrutura fixa). O Objectivo é analisar o comportamento das grandezas electromagnéticas tais como, a força electromotriz induzida nos enrolamentos e a força que se exerce sobre a peça móvel, que são grandezas com interesse para este estudo, em função do movimento da excitação ao longo da peça polar. De modo simples pode dizer-se que o modelo é basicamente constituído por um troço fixo de material ferromagnético de elevada permeabilidade ($\mu \rightarrow \infty$), isto é, baixa relutância magnética

($\mathfrak{R} \rightarrow 0$), no qual um magneto (excitação) pode deslocar-se segundo uma direcção perpendicular ao vector normal da área da peça polar. A estrutura fixa é constituído por um conjunto de lâminas de ferro silicioso em forma de C agrupadas de modo a formar um núcleo que mede d em profundidade. Numa das peças polares (saliências do núcleo) encontra-se fixada uma bobina com N espiras. Neste esquema simples, considera-se que o magneto utilizado tem a forma cúbica com d unidades de comprimento em cada lado, que interage apenas com a peça polar. Por questões analíticas, é apropriado definir-se uma curva unívoca que caracteriza a relação entre o campo B e o campo H , desprezando-se assim as características histerésicas do material aproximando-se a curva B - H (curva de magnetização) a uma recta no segundo quadrante definida pelos valores máximos de B e de H nas extremidades dos laços de histerese. A equação (2.1) descreve esse comportamento.

$$B = \mu_m H_m + B_r \tag{2.1}$$

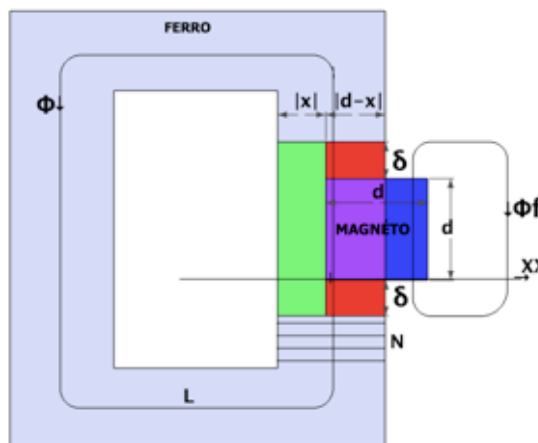


Figura 2.1 – Esquema representativo

Os entreferros δ 's constituem o meio de separação entre o magneto e a peça polar, permitindo assim a deslocação do magneto ao longo do eixo dos XX . Visto que a área de secção transversal do entreferro é superior ao seu comprimento, considera-se uniforme o campo magnético nessa região e que as linhas de campo são paralelas ao vector normal à área de secção transversal das peças polares. Devido a alta permeabilidade do material constituinte do núcleo, as linhas de força do campo magnético **B** provenientes do magneto são todas canalizadas para a peça polar. Deste facto resulta que as linhas de força de **B** por fora do entreferro são praticamente nulas, ou seja, numa primeira aproximação as fugas por dispersão não são consideradas. Divide-se o circuito magnético em troços homogéneos de secção uniforme, em que cada troço funciona como um tubo de fluxo de indução magnética caracterizado geometricamente pelo valor da secção e pelo comprimento do troço. Cada troço do material é caracterizado pela relação entre o campo **B** e o campo **H** que admite-se linear (equação 2.1).

2.2 Circuito Magnético

O conhecimento da distribuição do campo magnético é fundamental para a análise do circuito magnético. A representação visual do campo magnético é realizada através das linhas do campo magnético, também conhecidas por linhas do fluxo magnético. Estas são linhas fechadas e saem de um pólo norte e entram num pólo sul, atravessando o núcleo de ferro. A direcção do vector campo magnético em qualquer ponto é sempre tangente às linhas de campo, o sentido do vector é sempre o mesmo das linhas de campo. A circulação do campo **H** ao longo do caminho fechado **L**, dividido em n troços com secção transversal e permeabilidade homogénea é igual a corrente que circula nos enrolamentos colocados na peça polar. O caminho **L** é escolhido de tal forma que uma linha de fluxo que sai pelo pólo norte do magneto chega ao seu pólo sul, percorrendo todo o circuito. Tendo em conta as condições referidas anteriormente é possível obter as equações que permitem descrever o circuito magnético representado na figura 2.1. De acordo à lei de Ampère sabe-se que,

$$\oint_l H \cdot dl = i = \iint_A J \cdot dA \quad (2.2)$$

Levando em consideração as simplificações introduzidas para o circuito em análise, determina-se a circulação do campo **H** ao longo do caminho **L**, conforme mostra a equação (2.3) abaixo apresentada.

$$H_o 2\delta + H_m d + H_{fe} l_{fe} = Ni \quad (2.3)$$

Tendo o ferro uma permeabilidade magnética infinita, e consequentemente sendo nula a intensidade do campo magnético no interior do mesmo ($H_{fe} = 0$), a energia do sistema será armazenada no

entreferro e no interior do magneto, e como tal, far-se-á a seguir a caracterização e simplificação do entreferro recorrendo ao teorema de Thevenin.

O entreferro é caracterizado por 3 regiões distintas, como é mostrado na Figura 2.2. Estas regiões são constituídas por diferentes materiais, cada um apresenta uma diferente capacidade de concentrar o campo nesse troço. Cada troço pode ser caracterizado pela permeabilidade do material que o compõe, pelo seu comprimento e área da secção. Para o comprimento de cada troço considera-se o comprimento da linha média e no cálculo das secções das superfícies de separação entre o ferro e o entreferro, considera-se que têm o mesmo valor. Deste modo é possível atribuir a cada troço uma relutância magnética. Esta relutância mede a oposição ao estabelecimento das linhas de campo magnético, ou seja mede a capacidade de concentrar o campo nesse troço. Face à alta permeabilidade dos elementos magnéticos, admite-se que estes proporcionam uma grande concentração das linhas do campo magnético, não oferecendo oposição à passagem do fluxo apresentando uma relutância que se assume nula.

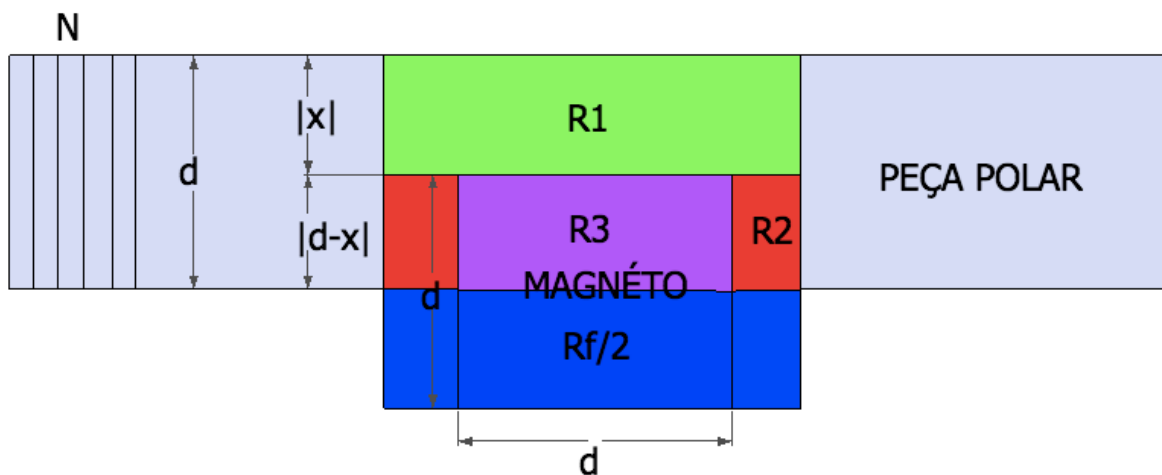


Figura 2.2 - Caracterização das zonas do entreferro

De acordo com a área, comprimento e o tipo de meio de cada zona do entreferro, determina-se a relutância de cada uma das zonas, conforme apresentado em na equação (2.4).

$$R_1 = \frac{d + 2\delta}{\mu_o |x| d} \quad R_2 = \frac{2\delta}{\mu_o (d - |x|) d} \quad R_3 = \frac{d}{\mu_m (d - |x|) d} \quad (2.4)$$

Uma vez definidas as relutâncias correspondentes a cada uma das zonas ou troços do entreferro, determina-se então, a relutância e a força magnetomotriz equivalentes do mesmo com a aplicação directa do teorema de Thevenin ao circuito magnético equivalente do entreferro representado na Figura 2.3.

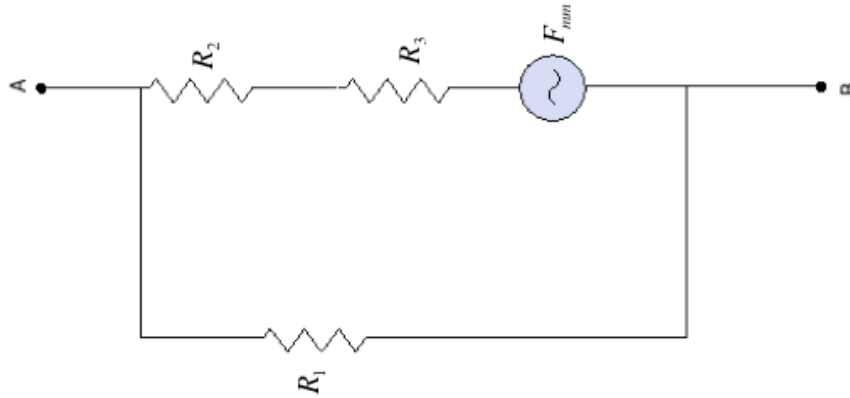


Figura 2.3 - Circuito magnético do entreferro

Aplicando o teorema de Thevenin aos terminais A-B obtém--se que,

$$R_{AB} = \frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{(d + 2\delta)(2\delta\mu_o + d\mu_m)}{d^2\mu_o\mu_m(d + 2\delta) + 2\delta|\mu_o - \mu_m|} \quad (2.5)$$

Para o caso em que $\mu_m \approx \mu_o$ a relutância equivalente (equação (2.5)) é constante, ou seja não depende da posição do magneto, conforme mostra a equação (2.6).

$$R_{AB} = \frac{d + 2\delta}{\mu_o d^2} \quad (2.6)$$

Na figura 2.4 com recurso à equação (2.5) traça-se o andamento da relutância equivalente do entreferro, com e sem aproximação da permeabilidade magnética. Como se pode notar, na zona do entreferro a relutância equivalente sem aproximação da permeabilidade magnética varia muito pouco comparativamente à curva aproximada, por isto é aceitável, se para efeito de cálculos considerar-se a relutância equivalente aproximada.

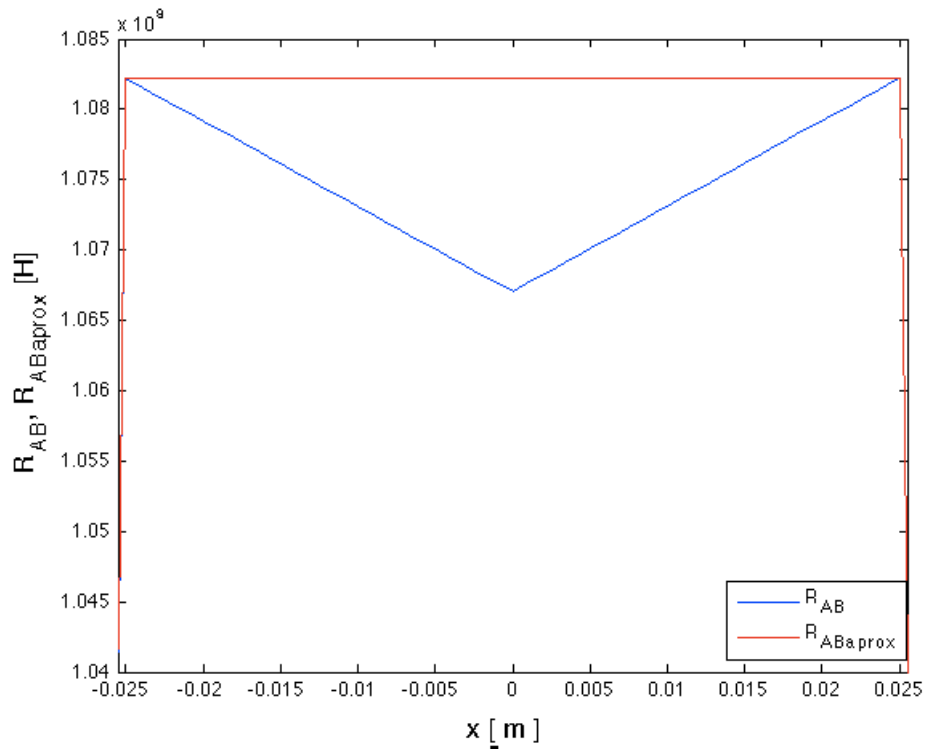


Figura 2.4 - Evolução da Relutância equivalente do entreferro em função da posição

A força magnetomotriz será dada por ,

$$F_{mmAB} = Fmm \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} = Fmm \cdot S(x) \quad (2.6)$$

onde,

$$S(x) = 1 - \frac{|x|}{d} \quad (2.7)$$

A função $S(x)$, é um factor indicativo do alinhamento entre o magneto e a peça polar.

O magneto pode ser representado por uma bobina equivalente que é percorrida por uma corrente cujo o valor produz a mesma força magnetomotriz que produziria o magneto. A força magnetomotriz será dada por,

$$Fmm = N_{eq} I_m = \frac{B_r}{\mu_m} d \quad (2.8)$$

Considerando $N_{eq} = 1$ vem,

$$F_{mm} = I_m = \frac{B_r}{\mu_m} d$$

(2.9)

Para a contabilização do efeito das fugas, acrescenta-se à Figura 2.3 uma relutância de dispersão em paralelo com o resto das relutâncias, alterando o circuito para,

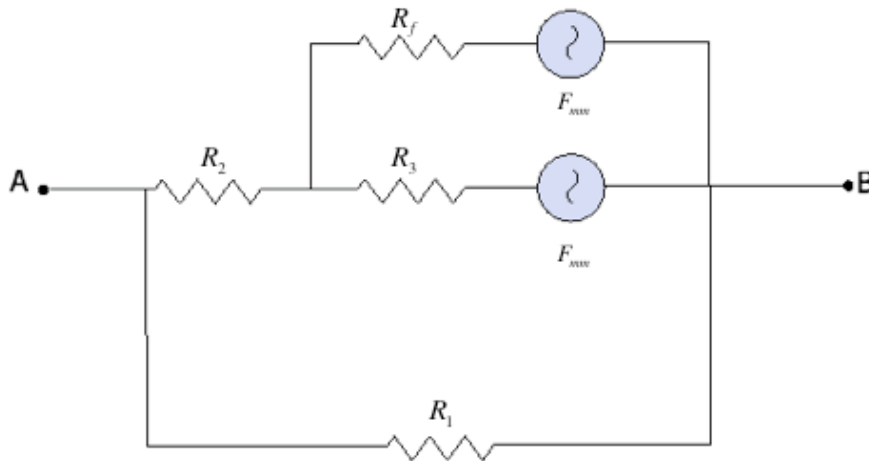


Figura 2.5 - Circuito magnético equivalente do entreferro com relutância de fugas em paralelo

Com a inclusão da relutância de dispersão que é dada pela equação,

$$R_f = \frac{2(d + 2\delta)}{\mu_o |x| d} = 2R_1$$

(2.10)

A relutância equivalente de Thevenin vista a partir dos terminais A-B será dada por,

$$R_{AB} = \frac{\left(\frac{R_f R_3}{R_f + R_3} + R_2 \right) R_1}{\frac{R_f R_3}{R_f + R_3} + R_2 + R_1} = \frac{2(d + 2\delta)[(d + \delta)|x| - d(d + 2\delta)]}{\mu_o d^2 [x^2 + (d + 2\delta)|x| - 2d(d + 2\delta)]}$$

(2.11)

2.3 Força Electromotriz

Sendo a f.e.m dependente do fluxo ligado, antes do cálculo da mesma, primeiro procede-se ao cálculo do fluxo ligado das espiras a volta da peça polar. O fluxo ligado resulta da contabilização do fluxo em cada espira, ou seja, corresponde a soma dos fluxos em cada espira, que é equivalente a multiplicar o fluxo de uma única espira pelo número total de espiras N . Desta forma o fluxo magnético será dado por,

$$\phi = \frac{Ni + F_{mmAB}}{R_{AB}} \quad (2.12)$$

e sabendo que,

$$\psi = N\phi \quad (2.13)$$

O fluxo ligado será dado por,

$$\psi = \frac{N^2}{R_{AB}}i + \frac{N}{R_{AB}}F_{mmAB} = \frac{N^2}{R_{AB}}i + \frac{N}{R_{AB}}S(x)I_m \quad (2.14)$$

É possível observar a evolução do fluxo na Figura 2.6. Nota-se claramente que o fluxo cresce linearmente até ao valor máximo à medida que o magneto aproxima-se da peça polar e diminui na mesma proporção com o afastamento do mesmo em relação a peça polar.

Sabendo que a força electromotriz resulta da variação do fluxo, ou seja,

$$u_o = \frac{d\psi}{dt} \quad (2.15)$$

tendo em conta o resultado obtido em (2.14), fazendo algumas manipulações matemáticas obtém-se que,

$$u_o = -\frac{N}{R_{AB}} \frac{I_m}{d} v \cdot \text{sign}(x) \quad (2.16)$$

Na Figura 2.6 observa-se o andamento da força electromotriz em função da posição do magneto relativamente à peça polar, sendo que esta toma um valor positivo com o aproximação do magneto e outro negativo com o afastamento do mesmo relativamente à peça polar.

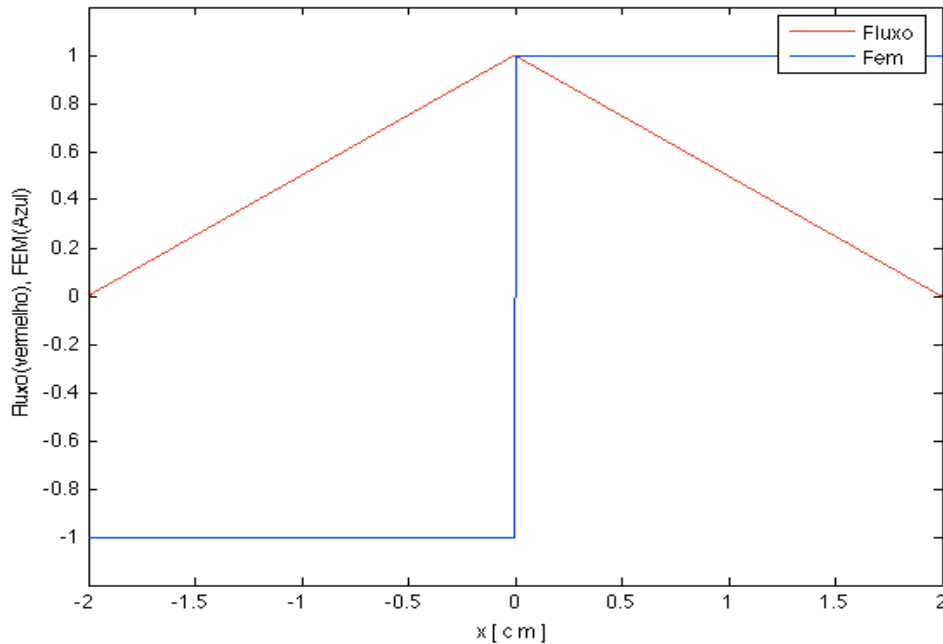


Figura 2.6 – Evolução do Fluxo magnético e Força electromotriz

2.4 Força de Origem Electromagnética

O cálculo da força será feito recorrendo ao método da coenergia. A coenergia é uma função de estado da corrente eléctrica e do fluxo ligado, é apenas um artifício matemático que permite exprimir a força directamente como função da corrente. Substituindo o magneto pelo seu modelo equivalente, obtém-se um sistema linear multi-excitado de correntes, e como tal, a coenergia magnética será dada pela seguinte expressão,

$$W_m^c = \frac{L}{2} i^2 + M(x) \cdot i \cdot I_m + \frac{L_m(x)}{2} I_m^2 \quad (2.17)$$

Onde, $L = \frac{N^2}{R_{AB}}$ é a indutância própria da bobina situada na peça polar e $M(x) = \frac{N}{R_{AB}} S(x)$ é

indutância mútua entre a bobina da peça polar e a bobina equivalente do magneto. O coeficiente $L_m(x)$, é a indutância própria da bobina equivalente do magneto, que é dado por,

$$L_m(x) = \frac{\psi}{I_m} \Big|_{i=0} + \frac{\psi_f}{I_m} = \frac{1}{R_{AB}} S(x) + \frac{\psi_f}{I_m} \quad (2.18)$$

Desprezando as fugas (serão adicionadas no modelo polifásico) a equação (2.18) simplifica-se em,

$$L_m(x) = \frac{1}{R_{AB}} S(x) \quad (2.19)$$

Na Figura 2.7 observa-se a evolução da coenergia magnética em função da posição do magneto no caso em que $i = 0$. Como é evidente, esta varia linearmente com o posição do magneto, cresce com o alinhamento entre o magneto e a peça polar, atingindo o seu valor máximo no caso de sobreposição total entre os dois. Por outro lado como seria de esperar, a coenergia magnética diminui com o afastamento relativo entre o magneto e a peça polar.

A força magnética que actua sobre o magneto devido ao seu deslocamento relativamente à peça polar é apresentada na equação (2.20). Essa equação é absolutamente genérica para o sistema em estudo, ou seja, a força total que actua sobre o magneto depende da corrente que circula na bobina e da corrente de magnetização bem como da variação dos coeficientes de indução com a posição do magneto relativamente à peça polar.

$$F_m = \frac{\partial W_m^c}{\partial x} = \frac{\partial M(x)}{\partial x} \cdot i \cdot I_m + \frac{\partial L_m(x)}{2\partial x} I_m^2 \quad (2.20)$$

A partir da equação (2.20), verifica-se que uma parcela da força é responsável pela conversão de energia, isto é, o sistema passa a funcionar como conversor, desde que haja comutação da corrente em função da posição do magneto, e a outra originada pelo campo de excitação é parasita, não realiza trabalho útil, que existe mesmo sem circular corrente na bobina. Esta força, é a força parasita. Na Figura 2.5 observa-se a evolução da força magnética em função da posição do magneto no caso em que $i = 0$.

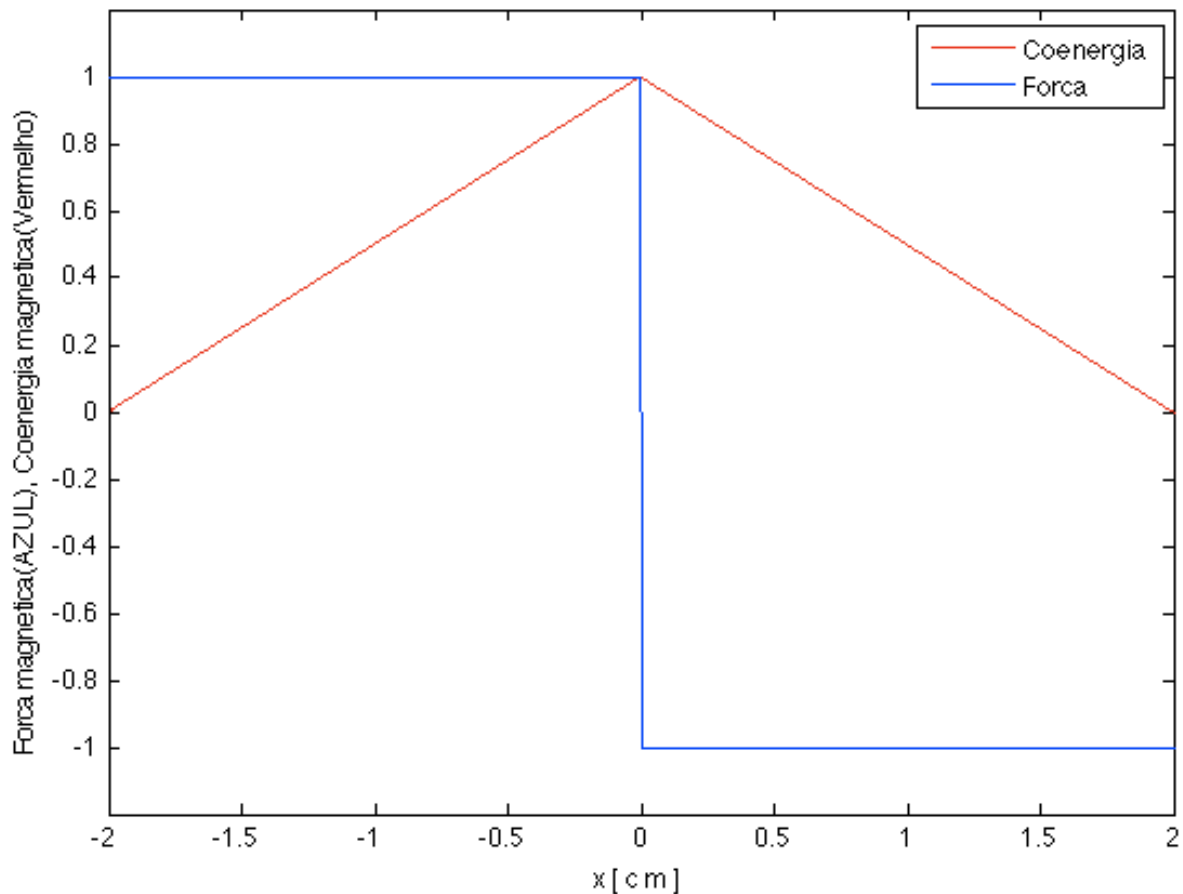


Figura 2.7 – Evolução Força de origem electromagnética e coenergia magnética

É possível observar que existe um ponto de equilíbrio quando existe um alinhamento total entre o magneto e o estator. Quando não existe sobreposição a força é nula, mas quando existe sobreposição parcial o magneto sobre o magneto actua uma força no sentido de o conduzir à condição de alinhamento total. O sentido desta força pode ser a favor do movimento do magneto (força positiva) ou contrário ao movimento do mesmo (força negativa).

2.5 Conversor Monofásico

Uma vez que a máquina real possui mais do que um magneto, então seria apropriado criar um modelo que se aproximasse mais à realidade com a inclusão de mais magnetos. Por isto é de real interesse o estudo do comportamento do esquema representativo para o caso em que existem vários magnetos. Na Figura 2.8 é mostrado o esquema representativo, mas neste caso, em vez de um só magneto, existe uma fiada de magnetos.

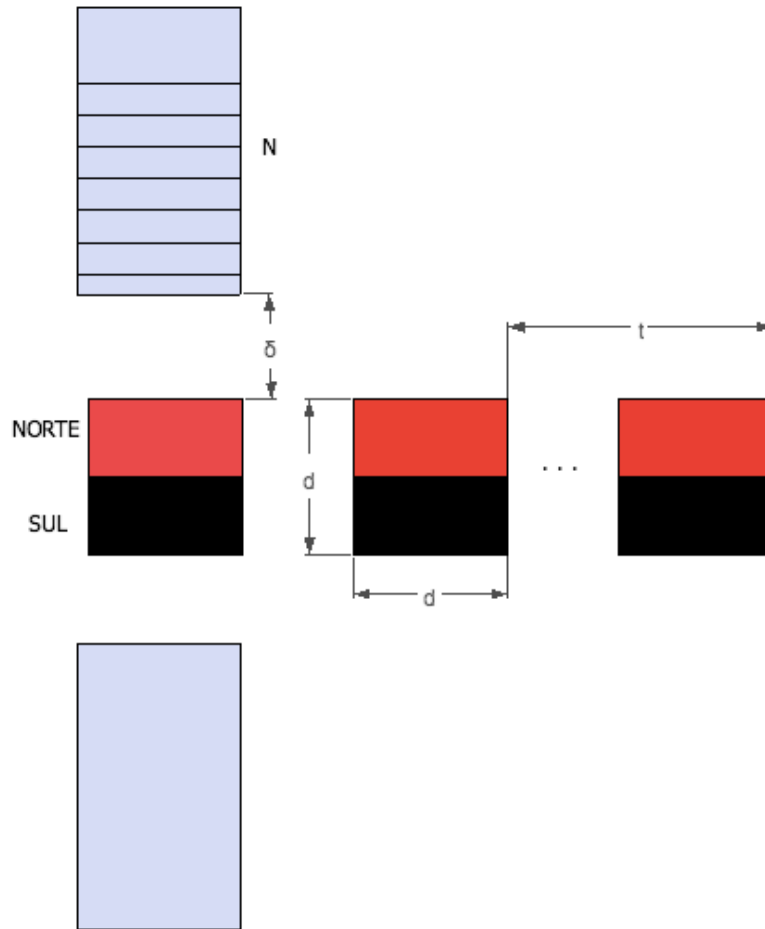


Figura 2.8 - Esquema representativo com fiada de magnetos

Para o uso de mais de um magneto surge a necessidade de se definir a distância entre os mesmos, ou seja, é crucial que se determine a distância entre os centros dos magnetos com polaridade opostas, ou simplesmente o passo polar. O passo polar tem que ser tal que não haja interrupções significativas do fluxo magnético na peça polar e, ao mesmo tempo, é necessário garantir que a peça polar veja apenas um pólo magnético (norte ou sul) durante o intervalo de tempo em que cada magneto passa por ela. Para garantir estas duas condições, os magnetos não podem estar nem muito próximos nem muito afastados uns dos outros. Assume-se que os magnetos são cubos puros de lado d , se os centros dos magnetos estiverem afastados de um valor inferior a $2d$, então o que pode acontecer é que a peça polar, durante um determinado intervalo de tempo (dependente da velocidade dos magnetos), observará campos de polaridade opostas, o que origina também fluxos em sentidos opostos, cuja soma (soma escalar) minimiza o fluxo total na peça polar. Por outro lado, se os centros dos magnetos estiverem a uma distância maior do que $2d$, acontecerá que, depois de o magneto mais adiantado ter passado completamente pela peça polar, levará algum tempo até que a peça polar veja o magneto seguinte, o que faz com haja uma ligeira interrupção do fluxo magnético na mesma. Por conseguinte, para evitar ambas as situações acima descritas, opta-se por um passo polar com um valor de $2d$, desta forma não há interrupção do fluxo, porque no instante em que um magneto estiver a sair da região da peça polar estará outro a entrar, vendo a peça polar um único

polo em cada intervalo de tempo de passagem de um magneto. É óbvio que o cenário acima exposto é válido, considerando que as linhas de campo magnético são perpendiculares à área de secção transversal da peça polar e que não existe dispersão. Nas Figuras abaixo apresentadas, consegue-se observar a distribuição do potencial vector (o campo magnético é igual ao rotacional do potencial vector) do campo magnético ao longo da peça polar. Simulou-se usando o COMSOL (programa de elementos finitos) assumindo um valor de $d=2.5$ cm (dimensão dos magnetos usados na prática). A primeira simulação foi feita para o passo polar que corresponde a $2d$, ou seja, 5 cm, a segunda foi para 3 cm, distância inferior ao passo polar, e a última para 7 cm, distância superior ao passo polar.

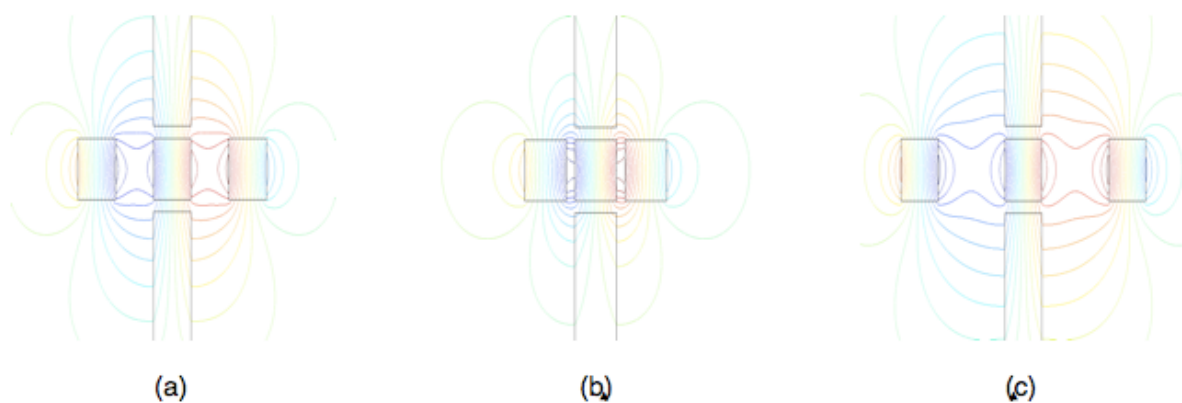


Figura 2.9 - Distribuição do potencial vector para um passo polar de 5 cm (a), 3 cm (b) e 7 cm (c)

Como se pode observar, para um passo polar inferior a 5 cm, o campo tende a fechar-se pelos próprios magnetos, diminuindo significativamente o número de linhas que atravessam a peça polar. O mesmo já não sucede para um passo polar de 5 cm ou superior, nestes casos o número de linhas do campo magnético que atravessam a peça polar são bem maiores que no caso anterior.

2.6 Polaridade e Sobreposição

Um efeito importante a ter em conta é o da polaridade espacial, ou seja, a polaridade dos magnetos, vista pela peça polar, altera-se em cada passo polar percorrido. Este efeito é contabilizado recorrendo a uma função $P(x)$ designada por função polar que inverte a polaridade na troca de pólos dos magnetos aquando da passagem destes pela peça polar (negativo se for de Norte para Sul e positivo no caso contrário). A contabilização dos dois efeitos resulta do produto entre a função de sobreposição $S(x)$ descrita na equação (2.7) e da função de polaridade $P(x)$ acima descrita. A figura 2.10 mostra o andamento espacial da função de polaridade, da função de sobreposição bem como o produto entre ambas que resulta numa função $F(x) = P(x) \cdot S(x)$, onde $F(x)$ é uma função que

representa o efeito da polaridade e da sobreposição dos magnetos em relação à peça polar. A evolução de $F(x)$ é apresentada na Figura 2.10.

$$F(x) = \text{tri}\left(\frac{x}{d}\right)$$

(2.21)

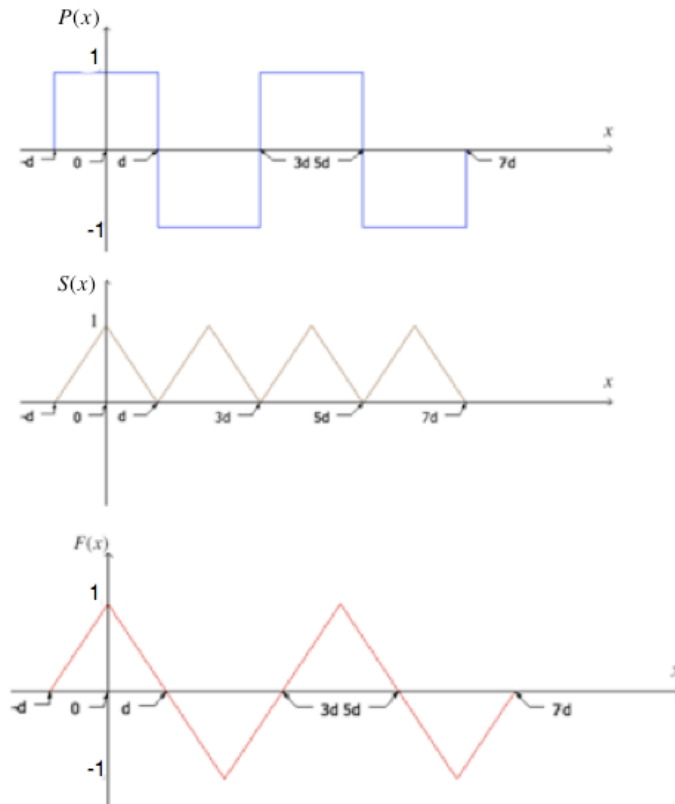


Figura 2.10 - Evolução da função $F(x)$ como resultado da multiplicação entre $P(x)$ e $S(x)$

Uma vez que na prática as transições de um valor mínimo para um dado valor máximo processa-se de modo relativamente lento, ou seja, as transições não são instantâneas, considera-se aceitável a aproximação de $F(x)$ à uma função sinusoidal como mostra a Figura 2.11.

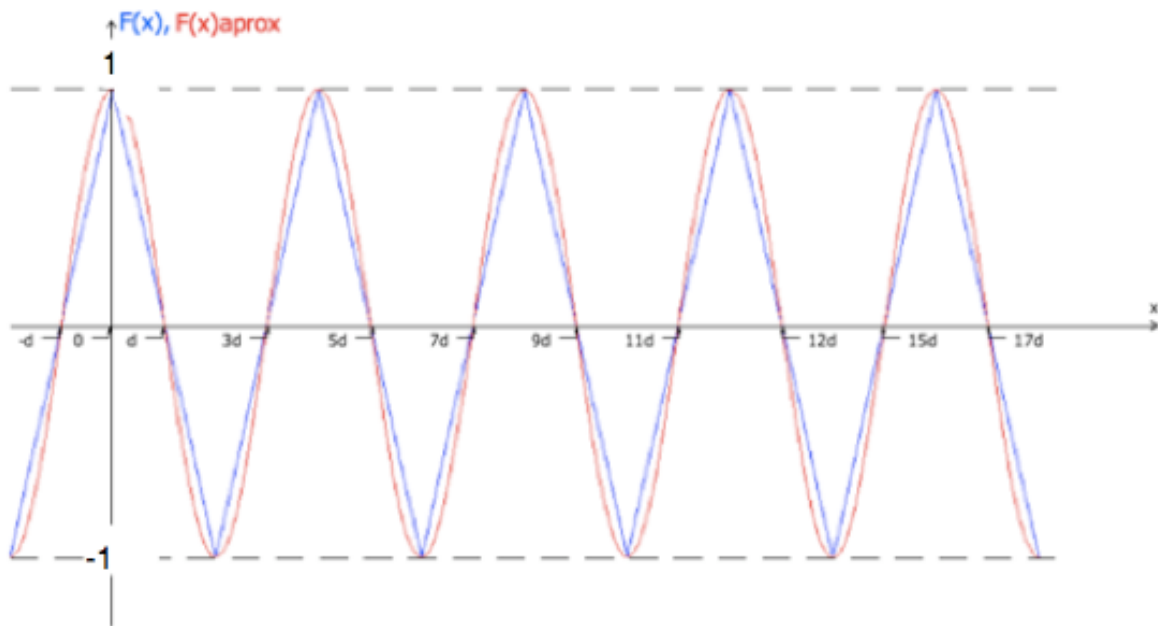


Figura 2.11 - Aproximação sinusoidal de $F(x)$

A partir da da Figura 2.11 obtém-se,

$$F(x)_{\text{aprox}} = \cos\left(\frac{\pi}{2d}x\right)$$

(2.22)

Visto que cada magneto é representado por uma bobina equivalente percorrida por uma corrente que dá origem a uma força magnetomotriz equivalente à aquela que seria originada pelo magneto, então, para uma fiada de magnetos, ter-se-á uma bobina equivalente que é basicamente a ligação em série das várias bobinas equivalentes de cada magneto, ligadas de modo a manter alternada a polaridade do campo magnético. A figura 2.12 mostra de forma elucidativa o pressuposto acima apresentado.

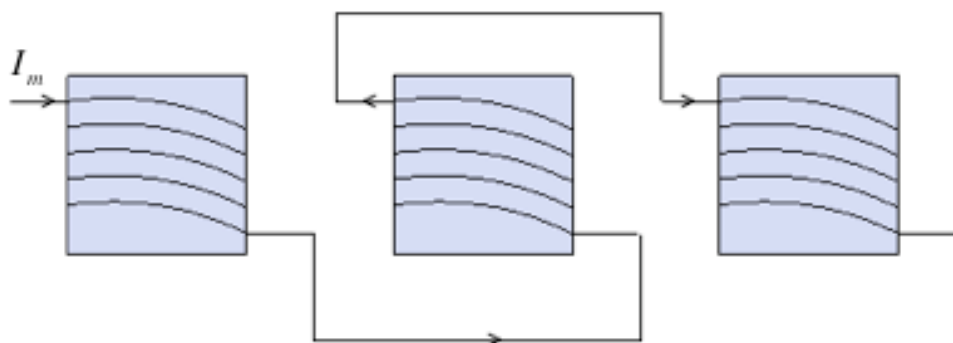


Figura 2.12 - Bobina equivalente da fiada de magnetos

Para este caso, utilizando vários magnetos, as equações apresentadas para o esquema com um magneto continuam a ser válidas com a correcção apenas do factor de sobreposição, que neste caso leva em conta não só o efeito de sobreposição como também leva em conta o efeito de polaridade.

A força magnetomotriz equivalente neste caso será dada por,

$$F_{mmAB} = F_{mm} \cdot F(x) \quad (2.23)$$

O valor dos coeficientes de indução serão dados por,

$$L = \frac{N^2}{R_{AB}}, \quad M(x) = \frac{N}{R_{AB}} F(x) \quad \text{e} \quad L_m(x) = \frac{1}{R_{AB}} F(x) \quad (2.24)$$

Aproveitando o resultado da equação (2.24) calcula - se o fluxo ligado, que será dado por,

$$\psi = Li + M(x)I_m \quad (2.25)$$

A força electromotriz em vazio pode ser facilmente calculada, uma vez que é a derivada do fluxo em função do tempo, será dada por,

$$u_o = \frac{d\psi}{dt} = \frac{dM(x)}{dx} \left(\frac{B_r}{\mu_m} d \right) v \quad (2.26)$$

A partir da figura 2.13 observa-se que a força electromotriz tem um andamento rectangular, o que é expectável, porque neste caso, existe a contribuição de mais de um magneto, ou seja, vários magnetos atravessam a peça polar alternadamente em termos da sua polaridade.

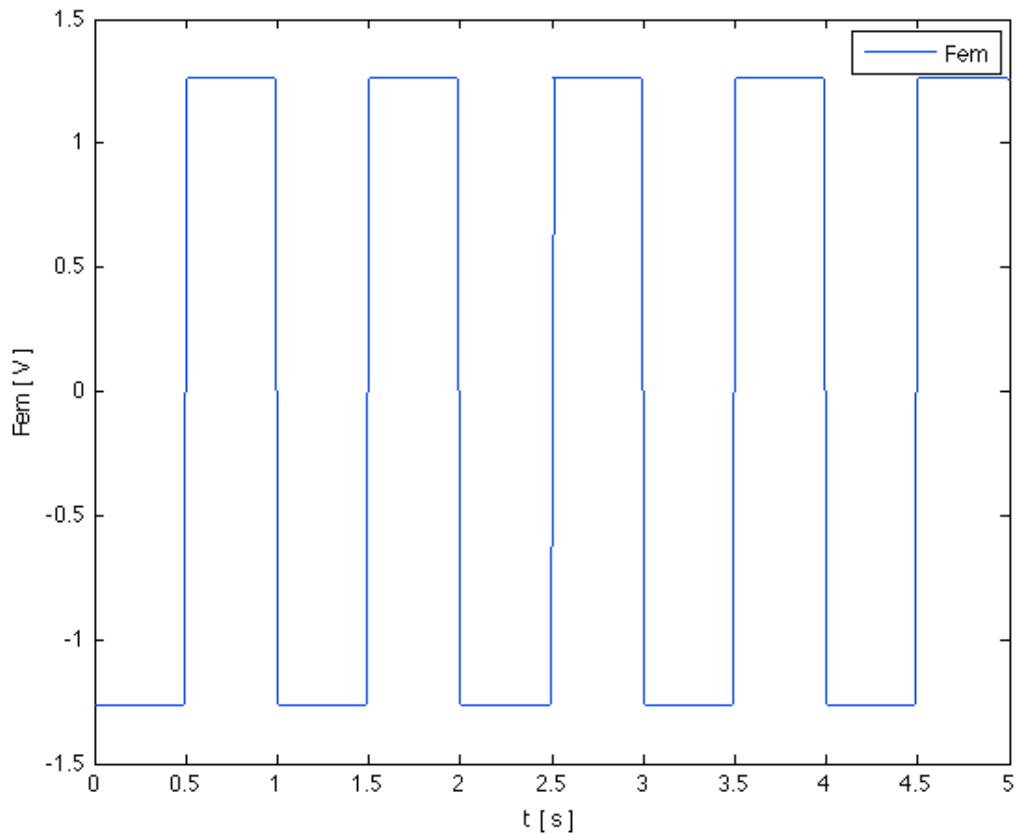


Figura 2.13 - Evolução da força electromotriz

Para o cálculo da força de origem electromagnética, recorre-se mais uma vez ao cálculo da coenergia, que será dada por,

$$W_m^c = \frac{L}{2} i^2 + M(x) \cdot i \cdot I_m + \frac{L_m(x)}{2} I_m^2 \quad (2.27)$$

Uma vez determinada a coenergia magnética, determina-se imediatamente a força de origem electromagnética, que será dada por,

$$F_m = \frac{\partial W_m^c}{\partial x} = \frac{N}{R_{AB}} \frac{\partial F(x)}{\partial x} \cdot i \cdot I_m + \frac{1}{2R_{AB}} \frac{\partial F(x)}{\partial x} I_m^2 \quad (2.28)$$

Para o caso em que $i = 0$,

$$F_m = \frac{1}{2R_{AB}} \frac{\partial F(x)}{\partial x} I_m^2 \quad (2.29)$$

A força de origem electromagnética como se vê na figura 2.14 tem uma evolução do tipo pulsatório, alterando o seu sinal em função da polaridade dos magnetos. Uma vez que não existe corrente na bobina, a força produzida pelos magnetos não é útil, isto é, são forças parasitas que tendem a alinhar os magnetos com a peça polar.

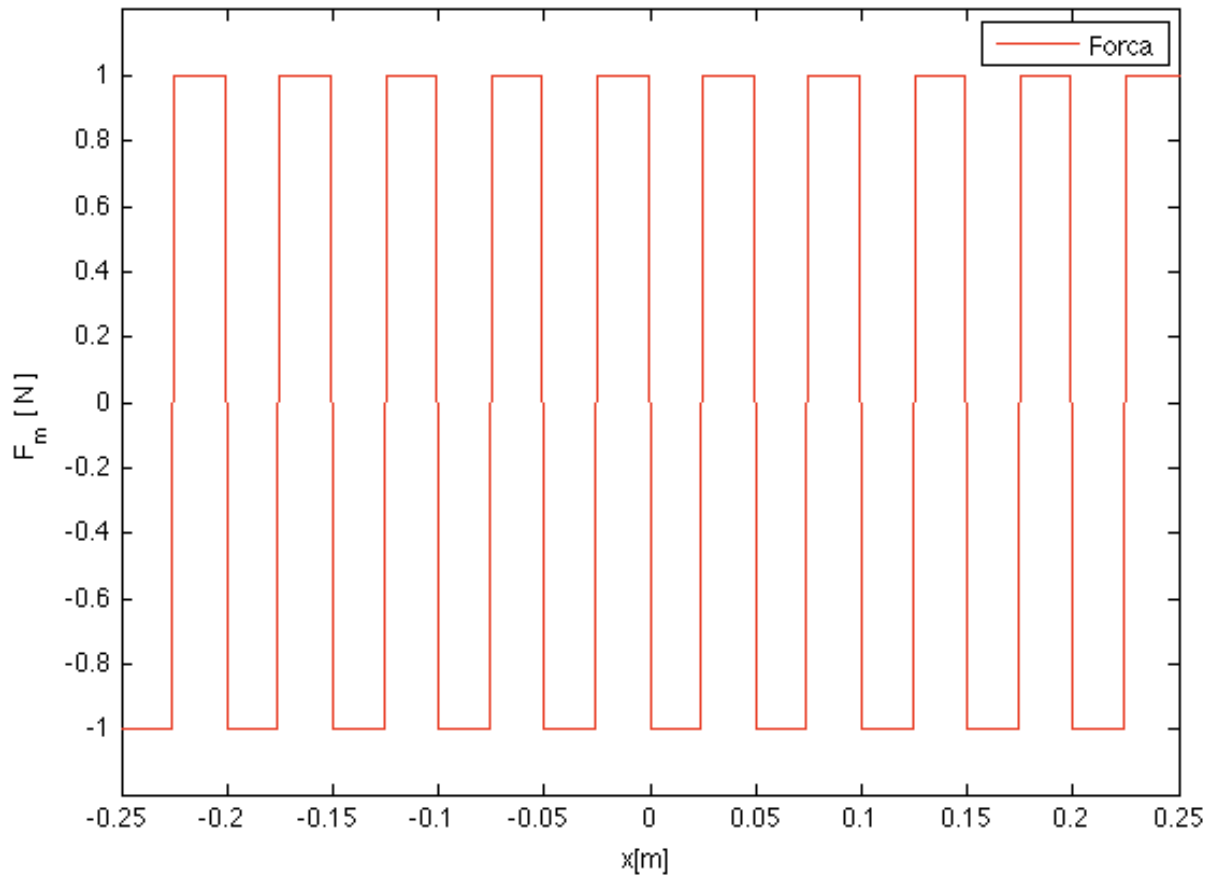


Figura 2.14 - Evolução da força de origem electromagnética

Até agora estudou-se o comportamento do conversor elementar e depois fez-se uma extensão do mesmo para o caso monofásico com o aumento do número de magnetos, com isto, reuniram-se as condições todas para o passo principal, objectivo do estudo teórico, que é a modelização de um conversor polifásico. No próximo capítulo far-se-á um estudo detalhado do conversor polifásico .

Capítulo 3 - Gerador Polifásico

Até agora estudaram-se casos introdutórios que servem de base para a concepção de um modelo teórico que se aproxime em termos de resultados (principalmente qualitativos) ao conversor real, por isto, neste capítulo far-se-á uma extensão daquilo que até agora vem-se fazendo, ou seja, em vez de uma única fiada de magnetos, utilizar-se-ão 3 fiadas, representando deste modo o gerador polifásico (com 3 fases) que é o objectivo, em termos de modelização teórica, deste trabalho como já referido anteriormente.

3.1 Descrição do Sistema

Na Figura 3.1 representa-se o modelo genérico do conversor, que é basicamente constituído por 2 estatores e 3 fiadas de magnetos no entreferro. Os estatores são feitos de material ferromagnético de elevada permeabilidade magnética de forma a reduzir a relutância do material e conseqüentemente maximizar o fluxo magnético através do mesmo. O entreferro é de ar, o que permite a livre movimentação das fiadas na respectiva região. Os magnetos encontram-se espaçados de d e dispostos, em cada fiada, alternadamente em função dos pólos. Por outro lado, as fiadas de magnetos encontram-se espacialmente desfasadas de $\theta_{esp} = \frac{4}{3}d$, o que corresponde a uma

desfasagem de 120° graus eléctricos entre cada uma das fases do conversor.

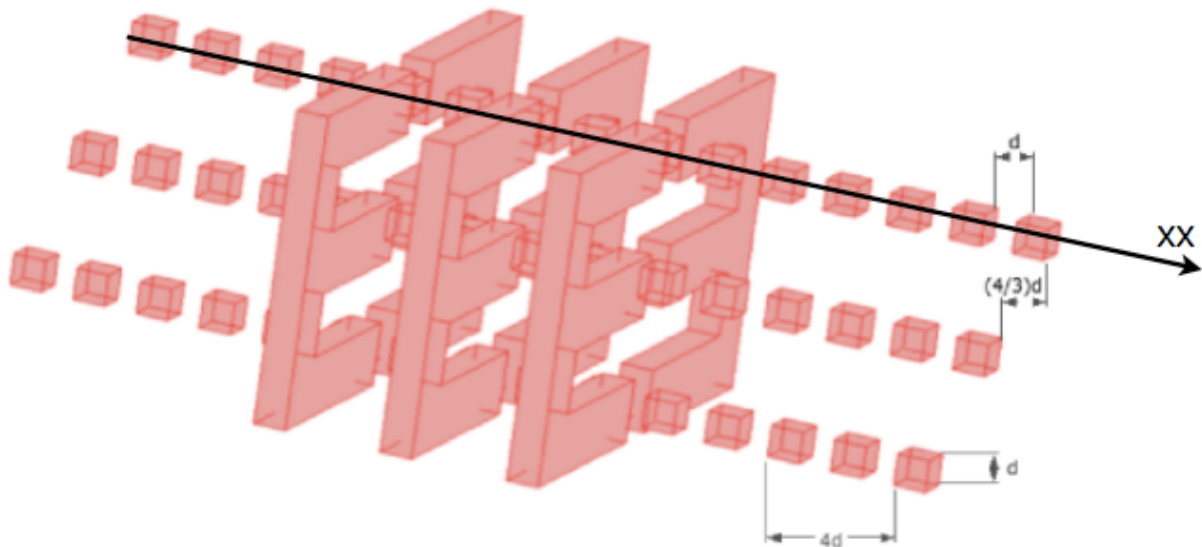


Figura 3.1 - Esquema genérico do conversor

3.2 Modelo de Parâmetros Concentrados

Com a determinação do passo polar, ficam criadas as bases para o desenvolvimento de um modelo polifásico, que no fundo reflecte mais, em termos qualitativos, o que realmente acontece na máquina real, e desta feita, optou-se pela criação de um modelo baseado em parâmetros concentrados. Um modelo de parâmetros concentrados consiste basicamente na caracterização do conversor através de parâmetros que reflectem a dissipação e o armazenamento de energia no mesmo. Por esta razão, para a caracterização do modelo, é crucial que se determine as indutâncias do mesmo, visto que uma vez determinados estes parâmetros, facilmente se obtêm as variáveis que representam o estado do conversor.

Na Figura 3.2 encontra-se representado o circuito magnético do modelo genérico do conversor. Neste circuito representa-se apenas as relutância equivalentes do entreferro, visto que desprezou-se a relutância do ferro devido ao facto deste possuir uma elevada permeabilidade magnética. Apresenta-se ainda duas fontes magnetomotrizes em cada ramo do circuito, a primeira é devido a presença de corrente nas bobinas, e a última é devido a força magnetomotriz originada pelos magnetos, que na verdade é representado por uma bobina equivalente, já acima descrito.

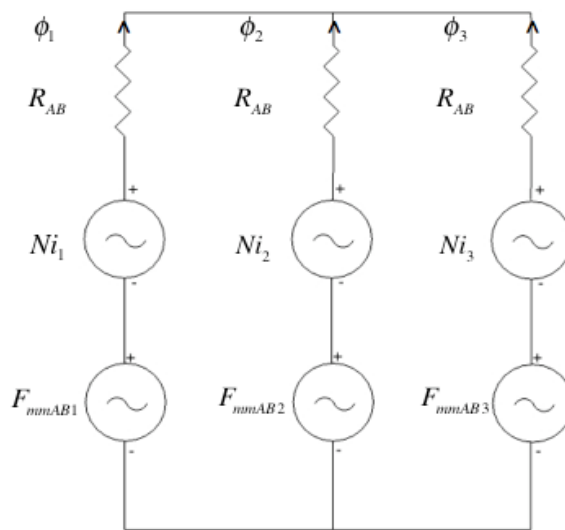


Figura 3.2 - Circuito magnético equivalente do estator

Resolvendo o circuito aplicando o método das malhas, obtém-se,

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{AB} & -R_{AB} & R_{AB} \\ R_{AB} & R_{AB} & R_{AB} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} (F_{mmAB1} + Ni_1) - (F_{mmAB2} + Ni_2) \\ (F_{mmAB2} + Ni_2) - (F_{mmAB3} + Ni_3) \\ 0 \end{bmatrix}$$

(3.1)

Como resultado da multiplicação das matrizes, obtém-se para os fluxos,

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3R_{AB}} \begin{bmatrix} 2Ni_1 - Ni_2 - Ni_3 + 2F_{mmAB1} - F_{mmAB2} - F_{mmAB3} \\ -Ni_1 + 2Ni_2 - Ni_3 - F_{mmAB1} + 2F_{mmAB2} - F_{mmAB3} \\ -Ni_1 - Ni_2 + 2Ni_3 - F_{mmAB1} - F_{mmAB2} + 2F_{mmAB3} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Onde, de acordo à equação (2.23),

$$F_{mmAB1} = F_{mm} \cdot F(x) \text{ , } F_{mmAB2} = F_{mm} \cdot F(x - \theta_{esp}) \text{ e } F_{mmAB3} = F_{mm} \cdot F(x - 2\theta_{esp}) \text{ .}$$

Sendo o fluxo ligado obtido com a multiplicação da equação (3.2) pelo número de espiras, ou seja,

$$\begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \psi_3 \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2N^2}{3R_{AB}} & -\frac{N^2}{3R_{AB}} & -\frac{N^2}{3R_{AB}} & \frac{2NF(x)}{3R_{AB}} & -\frac{NF(x - \theta_{esp})}{3R_{AB}} & -\frac{NF(x - 2\theta_{esp})}{3R_{AB}} \\ -\frac{N^2}{3R_{AB}} & \frac{2N^2}{3R_{AB}} & -\frac{N^2}{3R_{AB}} & \frac{NF(x)}{3R_{AB}} & \frac{2NF(x - \theta_{esp})}{3R_{AB}} & -\frac{NF(x - 2\theta_{esp})}{3R_{AB}} \\ -\frac{N^2}{3R_{AB}} & -\frac{N^2}{3R_{AB}} & \frac{2N^2}{3R_{AB}} & \frac{NF(x)}{3R_{AB}} & -\frac{NF(x - \theta_{esp})}{3R_{AB}} & \frac{2NF(x - 2\theta_{esp})}{3R_{AB}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ I_m \\ I_m \\ I_m \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

3.2.1 Coeficientes de Indução

A partir da equação (3.3), equação do fluxo ligado, pode-se facilmente tirar o valor das indutâncias entre as fases do estator e as fiadas de magnetos. Apresentando a equação (3.3) na forma,

$$\begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \psi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{1f1} & M_{1f2} & M_{1f3} \\ M_{21} & L'_{22} & M_{23} & M_{2f1} & M_{2f2} & M_{2f3} \\ M_{31} & M_{32} & L'_{33} & M_{3f1} & M_{3f2} & M_{3f3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ I_m \\ I_m \\ I_m \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

obtem-se facilmente os coeficientes de indução desejados, ou seja, coeficientes de indução entre as fases do estator (L_{ee}) com a adição suplementar da indutância de dispersão $L_{ii} = L'_{ii} + l$ que contabiliza as fugas na peça polar, bem como as indutâncias mútuas entre estas e as fiadas de magnetos (L_{ef}), assim,

$$L_{ee} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} \end{bmatrix}, \quad L_{ef} = \begin{bmatrix} M_{1f1} & M_{1f2} & M_{1f3} \\ M_{2f1} & M_{2f2} & M_{2f3} \\ M_{3f1} & M_{3f2} & M_{3f3} \end{bmatrix}$$

(3.5)

As Figuras 3.3 e 3.4 mostram a evolução dos coeficientes de indução da fase 1 do estator, em relação às fiadas f1, f2 e f3 em função da posição do *translator*. De acordo ao esperado, os coeficientes de indução mútua crescem à medida que o alinhamento entre a peça polar e os magnetos aumentam e decrescem na mesma proporção. É de realçar ainda que devido à geometria do circuito, os coeficiente de indução mútua entre a fase 1 e as fiadas f2 e f3, corresponde a metade do valor da indutância mútua entre a fase 1 e a fiada 1 com a nuance de estarem desfasadas umas das outras.

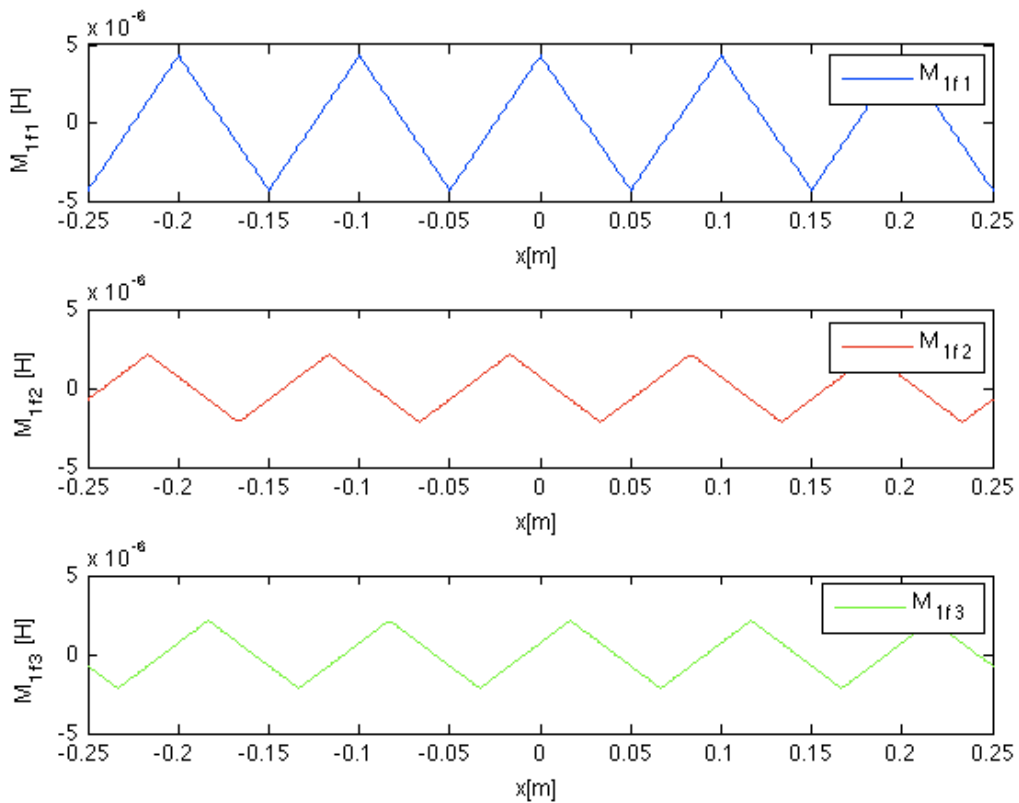


Figura 3.3 - Evolução dos coeficiente de indução relativos ao estator

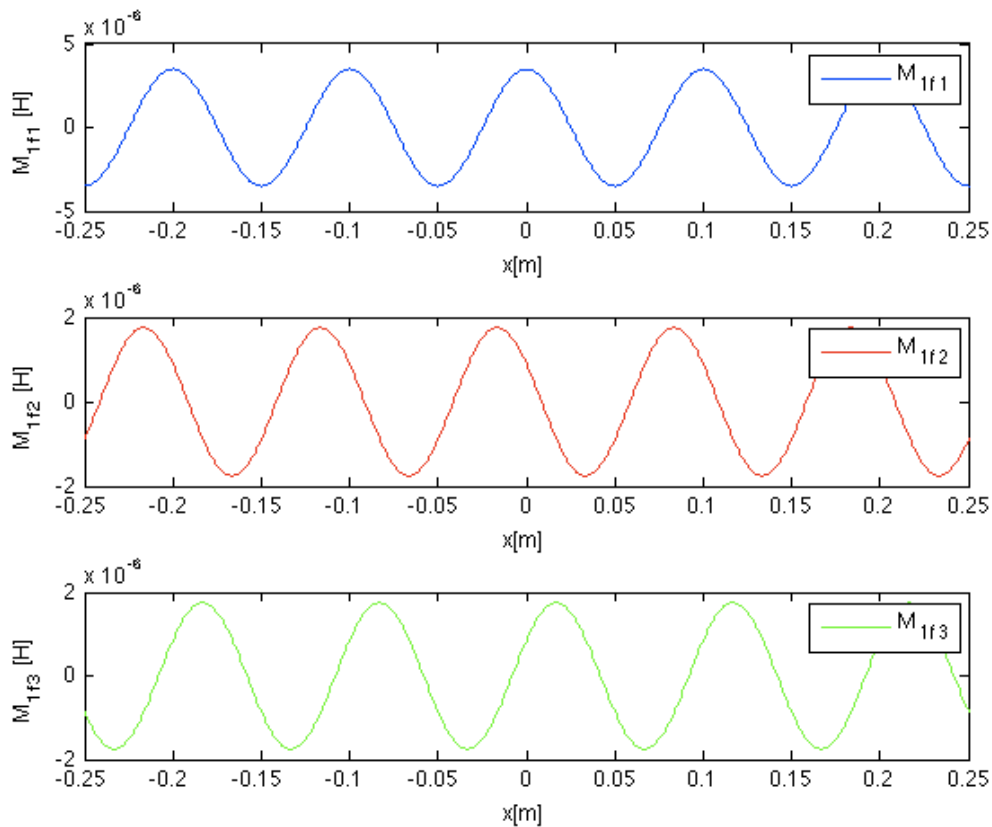


Figura 3.4 - Evolução dos coeficiente de indução relativos ao estator com F(x) sinusoidal

Nas Figuras 3.4 e 3.5 nota-se ainda que as indutâncias possuem a mesma frequência e que, o valor de amplitude da indutância mútua entre a peça polar e a fiada de magneto correspondente, é o dobro do valor de amplitude das indutâncias mútuas entre o mesma peça polar e o as outras fiadas.

Como visto no capítulo 2, a indutância própria da bobina equivalente do magneto depende apenas do fluxo ligado com os enrolamentos do estator e das fugas. Sendo assim, devido ao facto das fugas serem desprezadas, a indutância própria da bobina equivalente da fiada de magnetos, numa primeira abordagem dependerá apenas do fluxo ligado com os enrolamentos do estator, ou seja, será igual ao modulo da indutância mútua entre os magnetos e a peça polar com a diferença no número de espiras, como mostra a equação (3.6).

$$L_{mk}(x) = \frac{\psi_k}{NI_m} \Big|_{i_k=0} = \left| \frac{M_{kfn}(x)}{N} \right|$$

(3.6)

É de salientar que para além do fluxo ligado com a peça polar, existe o fluxo que fecha-se mesmo à volta da fiada de magnetos (fluxo de dispersão), e como tal, este não foi contabilizado, o que introduz erros significativos ao modelo. Dadas as dificuldades analíticas na determinação do fluxo de dispersão, recorre-se à simulação (método de elementos finitos) para a determinação aproximada do

mesmo. Simula-se então o circuito presente na Figura 3.5 onde se varia a posição do magneto segundo xx determinando o valor do fluxo nas 4 zonas assinaladas, parte central do magneto (Zona 1), na superfície do magneto (Zona 2), na superfície da peça de ferro (Zona 3) e finalmente numa zona intermédia correspondente à bobina (Zona 4) isto para um entreferro de 5 [mm]. Tal como se demonstra na Figura 3.4 inicia-se o estudo com o magneto fora da peça de ferro e finaliza-se na outra extremidade. [10]

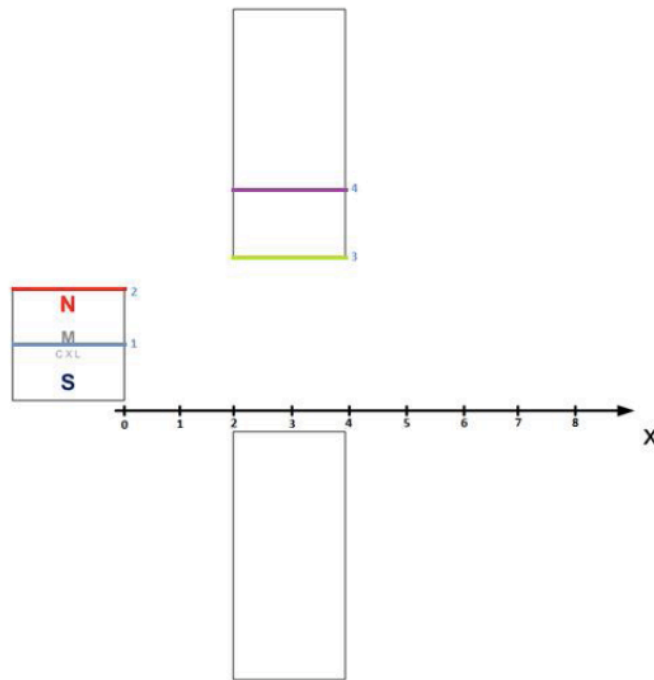


Figura 3.5 - Descritivo da simulação efectuada [10]

Do resultado da simulação obtém-se o gráfico presente na Figura 3.5.

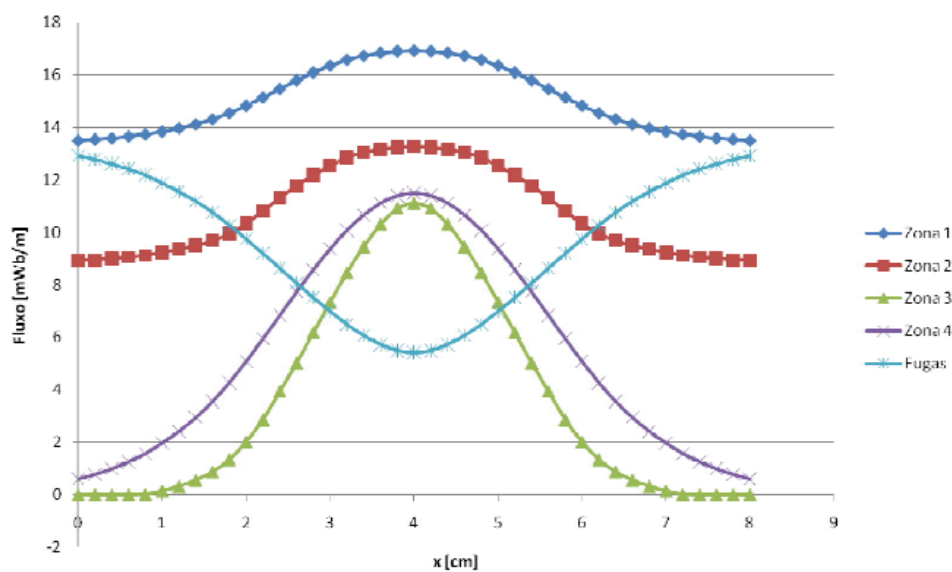


Figura 3.6 - Resultados da simulação relativos ao valor do fluxo nas 4 zonas e quantificação das fugas. [10]

Da análise do gráfico verifica-se que o comportamento das curvas é o esperado na medida em que o valor do fluxo é superior quando o magneto está alinhado com a peça de ferro. É de salientar que o valor do fluxo entre a zona central do magneto (Zona 1) e a superfície do mesmo (Zona 2) existe uma diferença considerável, o que leva a concluir que antes de se considerar o sistema todo existe já à partida fugas devido a linhas de campo que se fecham em redor da zona central do magneto. Logo existe uma perda de linhas de campo que poderiam atravessar a bobina e aumentar a força electromotriz induzida aos terminais da bobina. Da análise das mesmas curvas conclui-se ainda que a diferença é relativamente constante, mas maior quando o magneto não está alinhado com a peça de ferro, o que é previsível pois à medida que o magneto se afasta da peça de ferro a influência do mesmo é menor. No entanto, não é grosseiro dizer-se que a diferença de fluxo, entre a Zona 1 e Zona 2, ao longo da posição x do magneto é, aproximadamente, constante. Quanto à zona na superfície da peça de ferro e a zona média, onde estará localizada a bobina, a evolução das curvas são idênticas, tomando um valor máximo quando o magneto está alinhado com a peça de ferro e mínimo ou até mesmo nulo quando este está fora do mesmo. Destas mesmas curvas denota-se que o valor do fluxo é maior tanto para o valor máximo, embora a diferença seja menor, como para o valor mínimo na zona da bobina (Zona 4) verificando-se que a razão de isto acontecer se deve a linhas de campo, que atravessam a bobina (Zona 4), terem passado lateralmente pela peça de ferro e não pela superfície da mesma, referente à zona 3. Na Figura 3.6 está presente o resultado da simulação que mostra estas linhas de campo agora mesmo referidas. [10]

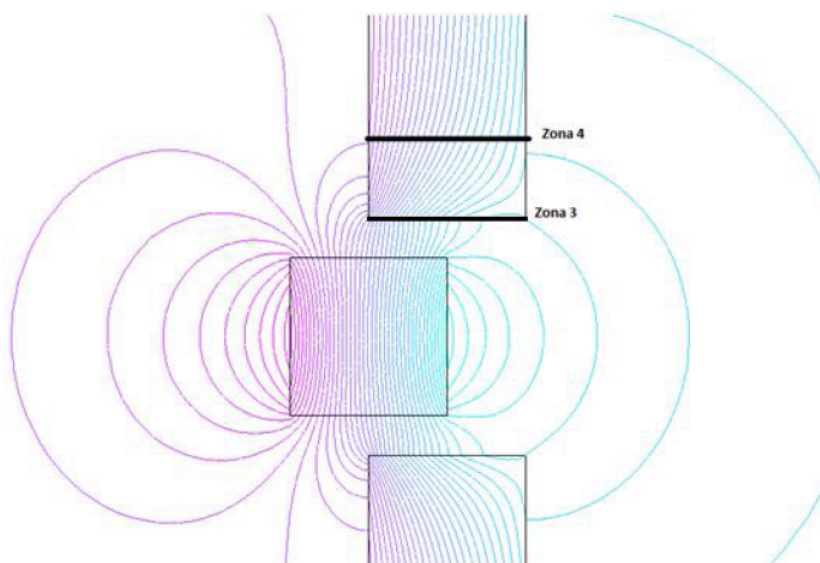


Figura 3.7 - Linhas de campo com o magneto deslocado de 1 cm, realçando as zonas 3 e 4 [10].

Como se verificou até agora o modelo ideal não é o mais adequado devido à existência de fugas. Por este motivo, as fugas, linhas de campo que não se fecham pelo circuito mas sim dentro e em redor do próprio magneto, devem ser contabilizadas e modelizadas segundos os resultados obtidos por simulação presentes na Figura 3.5. [10]

A expressão analítica aproximada do fluxo de dispersão, será dada por,

$$\Psi_{fugas} = (A + a) - A \cos\left(\frac{\pi x}{d}\right) \quad (3.7)$$

Com a determinação do fluxo de dispersão, determina-se a indutância de dispersão ou de fugas, que será dada por,

$$L_{mo} = \frac{\Psi_{fugas}}{I_m} \quad (3.8)$$

Com a determinação das fugas, a indutância própria da fiada de magnetos será dada por,

$$L_{mk}(x) = \left| \frac{M_{kfn}(x)}{N} \right| + L_{mok}(x) \quad (3.9)$$

Devido à ligação magnética entre as fiadas através das peças polares, o fluxo proveniente da primeira fiada por exemplo, dividir-se-á equitativamente (metade) pelas outras fiadas através da peça polar. Assim, as indutâncias mútuas entre a primeira fiada e as outras duas serão basicamente igual a razão entre o fluxo criado por uma fiada e a corrente que percorre uma outra fiada corrigido por um factor de área. Este factor aparece devido ao facto da área vista em cada instante pela peça polar, ser diferente em cada fiada por causa da desfasagem entre as mesmas. A Figura 3.8 mostra bem a diferença entre áreas para uma determinada posição da peça polar, é de notar ainda que para uma área máxima A1 as áreas A2 e A3 ficam reduzidas à metade.

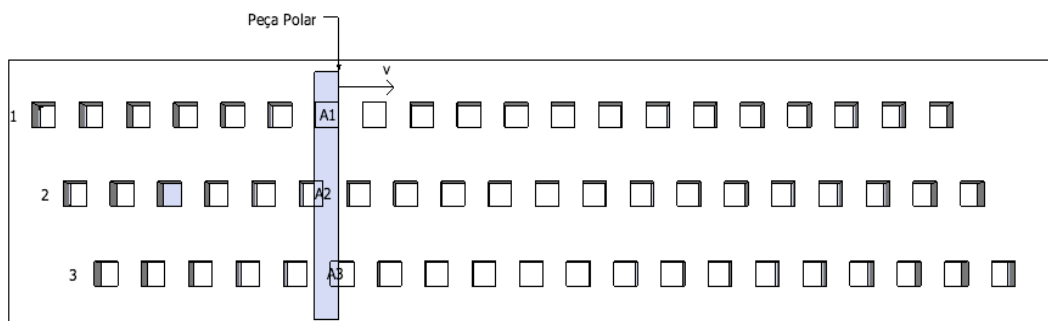


Figura 3.8 - Variação das áreas com o movimento do *translator*

Sendo assim, os factores de área A1, A2 e A3 para cada fiada respectivamente, terão os andamentos em função da posição do tradutor como representado na Figura 3.9.

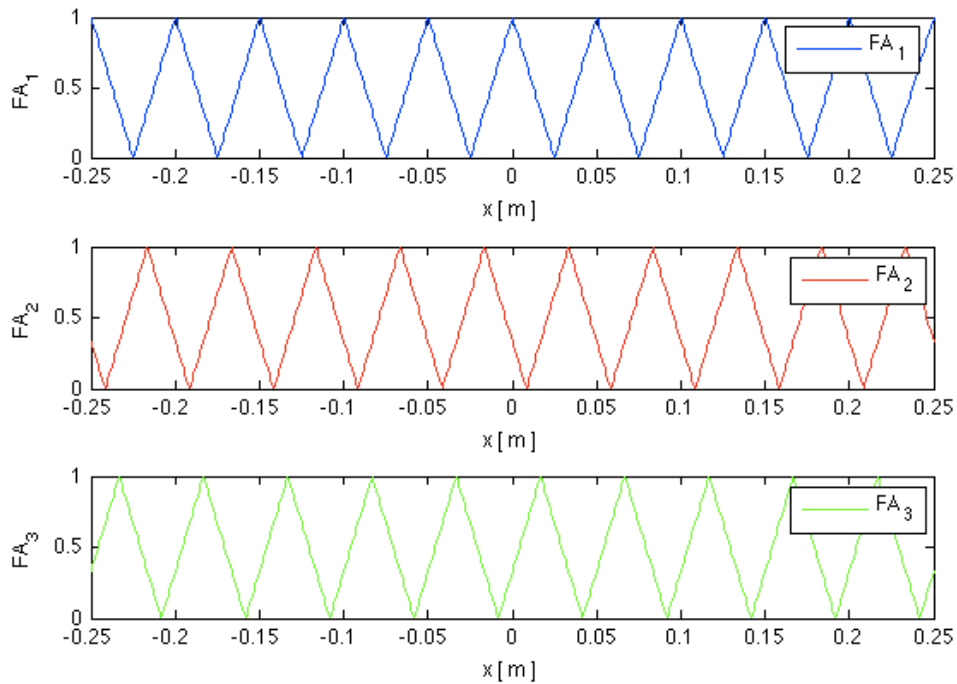


Figura 3.9 - Andamento dos factores de área em função da posição do tradutor

Com os andamentos dos factores de área conhecidos, determina-se a expressão analítica representativa do respectivo andamento, e esta será dada por,

$$FA_i(x) = Tri \left[\frac{x - (1-i)\theta_{esp}}{d} \right] \quad (3.10)$$

Uma vez determinados todos os intervenientes, a indutância mútua será dada por,

$$M_{f1f2}(x) = \frac{M_{1f2}(x)}{2} FA_2(x), \quad M_{f1f3}(x) = \frac{M_{1f3}(x)}{2} FA_3(x) \quad (3.11)$$

. Representando os coeficientes na forma matricial, obtém-se,

$$L_{ff} = \begin{bmatrix} L_{f1f1} & M_{f1f2} & M_{f1f3} \\ M_{f2f1} & L_{f2f2} & M_{f2f3} \\ M_{f3f1} & M_{f3f2} & L_{f3f3} \end{bmatrix}$$

(3.12)

Na Figura 3.9 representa-se a evolução dos coeficientes de indução relativos ao translator, isto é, a evolução da indutância própria da primeira fiada de magnetos e as mútuas entre esta e as fiadas restantes.

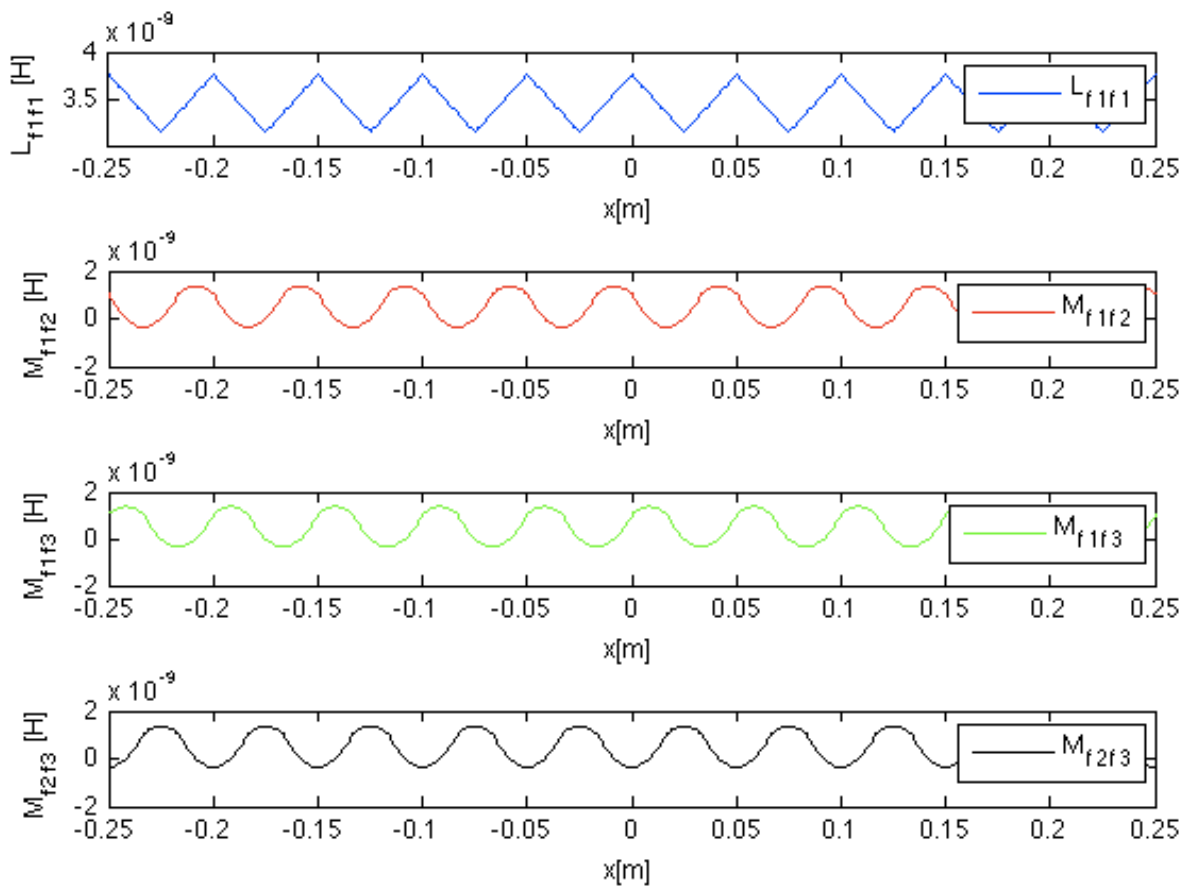


Figura 3.10 - Evolução dos coeficiente de indução relativos ao translator sem aproximação de $F(x)$

Uma vez definidas as indutâncias todas do modelo, pode agora representar-se a matriz das indutâncias completa para o modelo, esta será dada por,

$$L = \begin{bmatrix} L_{ee} & L_{ef} \\ L_{ef}^T & L_{ff} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{1f1} & M_{1f2} & M_{1f3} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{2f1} & M_{2f2} & M_{2f3} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{3f1} & M_{3f2} & M_{3f3} \\ M_{1f1} & M_{2f1} & M_{3f1} & L_{f1f1} & M_{f1f2} & M_{f1f3} \\ M_{1f2} & M_{2f2} & M_{3f2} & M_{f2f1} & L_{f2f2} & M_{f2f3} \\ M_{1f3} & M_{2f3} & M_{3f3} & M_{f3f1} & M_{f3f2} & L_{f3f3} \end{bmatrix}$$

(3.14)

Com a determinação de todos os coeficientes de indução, estão reunidas as condições para apresentação formal das equações do modelo, equação eléctrica (3.15) e mecânica (3.16).

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = -\frac{d[\psi]}{dt} = -\frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{1f1} & M_{1f2} & M_{1f3} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{2f1} & M_{2f2} & M_{2f3} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{3f1} & M_{3f2} & M_{3f3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ I_m \\ I_m \\ I_m \end{bmatrix} \right)$$

(3.15)

$$m_T \frac{dv}{dt} = F_{mec} + F_m$$

(3.16)

onde,

m_T - Massa total do conjunto móvel

F_{mec} - Força motriz

Com o modelo teórico completo (modelo de parâmetros concentrados), foram criadas as condições para o estudo do comportamento das grandezas electromagnéticas de interesse para este trabalho por meio de simulações do modelo em regime permanente, o capítulo seguinte abordará este assunto.

Capítulo 4 - Características em Regime Permanente

4.1 Funcionamento em Vazio

A seguir serão apresentados algumas características das principais grandezas do conversor em vazio para o caso em que o movimento dos magnetos é uniforme. Foram usados ainda os seguintes dados:

$$d = 2.5\text{cm}, \delta = 5\text{mm}, N = 350 \text{ espiras}, i_{1,2,3} = 0 .$$

O fluxo ligado para o funcionamento em vazio, sendo nulas as correntes nas fases do estator, será dado por,

$$\begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \psi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{1f1} & M_{1f2} & M_{1f3} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{2f1} & M_{2f2} & M_{2f3} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{3f1} & M_{3f2} & M_{3f3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_m \\ I_m \\ I_m \end{bmatrix}$$

(4.1)

Do produto das matrizes obtém-se de modo genérico que,

$$\psi_i = \underbrace{(M_{if1} + M_{if2} + M_{if3})}_{M_{eqi}} I_m = M_{eqi}(x - (i-1)\theta_{esp}) \cdot I_m$$

(4.2)

Como mostra a equação (4.2), a evolução do fluxo ligado em vazio depende essencialmente da indutância equivalente $M_{eq}(x)$ que é basicamente a soma das indutâncias mútuas entre o estator e as fiadas de magnetos. Na Figura 4.1 mostra a evolução do fluxo ligado nas 3 fases do estator.

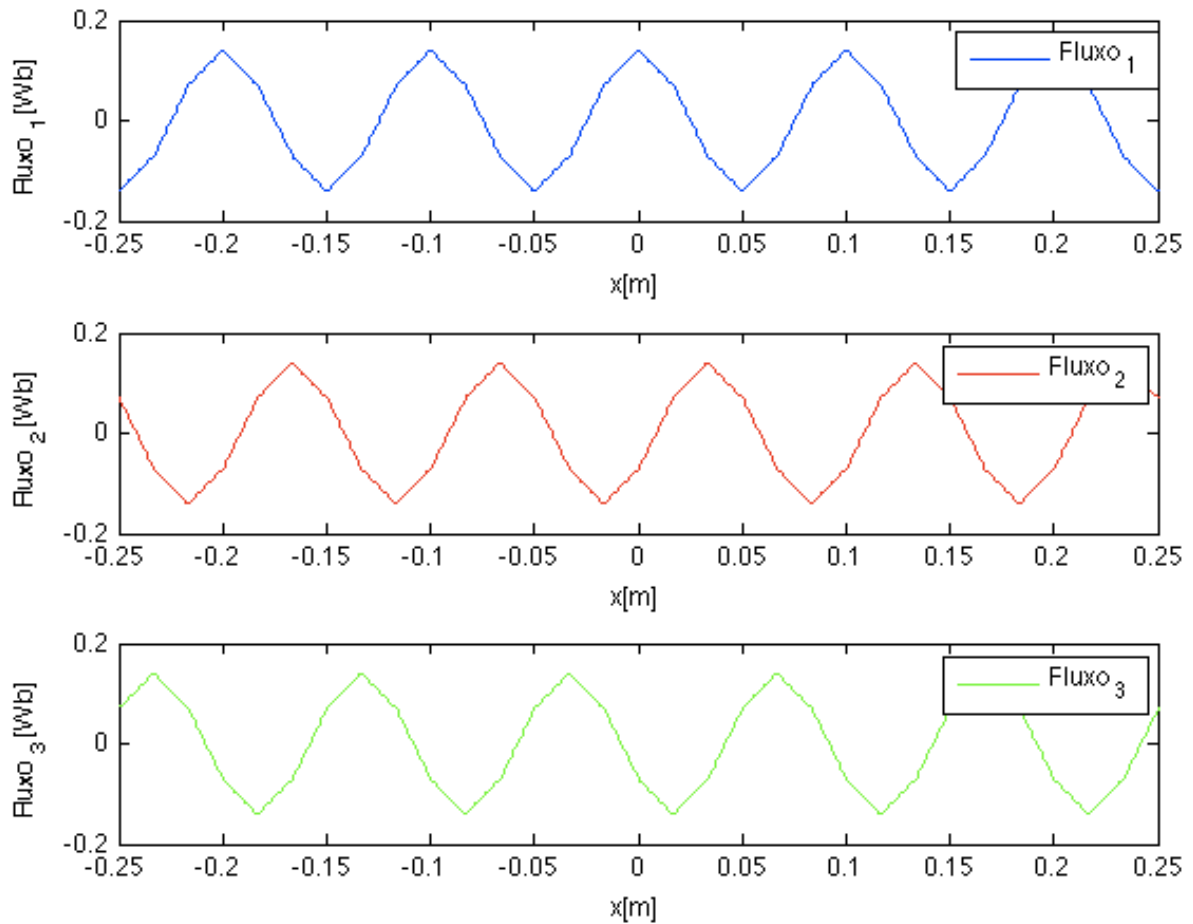


Figura 4.1 - Evolução do fluxo ligado nas fases do estator

4.1.1 Força Electromotriz

A força electromotriz será obviamente a derivada no tempo do fluxo ligado, ou seja,

$$u_{oi} = \frac{d\psi_i}{dt} = \frac{d}{dx} \left[M_{eqi}(x - (i-1)\theta_{esp}) \right] \left(\frac{B_r}{\mu_o} d \right) v \quad (4.3)$$

A equação (4.1) mostra claramente a forte dependência da f.e.m com a velocidade, porque o termo $\frac{B_r}{\mu_m} d$ depende do tipo de magneto usado e como tal é uma constante, a sua influência terá um peso

menor no valor da f.e.m, sendo predominante o termo $\frac{d}{dx} \left[M_{eqi}(x - (i-1)\theta_{esp}) \right] v$ que depende

fundamentalmente da velocidade. A Figura 4.2 mostra a evolução das f.e.m's nas 3 fases do estator na forma estilizada.

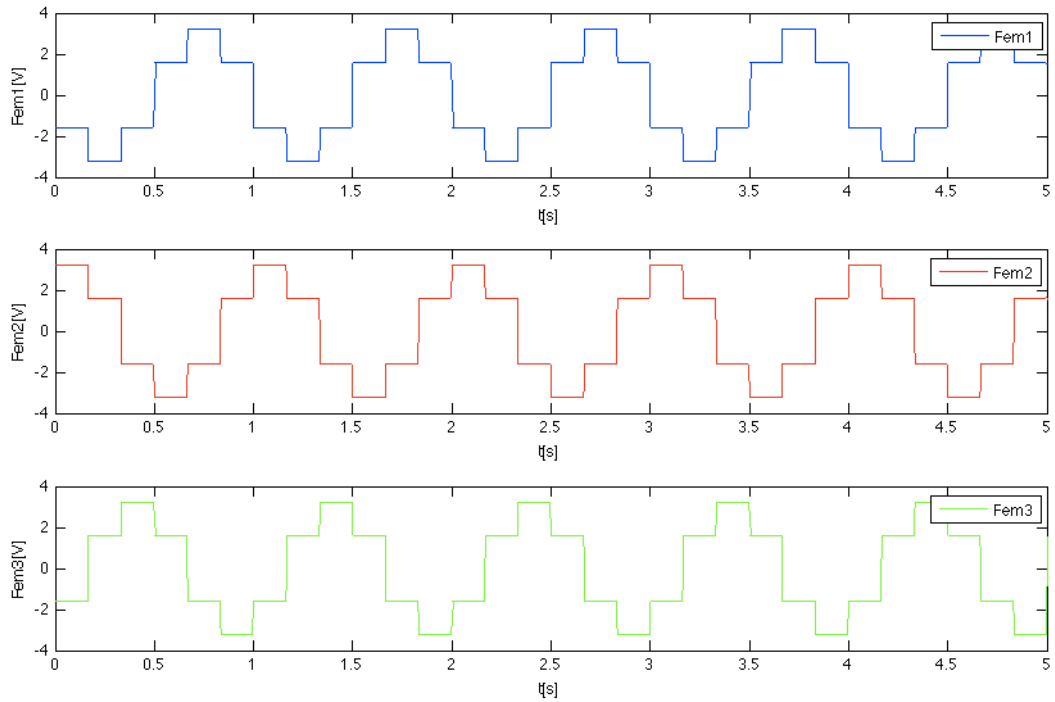


Figura 4.2 - Evolução da força electromotriz nas fases do estator

Para o caso em que $F(x)$ é uma função sinusoidal, visto que existirá apenas a componente fundamental (função $F(x)$ sem harmónicas), a força electromotriz também será uma função sinusoidal assim como mostra a figura 4.3. É de notar ainda que, para o caso com aproximação sinusoidal da função $F(x)$, as transições da força electromotriz de um ponto para o outro são mais suaves, o que traduz até certo o que acontece na realidade.

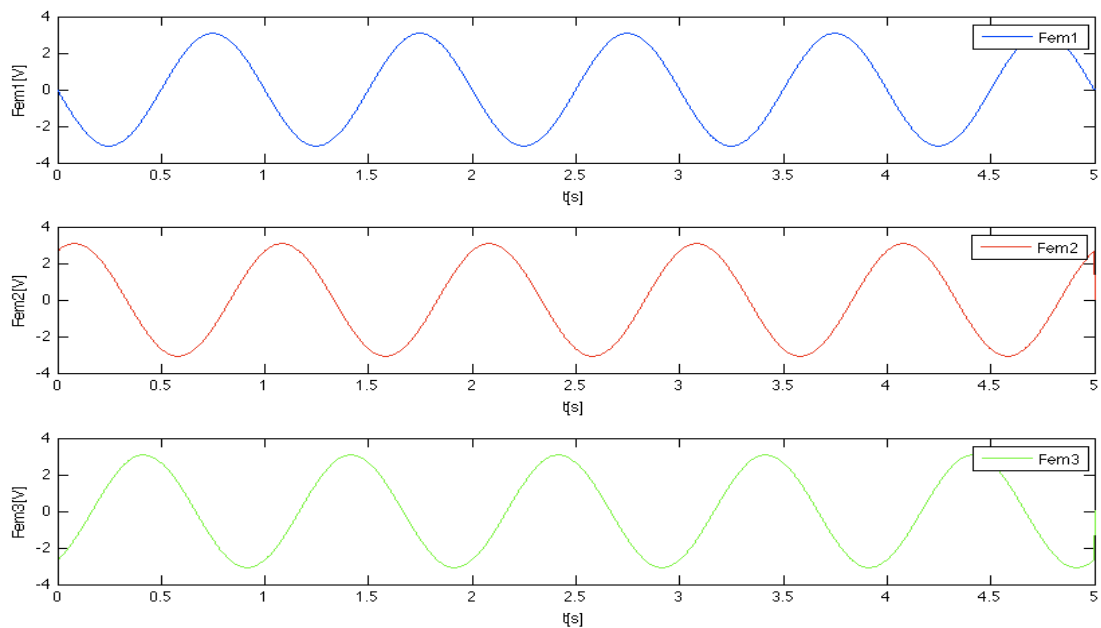


Figura 4.3 - Evolução da força electromotriz nas fases do estator para $F(x)$ sinusoidal

Para o caso em que a f.e.m é sinusoidal, considerando que $U_o = \frac{\pi N}{d + 2\delta} \left(\frac{B_r}{\mu_o} d \right) v$ a expressão

simplifica-se em,

$$u_{oi} = U_o \cos(\omega t + (i-1) \frac{2\pi}{3} + \alpha_i), i = 1, 2, 3$$

(4.4)

onde, $\omega = \frac{\pi v}{\tau}$ é a frequência angular da força electromotriz.

4.1.2 Força de Origem Electromagnética

O resultado da Figura 4.4 mostra que a força electromagnética parasita tem um carácter pulsatório cuja frequência depende da velocidade do *translator*, do passo polar e do número de fases do gerador. É de notar ainda que a frequência da força de origem electromagnética é 3 vezes maior que frequência da força electromotriz.

$$f_p = 3 \frac{v}{\tau}$$

(4.5)

Estas forças parasitas aparecem devido ao facto de existirem harmónicas durante a sobreposição entre o *translator* e o estator (harmónicas de $\mathbf{F}(\mathbf{x})$). Tais forças mesmo sem contribuir para o processo de conversão de energia, têm influência no movimento do *translator*. Com a determinação dos coeficientes de indução determina-se o valor da coenergia do sistema que será dada por,

$$W_m^c = \frac{1}{2} (i^T L i)$$

(4.6)

Com o resultado da coenergia magnética obtido na equação (4.6) determina-se a força de origem electromagnética, que será dada por,

$$F_m = \frac{1}{2} (I^T \frac{\partial L}{\partial x} I) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_m \\ I_m \\ I_m \end{bmatrix}^T \cdot \left(\frac{\partial}{\partial x} \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{1f1} & M_{1f2} & M_{1f3} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{2f1} & M_{2f2} & M_{2f3} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{3f1} & M_{3f2} & M_{3f3} \\ M_{1f1} & M_{2f1} & M_{3f1} & L_{f1f1} & M_{f1f2} & M_{f1f3} \\ M_{1f2} & M_{2f2} & M_{3f2} & M_{f2f1} & L_{f2f2} & M_{f2f3} \\ M_{1f3} & M_{2f3} & M_{3f3} & M_{f3f1} & M_{f3f2} & L_{f3f3} \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_m \\ I_m \\ I_m \end{bmatrix}$$

(4.7)

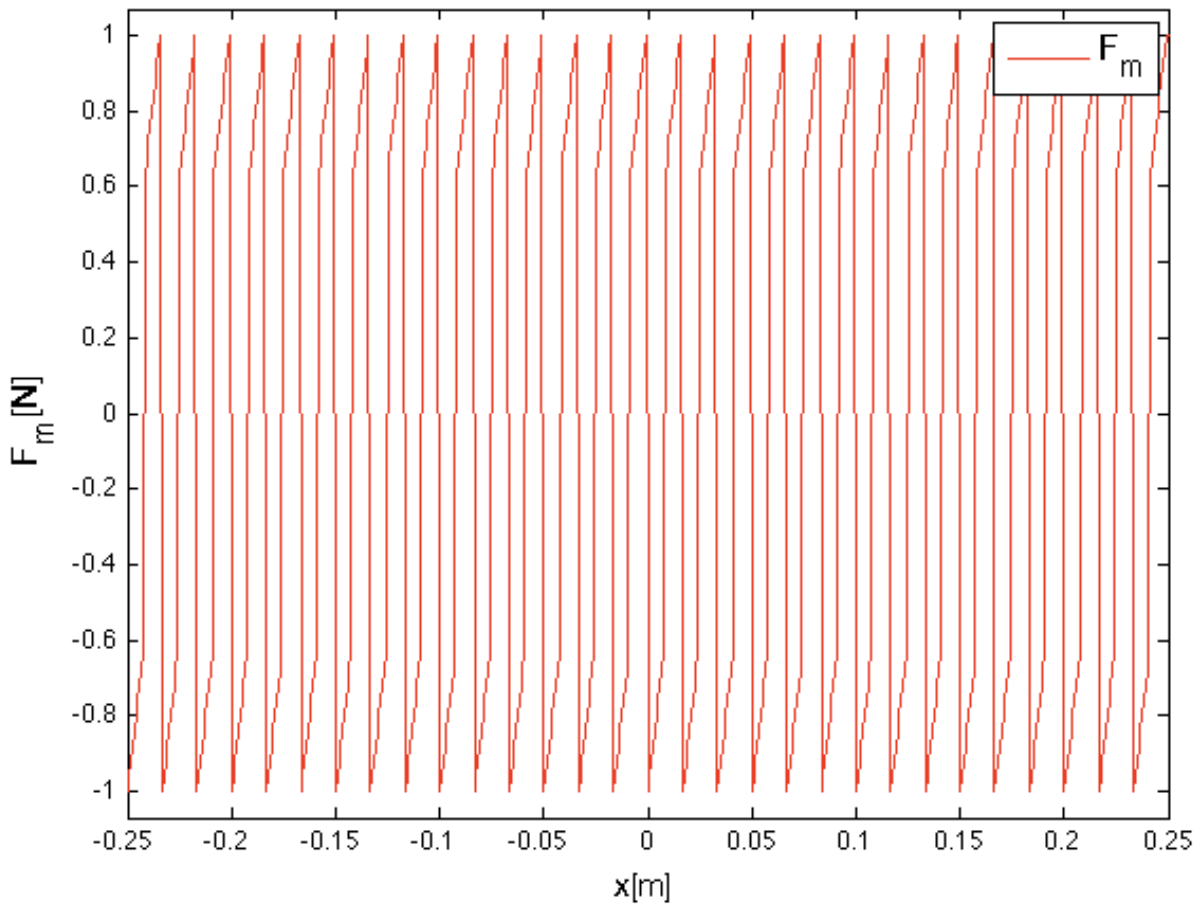


Figura 4.4 - Evolução da força magnética

Como foi acima referido, a frequência da força magnética parasita é 3 vezes maior do que a frequência da força electromotriz, o que mostra que só aparecem harmónicas múltiplas de 3 cuja soma não é nula. Na prática o efeito das forças parasitas é praticamente desprezível.

4.2 Funcionamento em Carga

Para o estudo do conversor em carga, considera-se que o mesmo alimenta uma carga trifásica equilibrada, o que faz com que a soma das correntes das fases seja nula e o sistema de tensões seja equilibrado e simétrico. Sendo o sistema de tensões equilibrado e simétrico, faz-se o estudo apenas da fase 1 com recurso ao esquema equivalente monofásico da referida fase levando em consideração que as outras fases têm o mesmo comportamento. De acordo com as considerações acima apresentadas e recorrendo a (4.1) obtém-se que,

$$\psi_1 = L_{11}i_1 + L_{12}i_2 + L_{13}i_3 + M_{eq1}(x)I_m \quad (4.8)$$

Uma vez que $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ (carga equilibrada) e considerando $L_{11} = L + l$, $L_{12} = L_{13} = -\frac{L}{2}$

obtém-se que,

$$\psi_1 = \frac{3}{2} \left(L + \frac{2}{3}l \right) i_1 + M_{eq1}(x) \frac{B_r}{\mu_o} d \quad (4.9)$$

Onde o coeficiente de i_1 denomina-se por indutância cíclica do conversor, isto é,

$$L_s = \frac{3}{2} L + l \quad (4.10)$$

4.2.1 Tensão na Fase

Derivando equação (4.9) em função do tempo e adicionando a queda de tensão devido a resistência dos enrolamentos, obtém-se que,

$$u_1 = u_{o1} - L_s \frac{di_1}{dt} - ri_1 \quad (4.11)$$

Recorrendo às amplitudes complexas, uma vez que se considera constante a velocidade dos magnetos (força electromotriz sinusoidal), a equação (4.11) transformar em,

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_{o1} - (r + j\omega L_s) \bar{I}_1 \quad (4.12)$$

Com a equação (4.12) é possível representar o circuito equivalente eléctrico conforme apresentado na Figura 4.5.

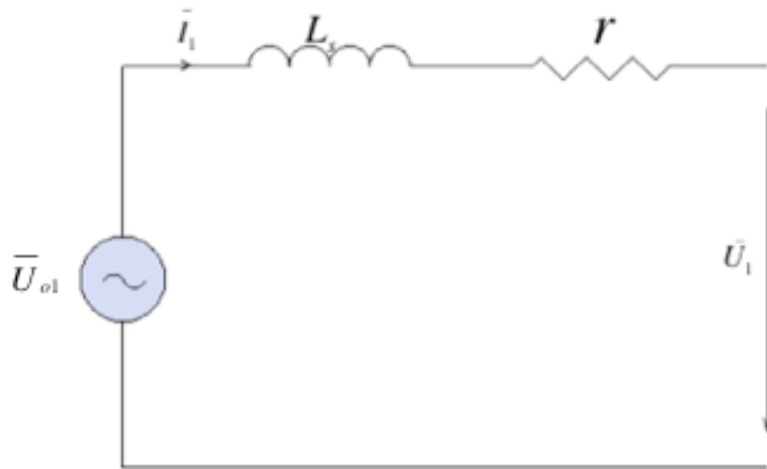


Figura 4.5 - Circuito eléctrico equivalente monofásico

Considerando uma carga genérica aos terminais do circuito, assume-se que a corrente está desfasada de φ relativamente a tensão, sendo esta escrita na forma,

$$\bar{I}_1 = I_1 e^{-j\varphi} \quad (4.13)$$

A evolução da corrente no tempo para uma frequência angular $\omega = \frac{\pi}{\tau} \nu$ será dada pela seguinte expressão,

$$i_1(t) = I_1 \cos(\omega t - \varphi) \quad (4.14)$$

Para a representação da característica de tensão e corrente em carga, consideram-se alguns valores ilustrativos, por exemplo, assume-se uma carga $R_L = 5,75 \Omega$ (valor de resistência usada no laboratório) aos terminais do circuito. Desta feita, representa-se na Figura 5.1 a evolução da tensão e da corrente para estes valores.

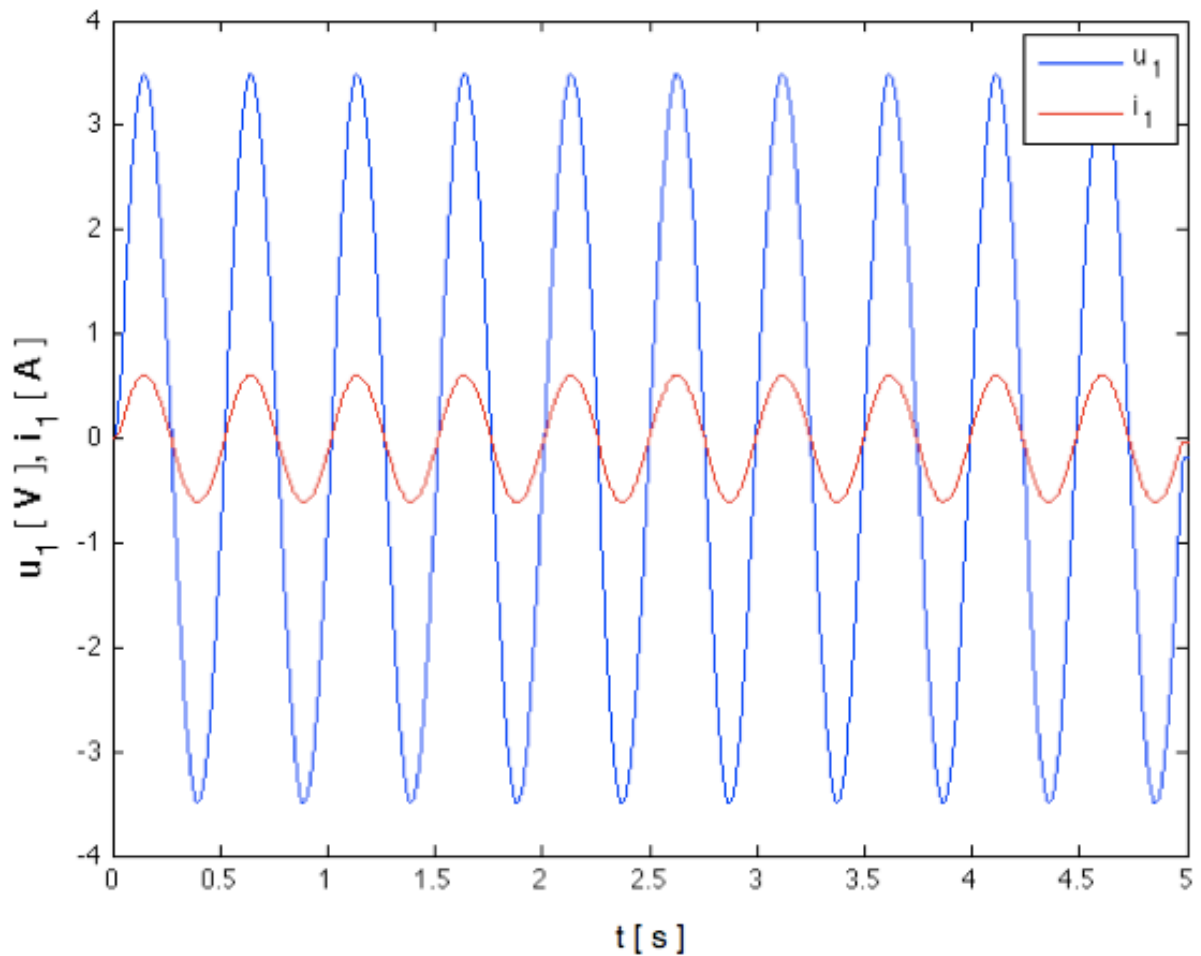


Figura 4.6 - Evolução da tensão e da corrente na fase 1

De acordo com o esperado, a tensão e a corrente encontram-se em fase, uma vez que a carga para este caso é puramente resistiva o que faz com que a defasagem entre a tensão e a corrente seja nula.

4.2.2 Força de Origem Electromagnética

Recorrendo à potência complexa, para o circuito trifásico, sabe-se que,

$$\bar{S} = \frac{3}{2}(\bar{U}_o \cdot \bar{I}^*)$$

(4.15)

Conhecendo a expressão da força electromotriz e da corrente, substitui-se as mesmas na equação (4.14), passando esta a apresentar-se na forma,

$$\bar{S} = \frac{3}{2} \left[UI \cos(\varphi) + j \left(UI \sin(\varphi) + I^2 \omega L_s \right) \right] \quad (4.16)$$

A potência activa como parte real da potência complexa, será dada por,

$$P = \frac{3}{2} UI \cos(\varphi) \quad (4.17)$$

Sendo a velocidade constante, a equação mecânica reduz-se para,

$$0 = F_{mec} - F_m \quad (4.18)$$

A equação (4.18) mostra que para o caso em que a velocidade é constante a força mecânica terá de ser igual a força de origem magnética, ou seja, uma vez conhecida a força de origem electromagnética também se conhecerá a força mecânica.

Finalmente, determinada a potência e sabendo a velocidade, a força de origem electromagnética útil será dada por,

$$F_m = \frac{P}{v} \quad (4.19)$$

4.3 Funcionamento em Curto Circuito

Para o caso de curto circuito, a grandeza de grande interesse é a corrente, porque a tensão é nula. Sendo nula a tensão, a corrente de curto circuito será dada por,

$$\bar{I}_{cc} = \frac{\bar{U}_o}{(r + j\omega L_s)} \quad (4.20)$$

Como visto na equação (4.20), a corrente de curto circuito depende fundamentalmente do valor da força electromotriz e da reactância cíclica. Uma vez que tanto a força electromotriz como a reactância dependem da frequência, a corrente de curto circuito será praticamente constante devido ao facto da força electromotriz e da reactância cíclica variarem na mesma proporção. Na figura 4.7 está

representado o andamento da corrente de curto circuito e da corrente de carga na fase 1. Como observado na mesma figura, a corrente de curto circuito para os valores de simulação, é cerca de 2.5 vezes maior do que a corrente de carga.

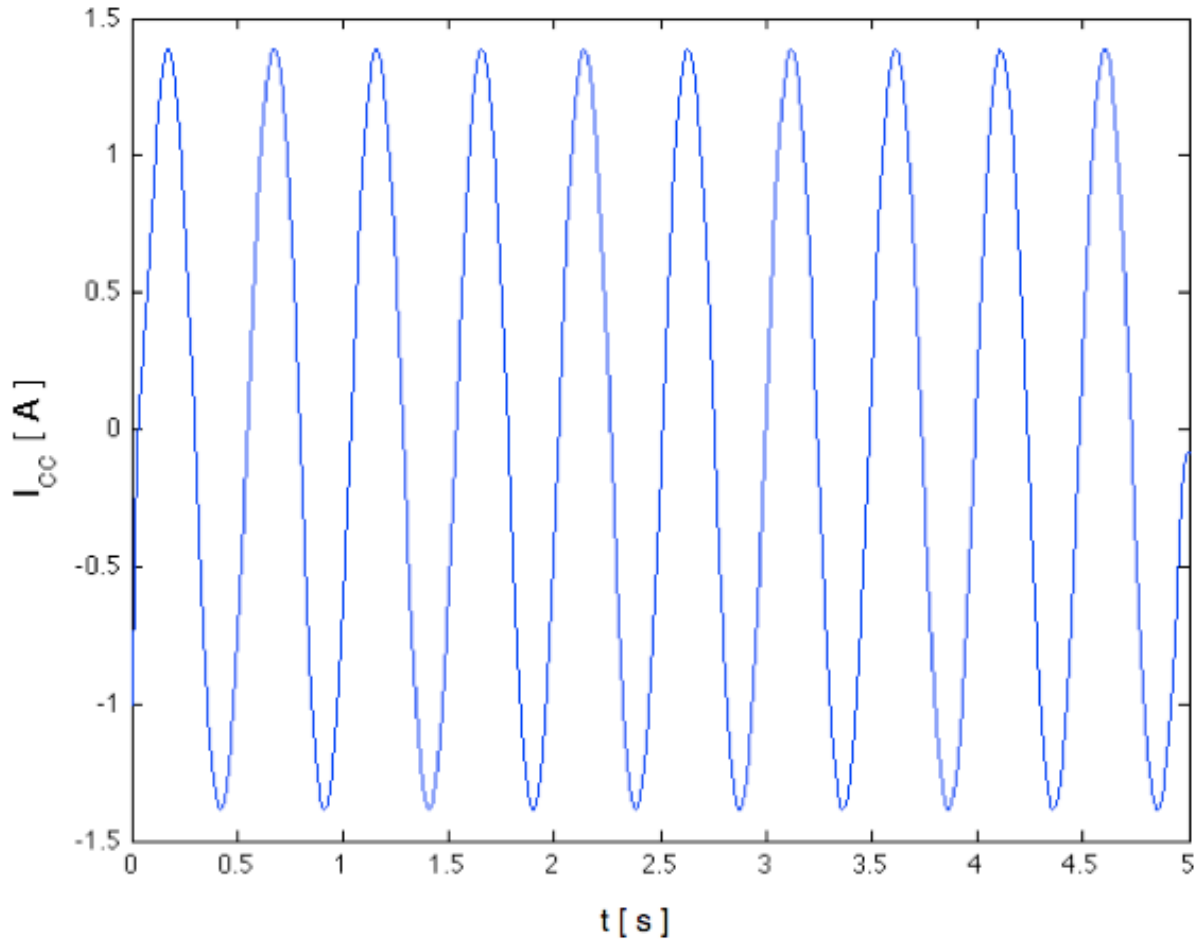


Figura 4.7 - Evolução da corrente de curto circuito na fase 1

Com o fim deste capítulo chega-se também ao fim do estudo teórico do conversor, sendo por isto abordado no próximo capítulo os aspectos construtivos do mesmo. Faz-se também a apresentação dos resultados experimentais seguidos dos correspondentes resultados teóricos de forma a confrontá-los e a tirar desta confrontação conclusões importantes para a percepção das diferenças entre o modelo teórico e conversor real.

Capítulo 5 - Construção do Gerador

A construção do gerador trifásico para o aproveitamento da energia das ondas teve como base a interligação de vários componentes. Já a seguir, far-se-á descrição de cada um dos componentes.

5.1 Estator

Como núcleo das bobinas, foram usados lâminas de ferro silicioso. Estas lâminas possuem um perfil geométrico em **E** com 2.5 cm de largura. Para preencherem os requisitos todos exigidos para este tipo de aplicação, o ferro silicioso é laminado a frio, as lâminas resultante do processo de laminação são isoladas em ambas as faces. Para uma redução significativa das perdas por histerese, dá-se um tratamento térmico ao material para a eliminação das discordâncias na estrutura. Com o objectivo de diminuir a condutividade eléctrica do ferro, adiciona-se silício ao ferro, e como era de se esperar, uma vez que a condutividade é baixa, a intensidade das correntes parasitas também serão baixas, o que leva a uma queda significativa das perdas no ferro. É de realçar ainda que, a intensidade dessas correntes varia com a espessura das chapas que compõem o circuito magnético, ou seja, quanto mais fina a chapa, menor a corrente eléctrica parasita. As bobinas possuem 350 espiras de condutores de cobre com 3.14 mm² de área de secção transversal cada uma (Figura 5.1).

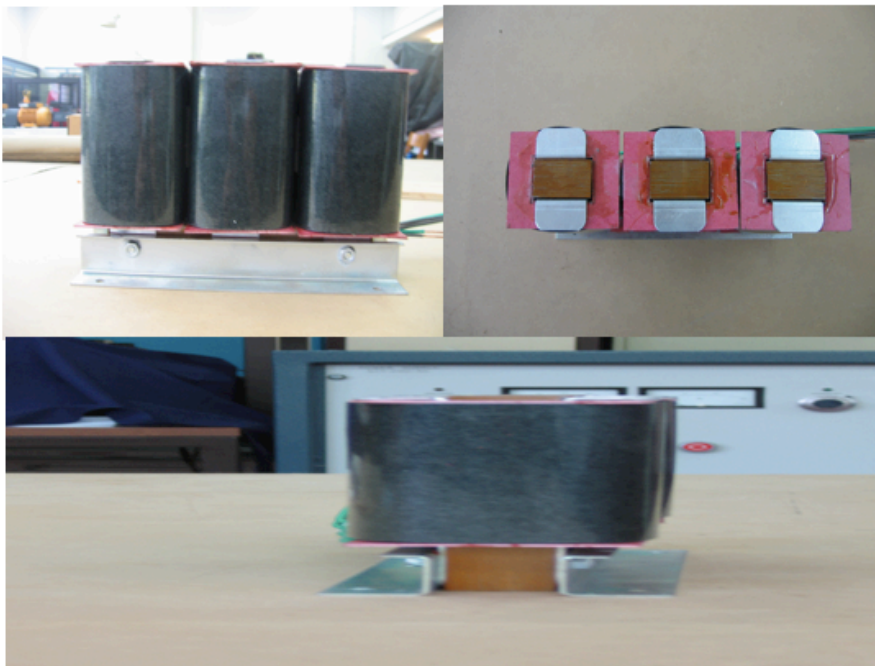


Figura 5.1 - Conjunto bobinas mais peças polar

A estrutura que suporta as bobinas e o *translator*, é simétrica, constituída principalmente por duas peças com um perfil geométrico em I e outras duas com um perfil geométrico rectangular. As peças

com perfil em I são colocadas na base e no topo, e as outras, de perfil rectangular, são colocadas nas laterais. Essas peças são todas feitas de ferro maciço, com uma espessura de 5 mm para garantir a estabilidade da estrutura em virtude das forças magnéticas presentes no conversor (Figura 5.2).

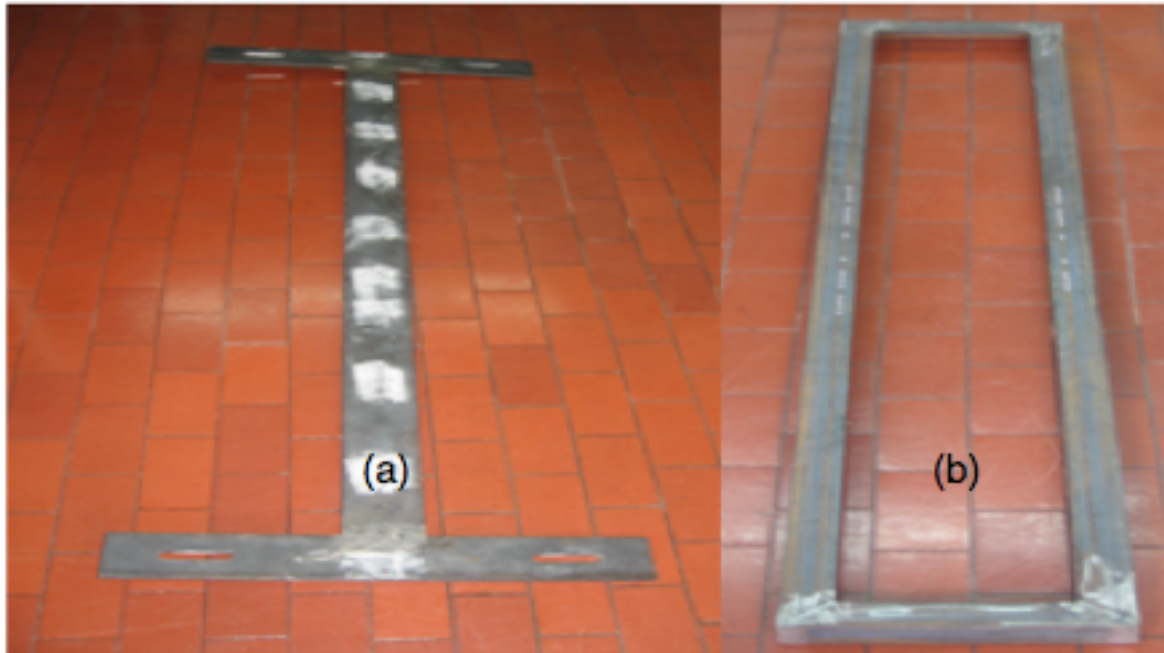


Figura 5.2 - Suporte base/topo (a) e lateral (b)

5.2 Sistema de Guiamento

O sistema de guiamento é constituído por guias e carrinhos. O guia é o elemento que é utilizado como sistema de deslizamento. Para realizar o sistema de guiamento, optou-se por adoptar um sistema previamente adquirido e catalogado de guias e rolamentos à empresa RS. Os guias são fixados na base e no topo da estrutura. Possuem dois rasgos laterais que permitem o movimento das rodas ao longo do mesmo e também possuem orifícios centrais igualmente espaçados para a colocação do suporte das rodas. (Figura 5.3).

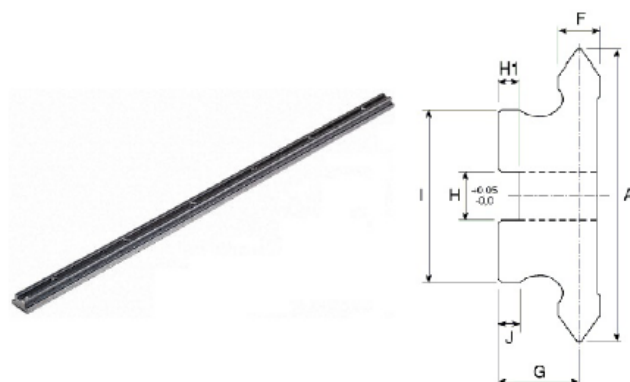


Figura 5.3 - Guia em 'V' para Sistema de Guiamento [12]

Os carrinhos permitem a movimentação do translator ao longo dos guias. É possível ajustar as rodas dos carrinhos de acordo com as necessidades de alinhamento.

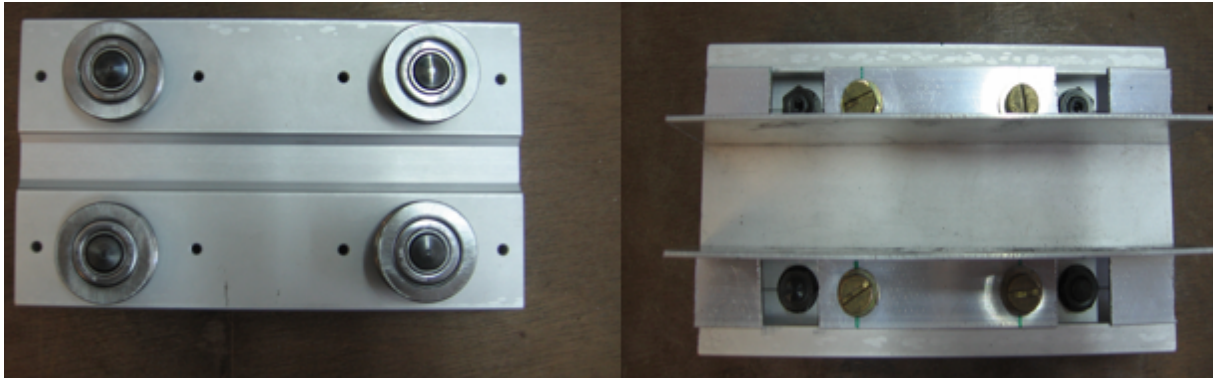


Figura 5.4 - Carrinho + perfil em L

5.3 Translador

O *translador* é a parte móvel do conversor que é equivalente ao rotor numa máquina rotativa. Tem a forma de um paralelepípedo de comprimento L_t , altura h e profundidade d . Foi escolhida esta geometria atendendo ao facto de o translator ter que se deslocar linearmente ao longo da estrutura de suporte base do conversor. As dimensões do translator são dependentes da estrutura de suporte do conversor (parte fixa), do comprimento total das bobinas na direcção longitudinal bem como do comprimento dos guias. A Figura 5.5 mostra bem qual é a relação existente entre as diferentes medidas relacionadas ao comprimento do translator e a variação da posição do mesmo. Uma vez que se pretende determinar o comprimento do translator, então representa-se para o efeito, o translator nas suas posições extremas.

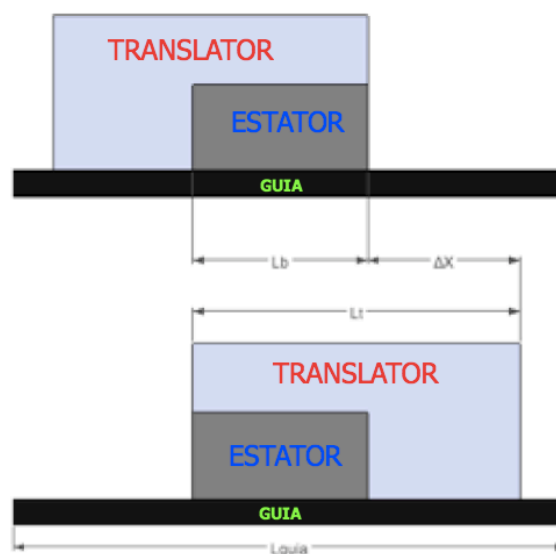


Figura 5.5 - Representação do translator nas posições extremas

De acordo a Figura 5.5 pode-se facilmente calcular a expressão para o comprimento do translator (L_t) em função do comprimento longitudinal das bobinas (L_b) e do deslocamento do próprio translator (Δx). Sendo assim,

$$L_t = L_b + \Delta x \quad (5.1)$$

A partir da Figura 5.5 também pode-se facilmente determinar o comprimento mínimo que deve ter o guia, que será dado por,

$$L_{guia} = L_t + \Delta x \quad (5.2)$$

Uma vez determinado o comprimento e sabendo a altura do translator, facilmente encontra-se o número máximo de magnetos suportados pelo translator em cada fiada do mesmo. Assumindo que a distância entre os magnetos é igual ao passo polar τ e que os magnetos são cubos de lado d , o número de magnetos será dado por:

$$N_{mag} = \frac{L_t + \tau}{d + \tau} \quad (5.3)$$

O *translator* usado é feito de **acrílico** ou **polimetil-metacrilato** (PMMA), que é basicamente um material termoplástico rígido e transparente. Recorreu-se a este material devido à sua facilidade de adquirir formas, por ser leve e possuir elevada resistência. O translator tem 111 cm de comprimento, 27 cm de altura e 2.5 cm de espessura ($L_t = 111\text{cm}$, $h = 27\text{cm}$, $d = 2.5\text{cm}$).

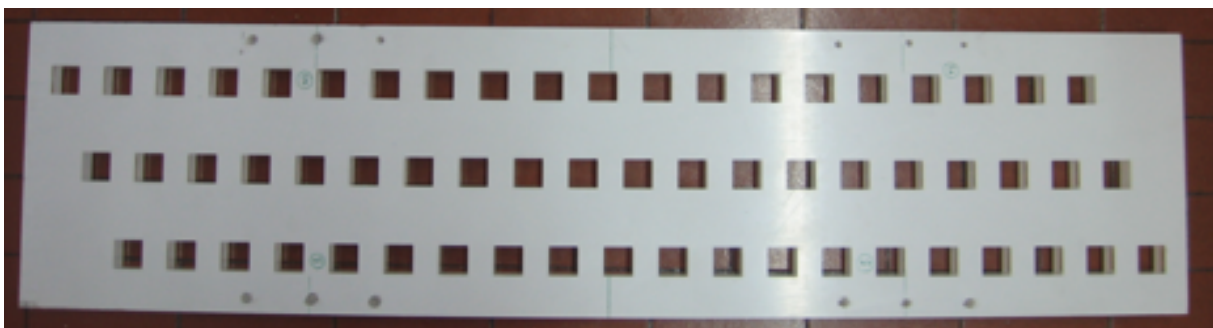


Figura 5.6 - *Translator*

Os magnetos utilizados são de terras raras de neodímio-ferro-boro (Nd-Fe-B), foram escolhidos estes últimos devido ao grande potencial energético que apresentam, que por sinal é o maior até agora. Possuem um campo remanescente de 1.29 T e uma permeabilidade magnética de $1.05 \cdot \mu_0$. Para evitar a corrosão, estes magnetos são banhados a níquel. Têm a forma de um paralelepípedo de base quadrangular de 2.5 centímetros para cada lado e uma altura de 1.25 centímetros.

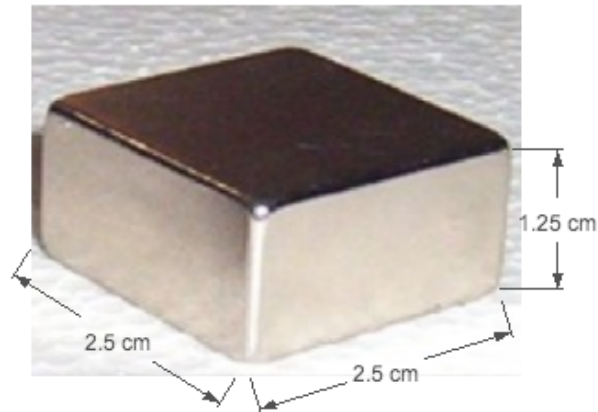


Figura 5.7 - Magneto permanente

5.4 Montagem do conversor

A montagem consiste na união entre as diversas peças constituintes do conversor. Numa primeira fase, montou-se os carrinhos (sistema rodas+suporte) no *translator*, isto foi possível com adição de perfis em L de alumínio bruto com 2 mm de espessura nos carrinhos. Os perfis permitiram encaixar o carrinho no *translator*, uma vez encaixados, para fixá-los completamente à estrutura do *translator*, foram apertados com parafusos do tipo M6 disponíveis no laboratório.

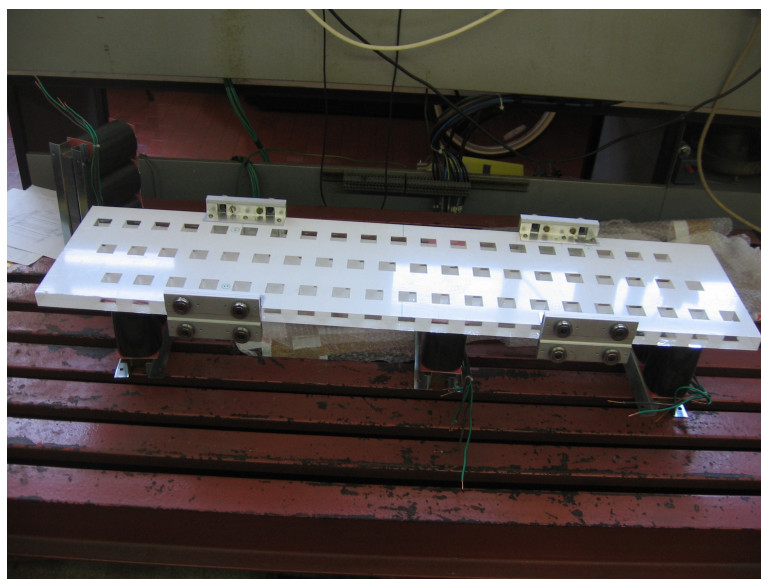


Figura 5.8 - Conjunto *translator* + carrinhos

O passo seguinte foi a integração das peças da parte fixa do conversor, ou estrutura principal de suporte do mesmo. Antes de unir os componentes principais, fixou-se os guias nos perfis em I da base e do topo (Figura 5.9), isto porque a colocação dos guias com os perfis soltos é mecanicamente mais viável em relação à montagem já com os perfis fixos, é de realçar ainda que estes guias, como já referido, através dos carrinhos, permitem o deslocamento do translator ao longo da estrutura. Visto que os guias possuem apenas 110 cm, acrescentou-se para o deslocamento pretendido do translator na ordem dos 60 cm, mais 55 cm que o guia inicial, o que totaliza um guia única com cerca de 115 cm.



Figura 5.9 - Guia fixada na estrutura de base/topo

Depois da colocação dos guias nos respectivos perfis, foram colocadas as partes laterais da estrutura, fixadas na base e no topo através de parafusos de aço do tipo M8. Os suportes laterais podem ser ajustados de acordo à necessidade, ou seja, permitem a variação do entreferro do conversor de acordo ao estudo desejado.

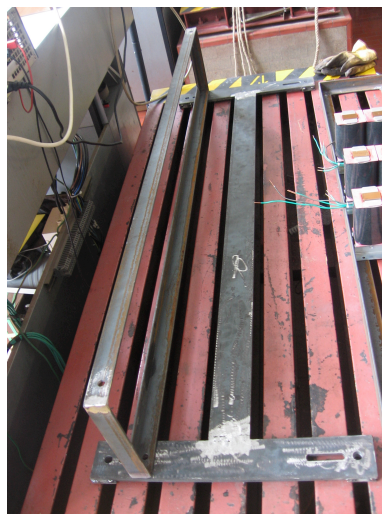


Figura 5.10 - Fixação do suporte lateral

Para a fixação das bobinas, a estrutura lateral possui pequenos rasgos de aproximadamente 10 cm em cada lado da bobina central. Desta forma, é possível alterar a distância relativa entre as bobinas e consequentemente alterar o período das mesmas.



Figura 5.11 - Bobinas fixadas no suporte lateral

Com as bobinas fixas nos suportes laterais, une-se as diferentes partes da estrutura de suporte, como mostra a Figura 5.12.

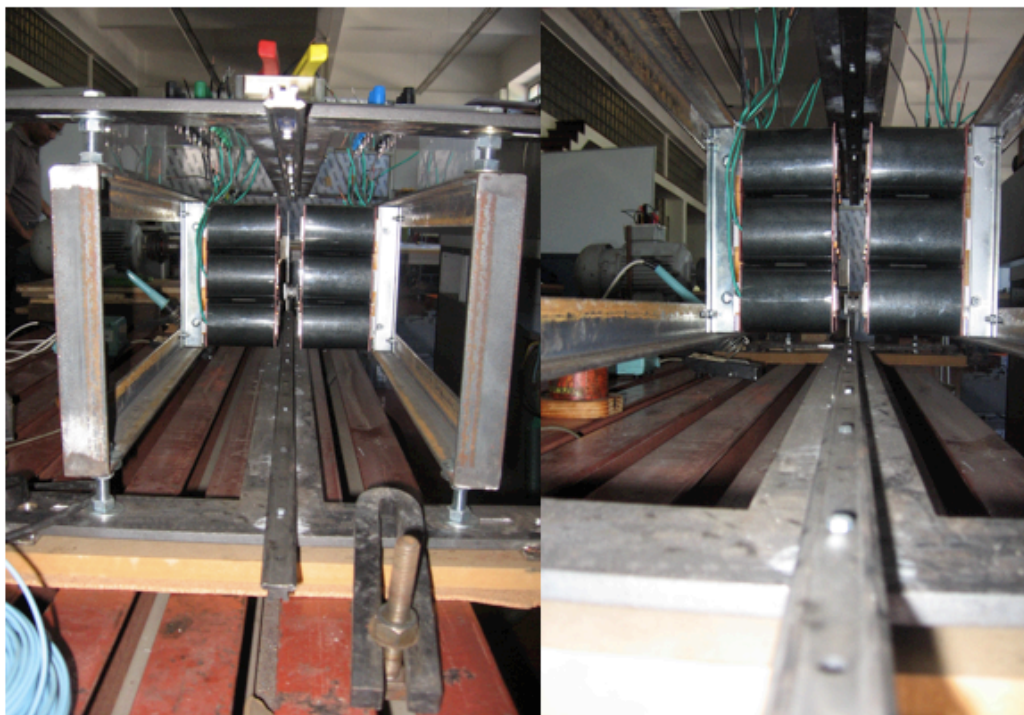


Figura 5.12 - Estrutura base de suporte + bobinas

O próximo passo foi a colagem dos magnetos. Baseando-se nos trabalhos anteriores, foi escolhida a cola Araldite, cuja força de ligação, após 3 dias de secagem é de 320 kg/cm² de acordo com o fabricante. Devido às forças de atracção entre os magnetos de pólos opostos, para que os magnetos ficassem presos nos orifícios do translator sem saltarem e unirem-se uns aos outros, preencheram-se alternadamente os orifícios do translator, isto é, a cada orifício com magneto seguia-se um orifício vazio. Deste modo a distância entre os magnetos tornou-se suficiente para minimizar as forças de atracção. Após a secagem completa do primeiro conjunto de magnetos puderam colar-se os restantes sem o risco de saírem do orifício pela força de atracção provocada pelos magnetos adjacentes (Figura 5.13). [12]



Figura 5.13 - Translador com os magnetos colados

5.5 Sistema de accionamento

Este protótipo poderia ser utilizado para accionamento directo a partir do movimento ondulatório das ondas. Para simular este movimento em ensaios dinâmicos no laboratório foi utilizado um acoplamento directo do *translator* através de um sistema biela manivela ao veio de um motor de indução. Este sistema é constituído por uma braço em alumínio de raio R onde se encontra ligado um braço L também de alumínio que acciona o *translator*. O motor de indução possui dois pares de pólos e serve de máquina motriz, o que permite um movimento recíproco do *translator* através do sistema biela manivela. O motor é comandado através de um variador de frequência. O sistema biela manivela acciona directamente o *translator*. Converte um movimento circular num movimento oscilatório linear. Para os ensaios usou-se: L = 50 cm e R = 25 cm. Pode ser descrito pelas equações para a posição (5.5) e velocidade (5.6). O sistema de accionamento encontra-se representado na Figura 5.14.



Figura 5.14 - Sistema de accionamento

Na figura 5.14 está representada a morfologia do sistema mecânico a modelar bem como as variáveis dependentes do sistema a modelar.

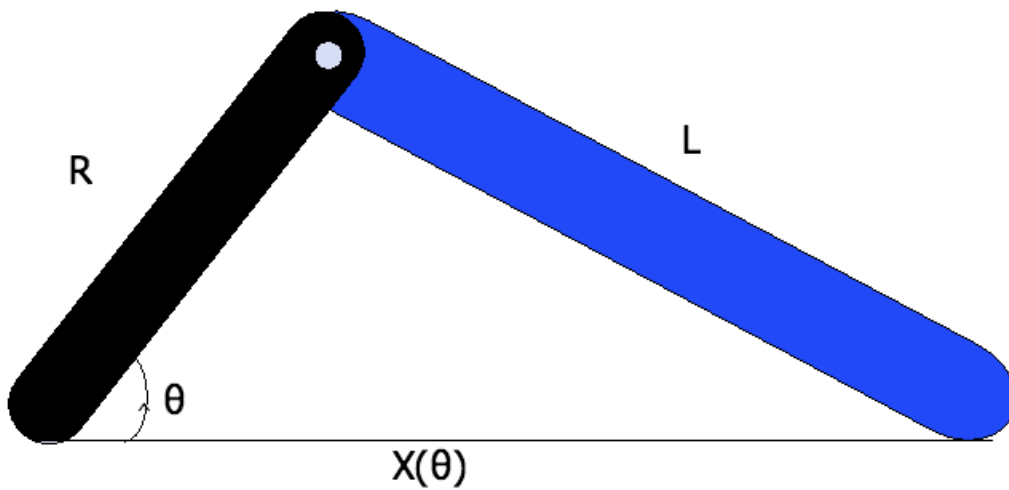


Figura 5.15 - Sistema mecânico a modelar

Se a posição angular for dada por,

$$\theta = \omega_{mec} t = 2\pi f_{mec} t \quad (5.4)$$

Então o deslocamento linear e a velocidade linear serão dados por,

$$x(\theta) = R \cos(\theta) + \sqrt{L^2 - (R \sin(\theta))^2} \quad (5.5)$$

$$v(t) = \frac{dx}{dt} = -R\omega_{mec} \sin(\omega_{mec} t) - \frac{R^2 \omega_{mec} \sin(2\omega_{mec} t)}{2\sqrt{L^2 - (R \sin(\omega_{mec} t))^2}} \quad (5.6)$$

De acordo às equações (5.5) e (5.6) traça-se a evolução das respectivas grandezas, que são abaixo representadas na Figura 5.15.

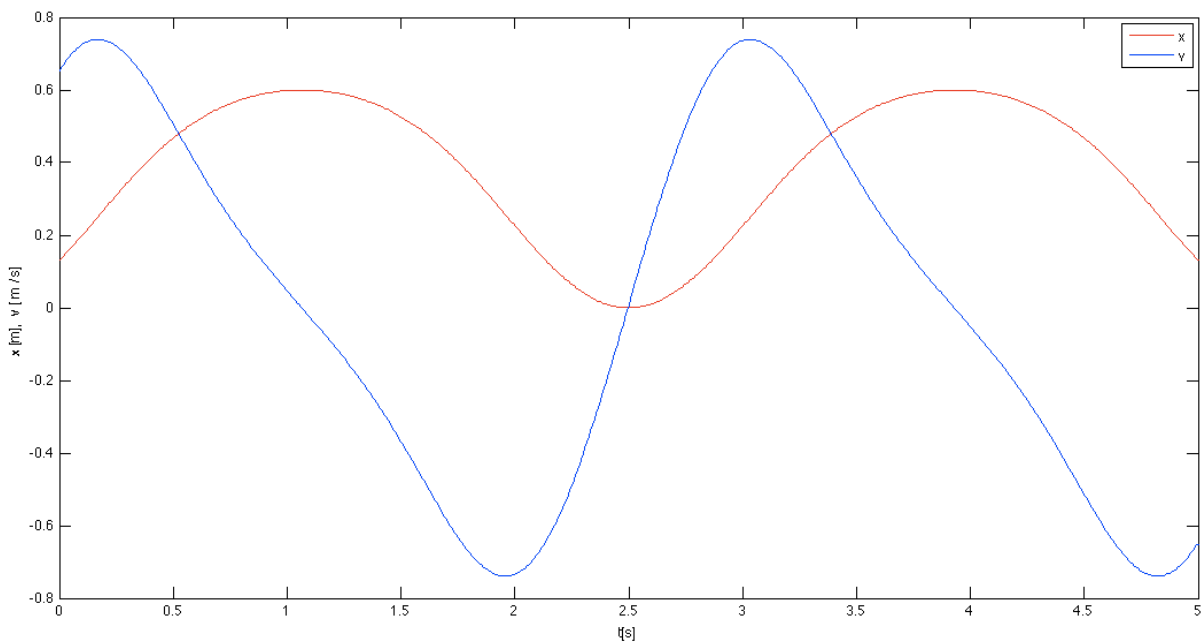


Figura 5.16 - Evolução da posição e da velocidade do translador em função do tempo

5.6 Dificuldades na Montagem

Durante a montagem do conversor, muitas dificuldades foram surgindo, das várias dificuldades com as quais nos deparamos, importa salientar duas em particular, uma que tem a ver com o ajustamento do

entreferro para o valor desejado e outra com a nivelção do conversor e o sistema de accionamento. Em relação a primeira, por motivos de segurança, e principalmente devido a algumas assimetrias na estrutura de suporte, não foi possível reduzir o espaço do entreferro para valores desejáveis (5 mm) que permitissem uma redução significativa do fluxo de dispersão. Como representado na Figura 5.17, o entreferro não é uniforme, as fiadas de magnetos observam valores diferentes de entreferro.

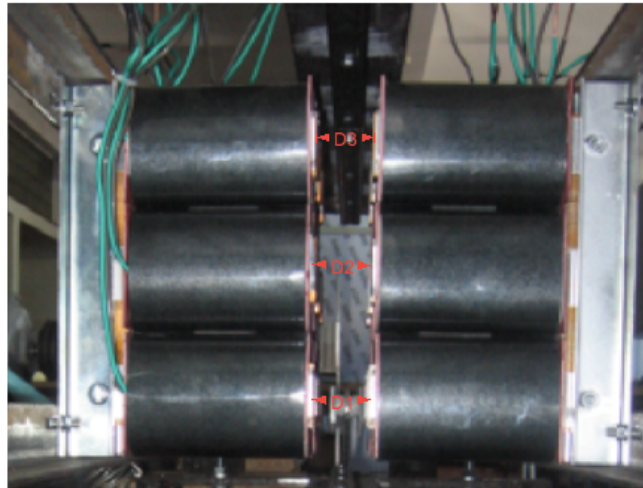


Figura 5.17 - Assimetrias do entreferro

A segunda dificuldade relevante mencionada, deveu-se principalmente ao facto da base, local onde o sistema de accionamento e o conversor encontram-se assentes, ser de aço e possuir rasgos com espessura que não proporcionavam nenhuma margem de segurança para a operação do conversor, porque o braço durante o funcionamento do conversor tem oscilações significativas na direcção transversal ao movimento. Por isto, com recurso à uma rebarbadora, alargou-se o rasgo até a um valor que conferisse margem de segurança durante o funcionamento do conversor. A Figura 5.18 mostra de forma elucidativa o que foi realmente feito.



Figura 5.18 - Alargamento dos rasgos na base

Capítulo 6 - Verificação dos Resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados dos ensaios realizados ao protótipo, nomeadamente, resultados de ensaios em vazio, em carga com ponte de rectificação a díodos e confrontar-se-á os mesmos com os equivalente teóricos. As características apresentadas sofreram um tratamento posterior no *MATLAB* com o objectivo de eliminar ruídos introduzidos por factores externos ao conversor e melhorar a qualidade das mesmas. Usou-se para tal tratamento, um filtro linear passa baixo de Butterworth de 3ª ordem.

6.1 Descrição do Aparato Experimental

Para realizar os ensaios pretendidos foi feita a montagem representada na Figura 6.1. Para accionar o *translator* como já mencionado, o sistema de braços foi acoplado a um motor de indução (Figura 6.1 (a)) e este a um desmultiplicador de velocidade (Figura 6.1(b)). O ajuste de velocidade do motor de indução é feito por um ALTIVAR (Figura 6.1(c)) a funcionar no modo V/f, obtendo-se binário alto a baixa velocidade. Para medir a posição, e consequentemente a velocidade, usa-se um sensor de posição a ultra - sons, modelo *UNAM 18U6903IS14* da *Baumer* (Figura 6.1(d)), que converte a posição do *translator* num sinal analógico numa gama de 0 à 10 Volts . Para medir a tensão e formas de onda, usa-se um osciloscópio digital (Figura 6.1(e)) , que permite a aquisição de dados para posterior tratamento de formas de onda por computador, com auxílio de um programa em *MATLAB* assim como já foi referido [12]. Para a rectificação completa as ondas, utilizou-se uma ponte de rectificação completa (Figura 6.1(g)). Como carga usou-se um reóstato (Figura 6.1(f)) com uma gama de variação entre os 1/8 da resistência máxima e o valor máximo de resistência

$$\left(\frac{1}{8} R_{L_{\max}} \leq R_L \leq R_{L_{\max}}\right).$$

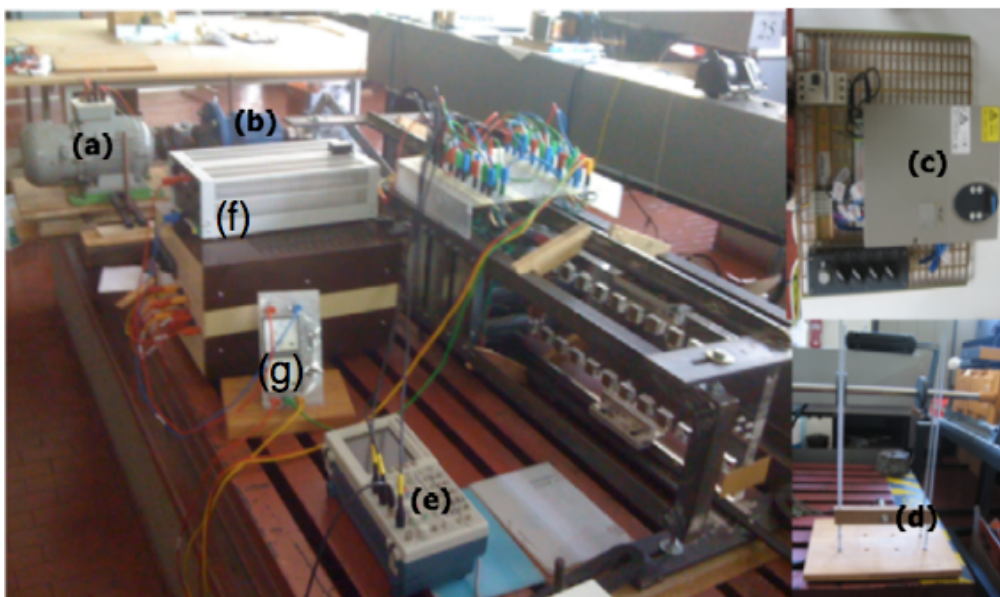


Figura 6.1 - Aparato Experimental

6.2 Ensaio em Vazio

O objectivo destes ensaios é estudar a forma de onda da força electromotriz do conversor bem como verificar a dependência desta com a velocidade. Verificar se o sistema é trifásico, simétrico e equilibrado e confrontá-los com os resultados teóricos.

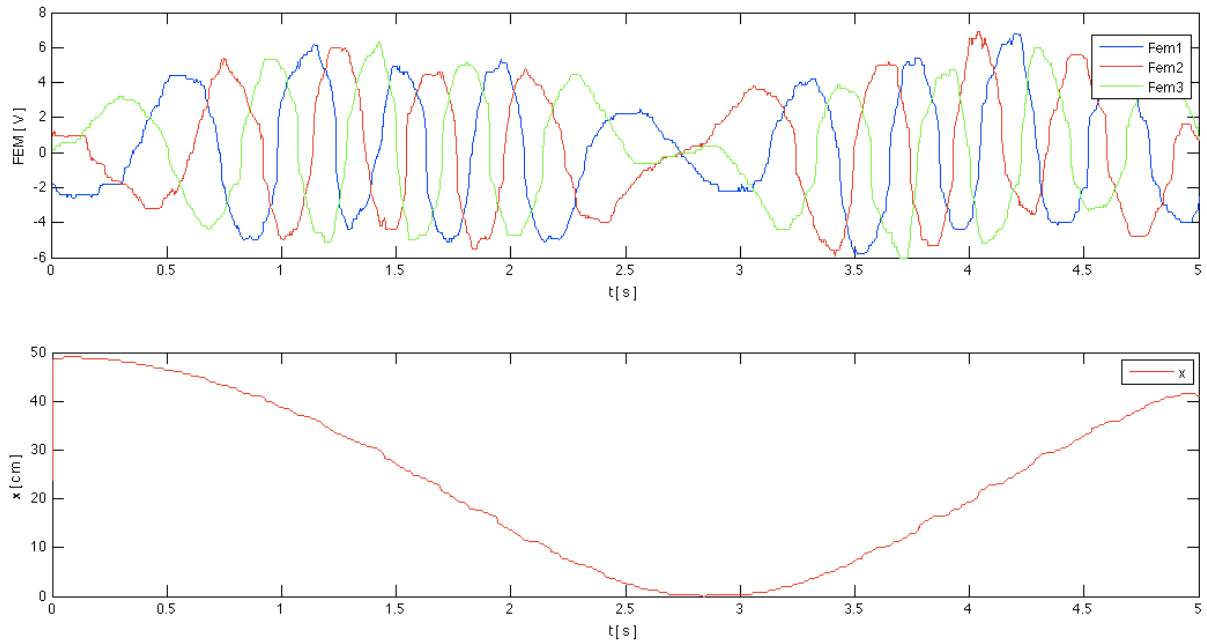


Figura 6.2 - Evolução da força electromotriz (Fem) nas 3 fases em vazio e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental)

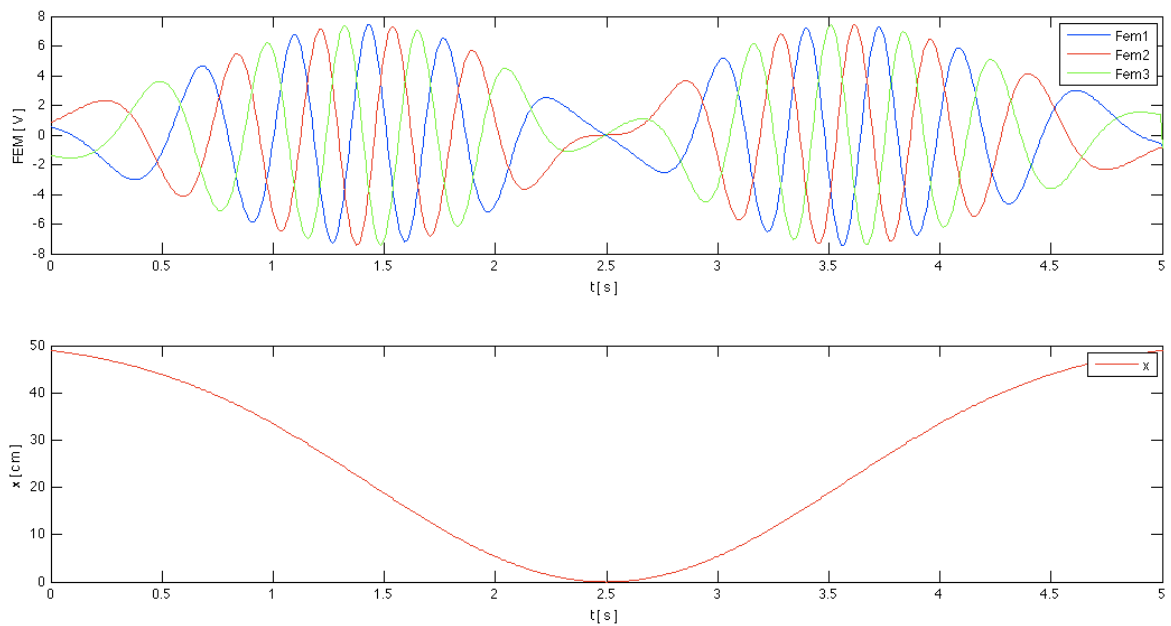


Figura 6.3 - Evolução da força electromotriz (Fem) nas 3 fases em vazio e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico)

Dos resultados obtidos verificou-se:

- A amplitude assim como teoricamente previsto é modelada pela velocidade de accionamento.
- As forças electromotrices formam um sistema trifásico, simétrico (desfasadas de 120°) e equilibrado directo ou inverso de acordo ao sentido de deslocação do *translator*.
- As assimetrias da estrutura e os desequilíbrios mecânicos têm forte influência na amplitude e na qualidade da força electromotriz, introduzindo sinais de ruído que tendem a distorcer a forma de onda da mesma.

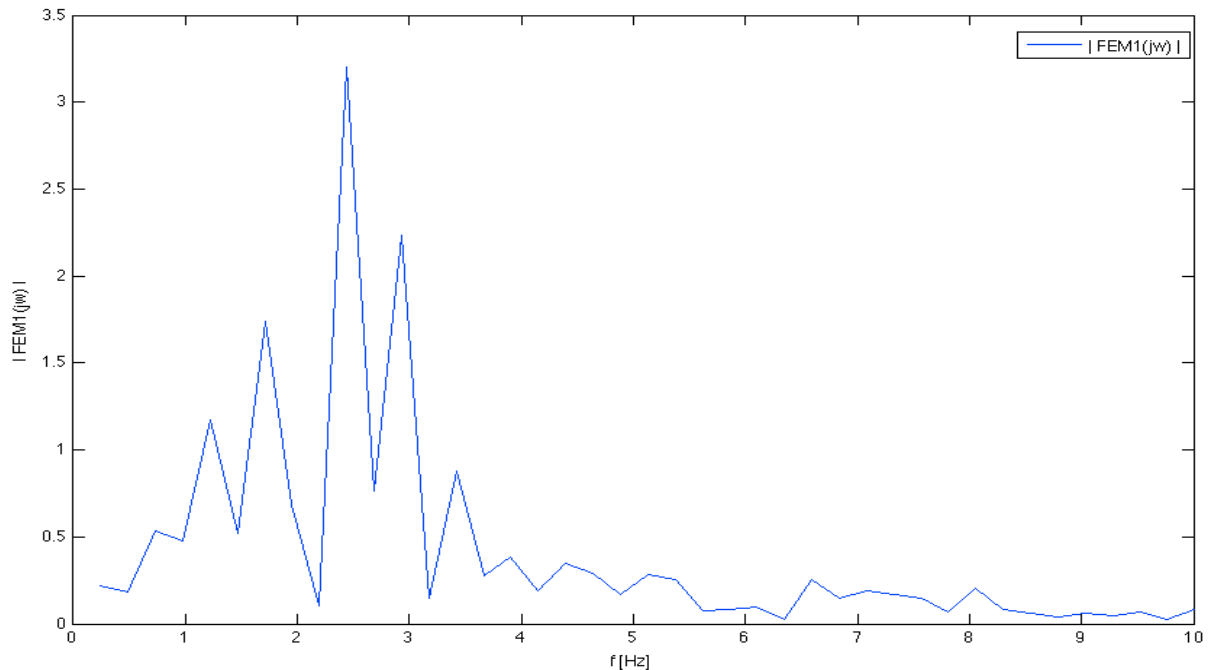


Figura 6.4 - Conteúdo harmónico da força electromotriz na fase 1 para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental)

Do resultado obtido na Figura 6.3 verificou-se:

- O espectro da força electromotriz é variável, com frequências múltiplas da fundamental ($f = 0,2$ Hz).
- A harmónica com maior amplitude tem uma frequência que é cerca de 12 vezes maior que a frequência fundamental. Esta frequência corresponde ao intervalo de tempo entre as oscilações de maior amplitude da força electromotriz.

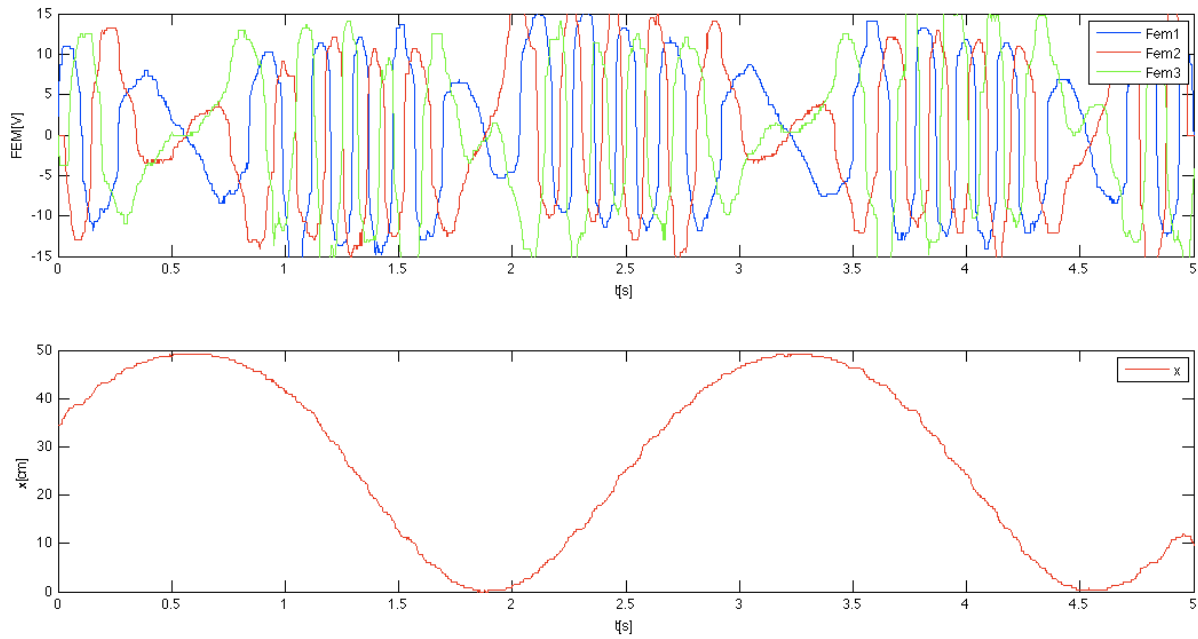


Figura 6.5 - Evolução da força electromotriz (Fem) nas 3 fases em vazio e da posição para $f = 2/5$ Hz (resultado experimental)

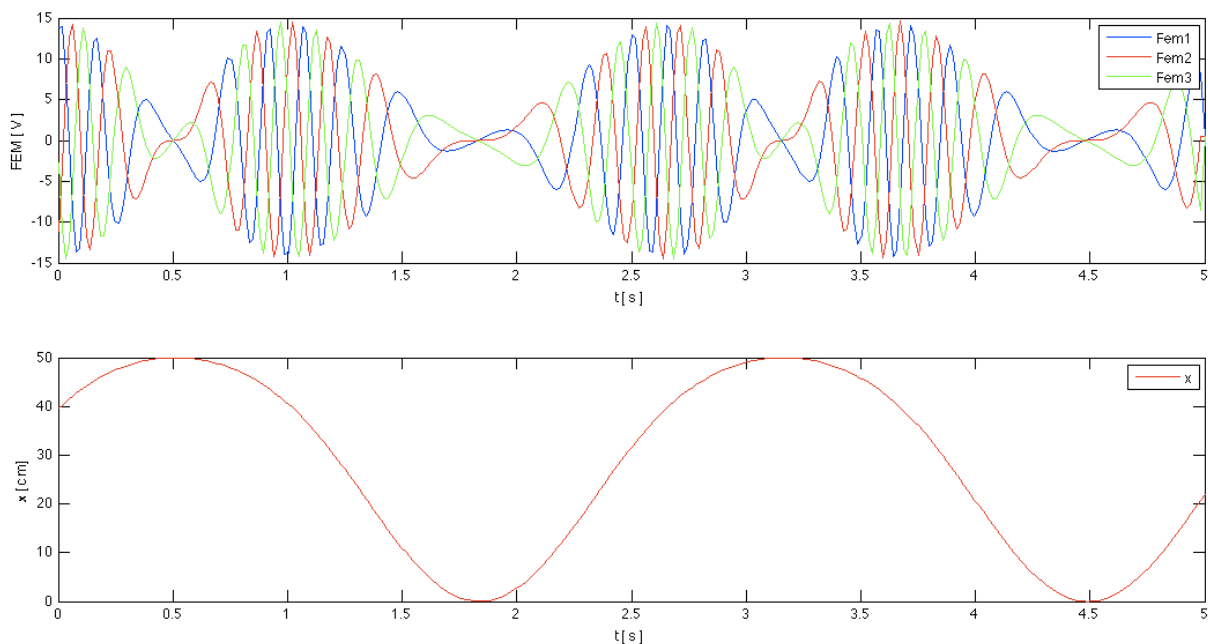


Figura 6.6 - Evolução da força electromotriz (Fem) nas 3 fases em vazio e da posição para $f = 2/5$ Hz (resultado teórico)

Dos resultados obtidos nas Figuras 6.5 e 6.6 verificou-se:

- A força electromotriz varia com a velocidade, assim como teoricamente previsto, e com esta varia também a frequência.
- A força electromotriz é uma função modulada pela velocidade.
- Quanto maior a velocidade maior a força electromotriz aos terminais do conversor.

6.3 Ensaio em Carga

Até agora foi analisado o comportamento do conversor em vazio. Neste ensaio será analisado o comportamento do conversor numa situação de carga. Aos terminais do conversor foi colocada uma resistência trifásica equilibrada de 5.75Ω .

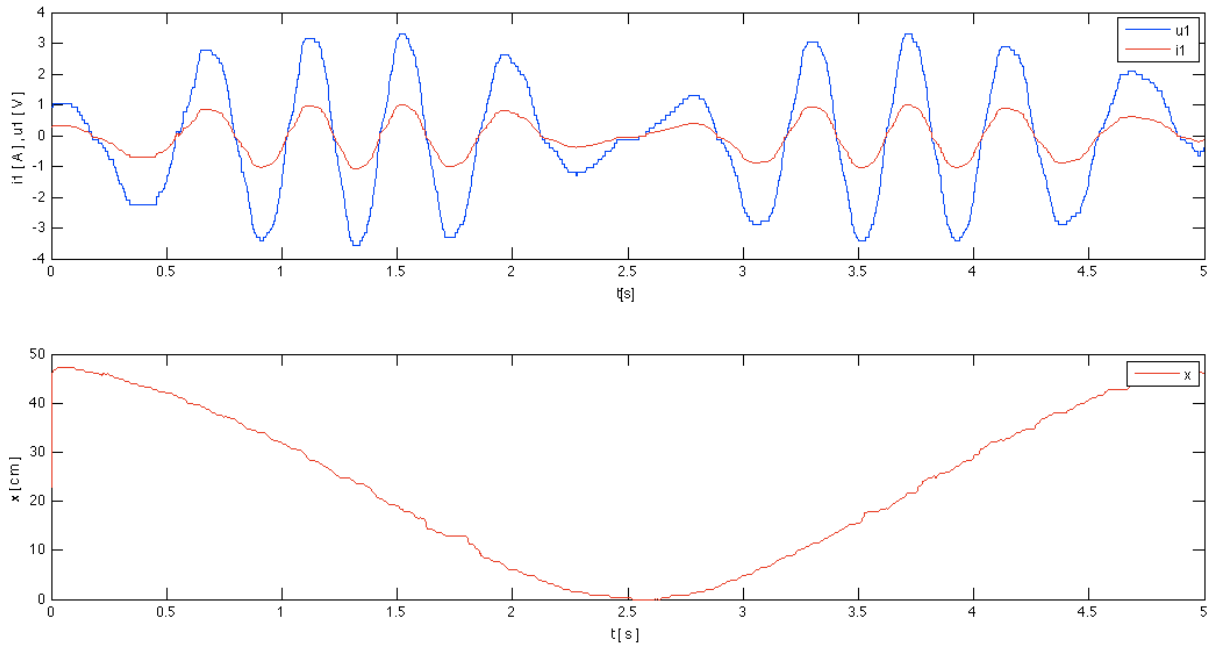


Figura 6.7 - Evolução da tensão e da corrente na fase 1 e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental)

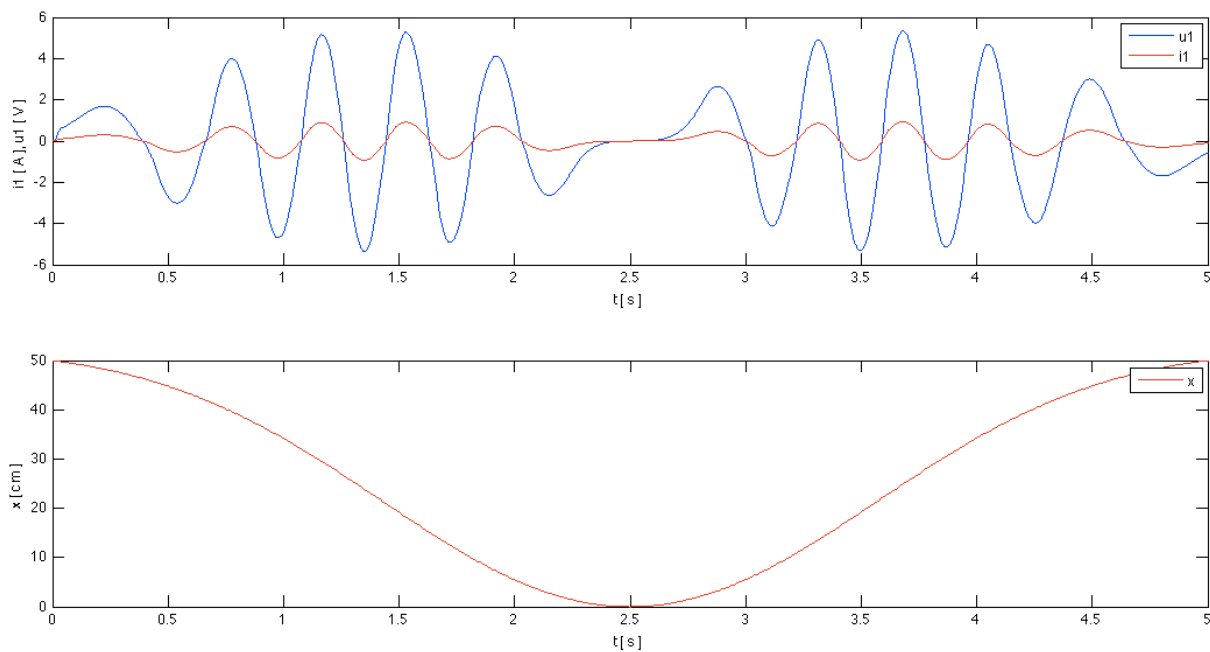


Figura 6.8 - Evolução da tensão, da corrente na fase 1 e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico)

Dos resultados obtidos verificou-se:

- Existe uma redução da tensão numa situação em carga em relação à de vazio. Esta redução é devido a queda de tensão nas bobinas.
- Para o caso de frequências baixas os valores de resistências são predominantes face às reactâncias. Tendo o circuito um carácter resistivo a corrente encontra-se em fase relativamente à tensão.

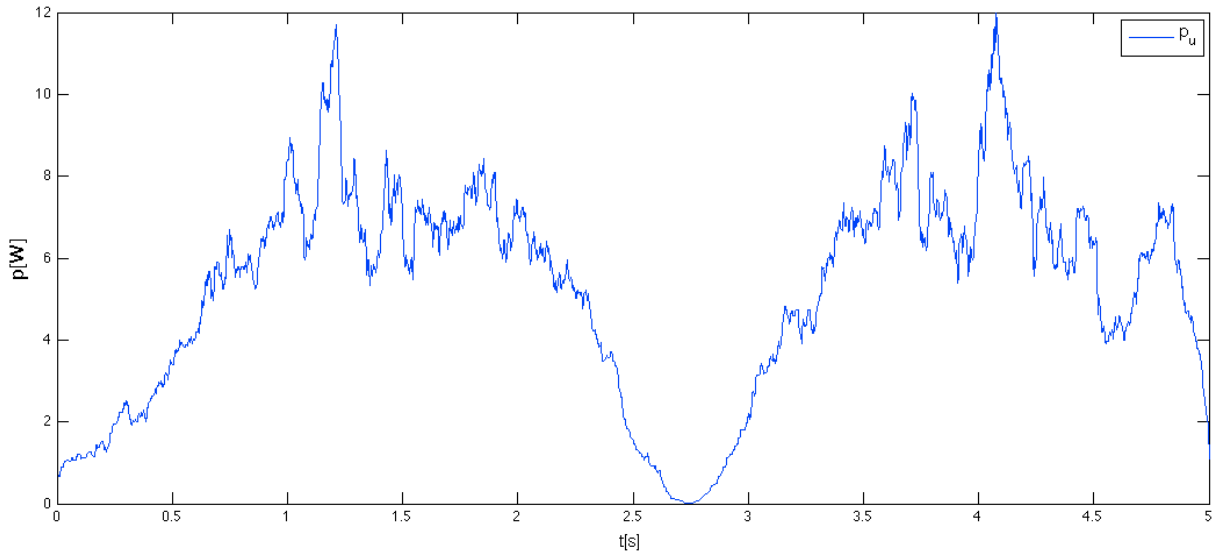


Figura 6.9 - Evolução da potência e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental)

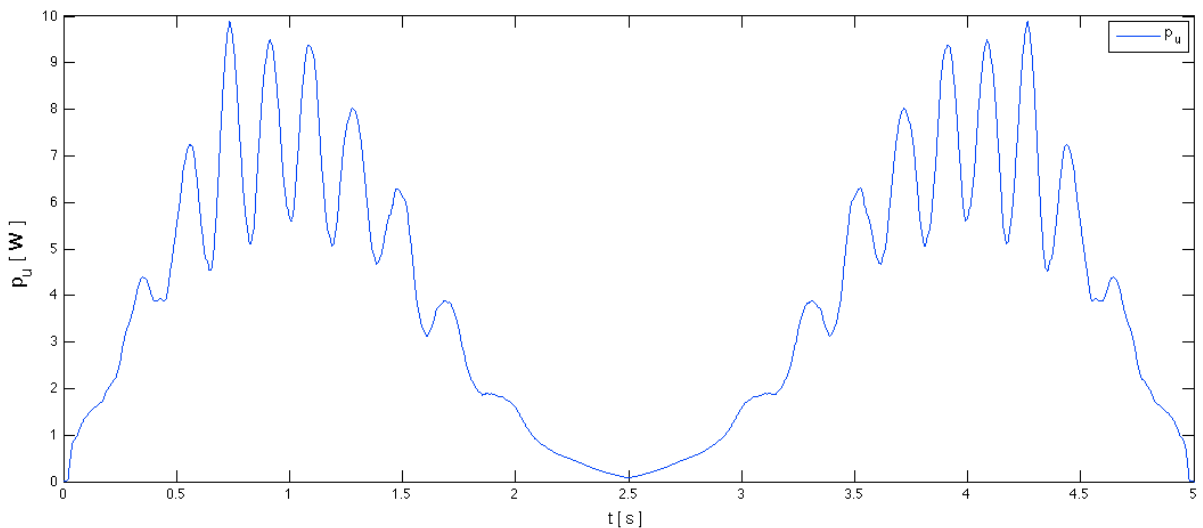


Figura 6.10 - Evolução da potência útil e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico)

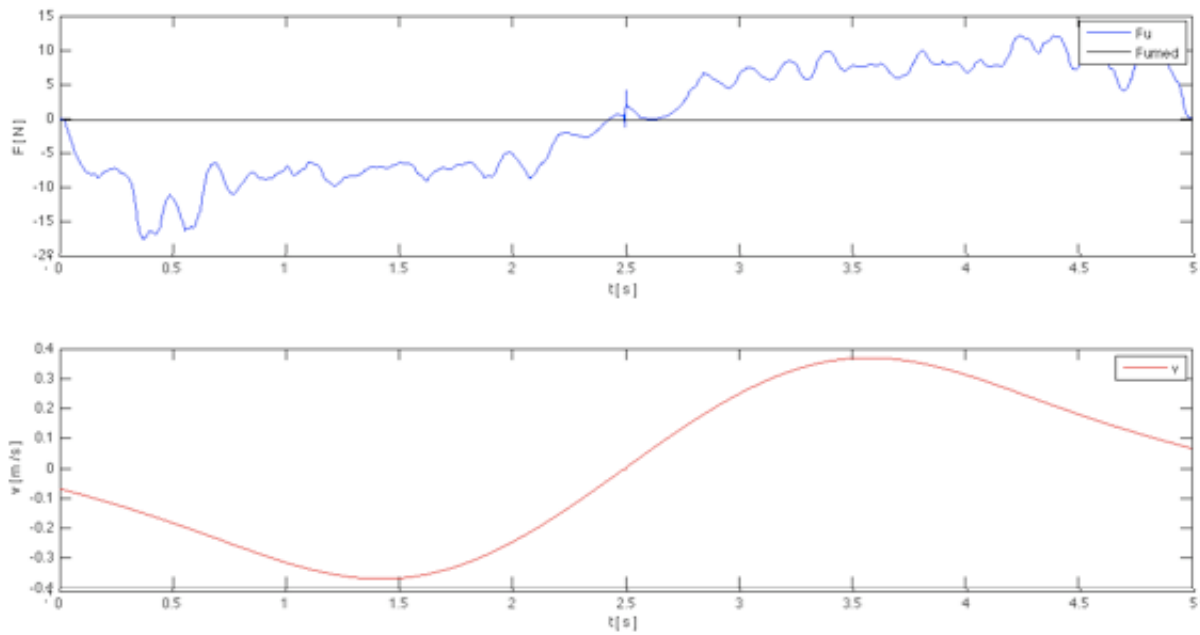


Figura 6.11 - Evolução da força útil e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental)

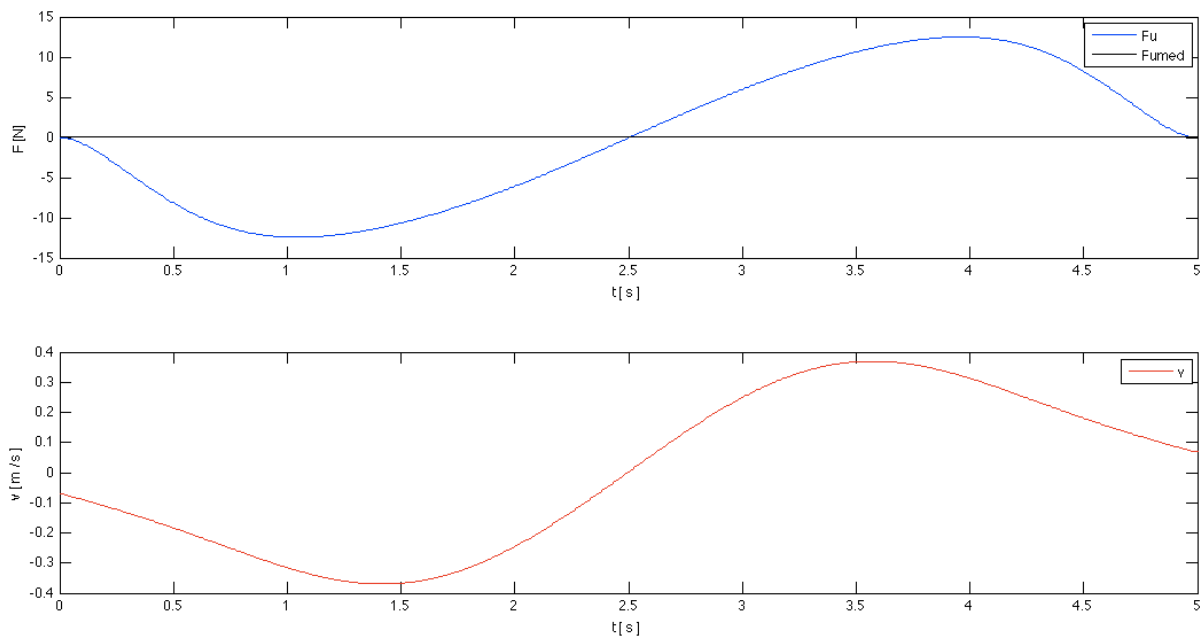


Figura 6.12 - Evolução da força útil e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico)

Dos resultados obtidos para a potência e força verifica-se:

- A potência útil é sempre positiva, cujo valor depende do regime de funcionamento do conversor, isto é, quanto maior a frequência maior também será a potência disponível à saída do conversor.

6.4 Ensaio em Curto Circuito

Foram analisados anteriormente o comportamento do conversor em vazio e em carga. Analisar-se-á agora comportamento do mesmo numa situação de curto circuito. O curto circuito efectuado aos terminais do conversor é trifásico simétrico.

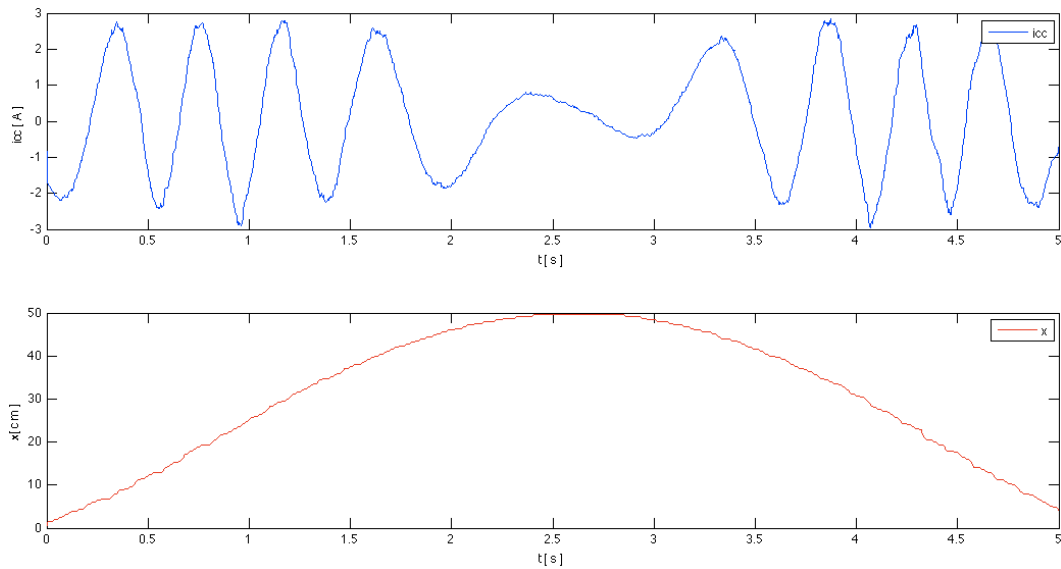


Figura 6.13 - Evolução da corrente de curto circuito, da corrente de carga na fase1 e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado experimental)

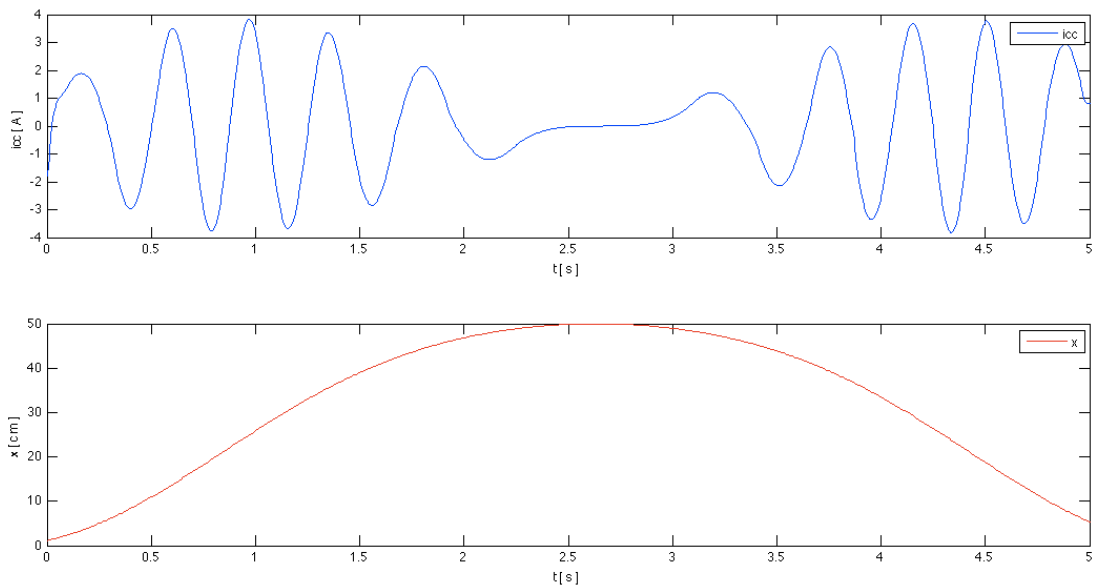


Figura 6.14 - Evolução da corrente de curto circuito, da corrente de carga na fase1 e da posição para $f = 1/5$ Hz (resultado teórico)

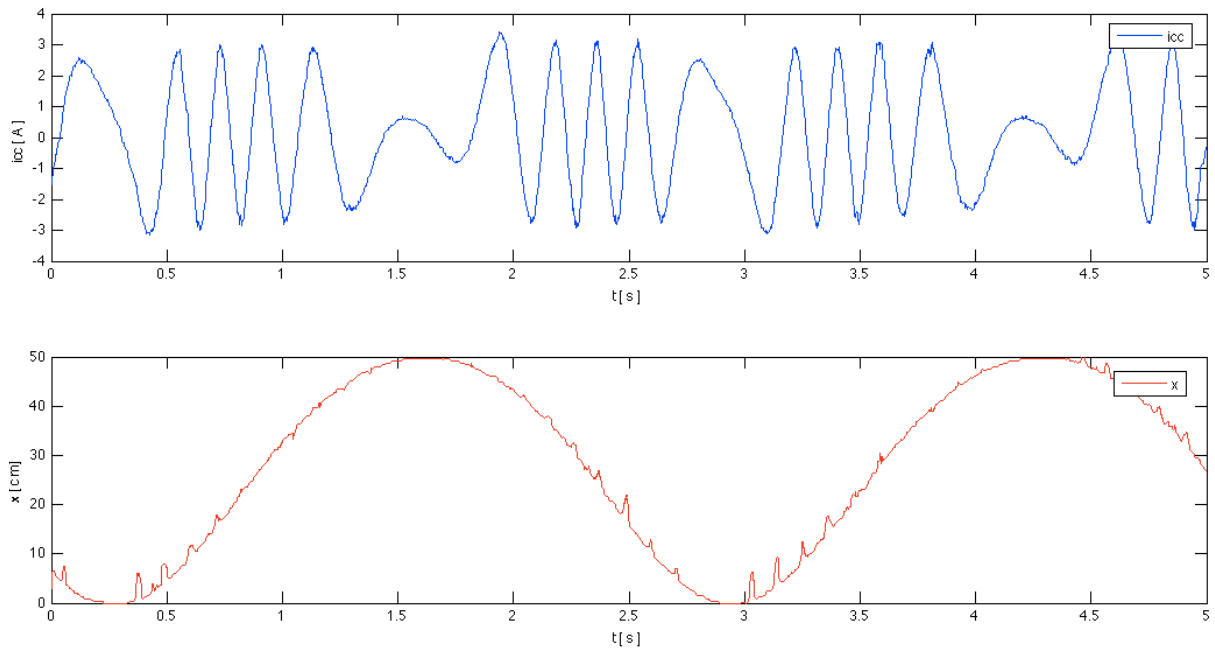


Figura 6.15 - Evolução da corrente de curto circuito, da corrente de carga na fase1 e da posição para $f = 2/5$ Hz (resultado experimental)

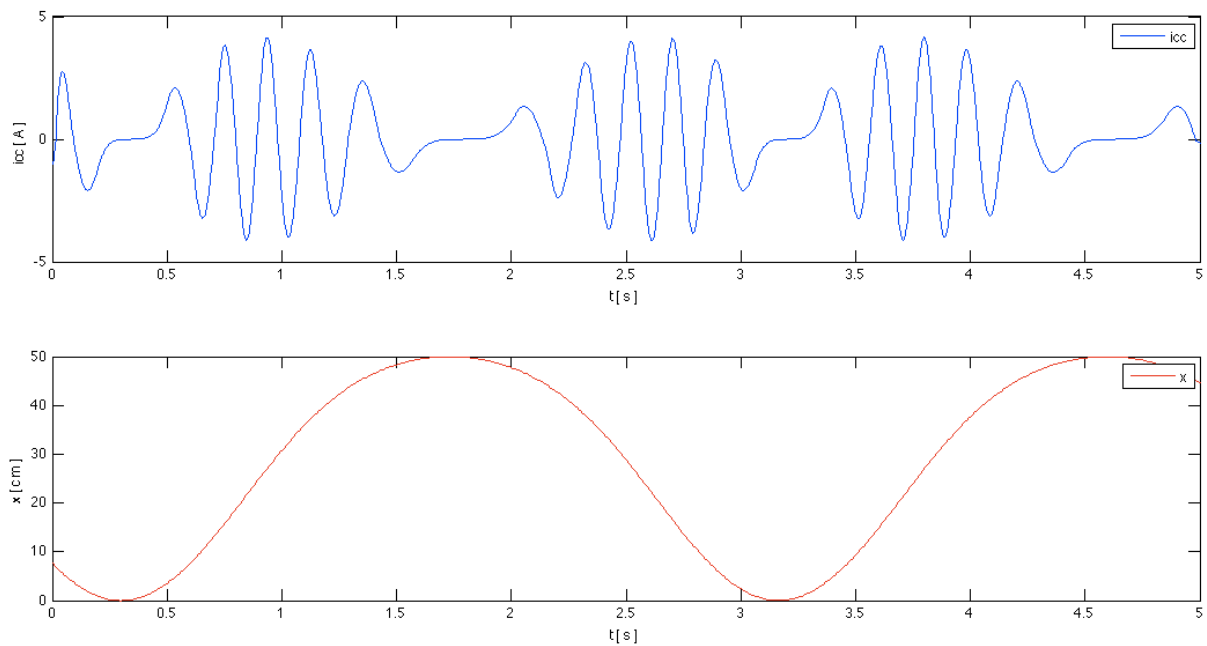


Figura 6.16 - Evolução da corrente de curto circuito, da corrente de carga na fase1 e da posição para $f = 2/5$ Hz (resultado teórico)

Dos resultados obtidos verificou-se:

- A corrente de curto circuito é pouco sensível as variações de velocidade, mantendo-se praticamente constante. Isto porque a mesma depende fundamentalmente da força electromotriz e da reactância cíclica e uma vez que a força electromotriz e a reactância

dependem da frequência, a corrente de curto circuito será praticamente constante devido ao facto da força electromotriz e da reactância cíclica variarem na mesma proporção.

6.7 Caracterização do Modelo

Para a caracterização e validação do modelo determinaram-se os valores médios da corrente e da tensão à frequência de 2/5 Hz (20 Hz mecânicos) e 4/5 Hz (40 Hz mecânicos). A figura 6.17 mostra a evolução da corrente e da tensão rectificadas em função tempo, para um valor de resistência $RL=11.3$ Ohms à frequência de 4/5 Hz (40 Hz mecânicos).

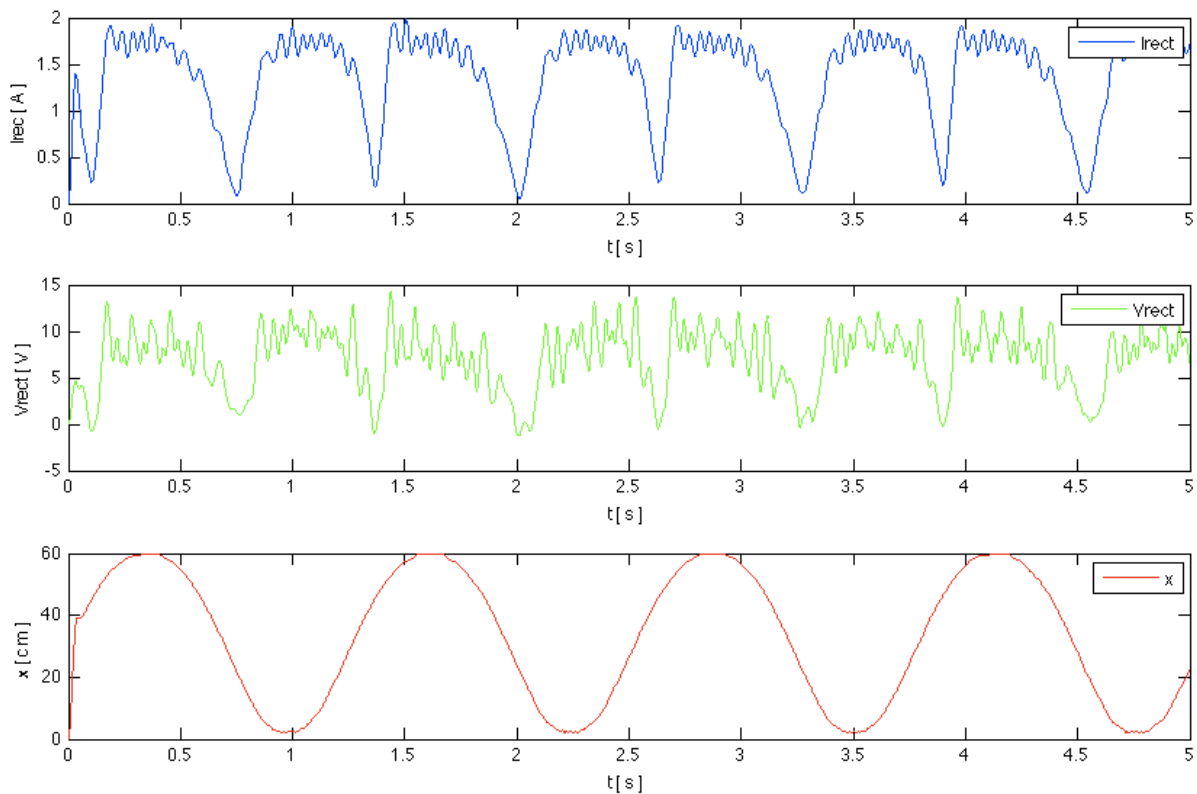


Figura 6.17 - Corrente rectificada, na fase r, tensão rectificada e posição para $RL=11.3$ Ohms para $f = 4/5$ Hz (resultado experimental)

Mais valores, para diversos valores de resistência, foram obtidos com o objectivo de traçar a característica da tensão em função da corrente. Os respectivos valores são apresentados na tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Valores médios da corrente e da tensão rectificadas

f_{mec}					
20 Hz	40 Hz	20 Hz	40 Hz	20 Hz	40 Hz
$I_{med}(A)$		$U_{med}(V)$		$R_L = 11.5\Omega$	
1.49	1.76	0	0.45	CC	
1.43	1.62	4.09	2.59	RL*1/10	
1.43	1.62	4.09	3.57	RL*2/10	
1.19	1.47	6.82	6.54	RL*3/10	
1.11	1.46	7.05	7.04	RL*4/10	
1.03	1.10	7.39	11.29	RL*5/10	
0.96	0.74	7.57	13.95	RL*6/10	
0.88	0.53	7.71	14.88	RL*7/10	
0.65	0.25	8.02	15.60	RL*8/10	
0.32	0.02	8.28	15.00	RL*9/10	
0.25	0.01	8.31	15.30	RL*10/10	
0.12	0.00	8.35	15.80	Vazio	

Com base nos valores apresentados na tabela 6.1 determina-se graficamente a disposição dos pontos de tensão em função da corrente. Na Figura 6.18 encontra-se representado graficamente esta relação.

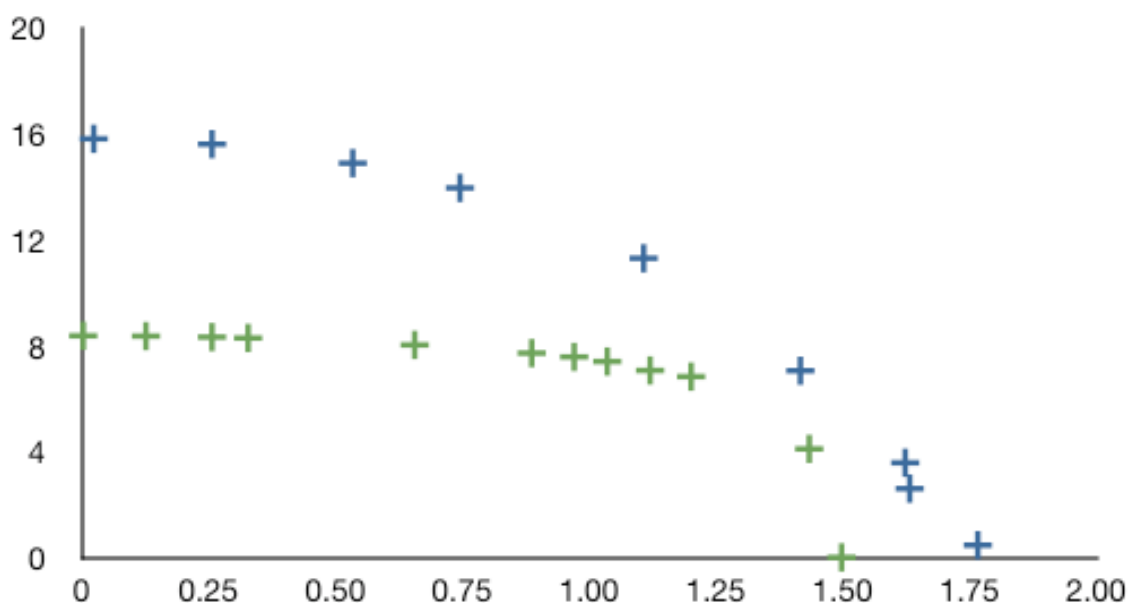


Figura 6.18 - Característica aproximada da Tensão rectificada em função da Corrente rectificada para $f = 2/5$ Hz e $f = 4/5$ Hz (resultado experimental)

Como se vê na Figura 6.18 à semelhança do que acontece na máquina síncrona, a tensão em vazio é bastante sensível às variações de velocidade contrariamente à corrente de curto circuito que varia pouco com a mesma. É de notar ainda na Figura 6.18 que a tensão é proporcional à frequência, com a duplicação da frequência a tensão em vazio praticamente duplica também, o que é expectável, uma vez que a força electromotriz depende fundamentalmente da velocidade do *translator*. O andamento das curvas representadas na Figura 6.18 é não linear, e pode-se fazer o paralelo com a máquina síncrona seguida de um rectificador (geratriz de rectificação), onde a característica da tensão em função da corrente (ambas rectificadas) é uma elipse, neste trabalho não será feito o estudo concreto da geratriz de rectificação, mas entretanto está lançada a base para estudos futuros relativos à identificação e comparação da característica da tensão em função da corrente obtida no gerador linear e a obtida para o caso da geratriz de rectificação. Alguns ensaios em carga realizados com a ponte de rectificação bem como os ficheiros MATLAB com código usado para as simulações encontram-se nos anexos.

6.6 Conclusão dos Ensaios

A principal diferença entre os resultados obtidos na prática e os teóricos, reside fundamentalmente nos valores das amplitudes das grandezas e em alguns casos (poucos) também na fase, isto é assim por causa das limitações associadas ao modelo, tais como a representação do magneto por uma bobina equivalente, contabilização das fugas através de um modelo de simulação bidimensional e também por causa das limitações de natureza mecânicas impostas pelo conversor devido a questões de segurança e estabilidade do mesmo, não sendo possível ter um o entreferro de 0.5 cm como previsto teoricamente, mas sim um entreferro que anda à volta dos 1.5 cm o que introduz fugas bastante significativas.

Capítulo 7 - Conclusões e Trabalhos Futuros

7.1 Conclusões

Como já referido, este trabalho teve como objectivos a modelação e a construção de um protótipo de um gerador polifásico (3 fases) para o aproveitamento da energia das ondas, com maior incidência na construção do mesmo. Visto que a modelação tem sido apresentada já em vários trabalhos precedentes, foram apenas corrigidos, em termos de modelação, alguns aspectos relacionados com o andamento dos coeficientes de indução e com a contabilização apropriada das fugas. A hipótese de partida do modelo, desprezando as fugas, modifica substancialmente as formas de onda e os valores quantitativos das grandezas, mas ainda assim, funciona porque possui a informação base para o entendimento do comportamento do conversor.

Posteriormente, levando em consideração as dimensões do entreferro do gerador real que são relativamente grandes, houve a necessidade da introdução do fluxo de dispersão para a correcção dos valores dos parâmetros do modelo. Deste modo, tendo em conta que a dispersão tem um grande peso nos valores de amplitude dos resultados teóricos bem como dos resultados experimentais, dando seguimento ao que já tivera sido feito anteriormente, neste trabalho voltou-se a analisar a dispersão associada ao translator, recorrendo para o efeito a simulações usando programas de elementos finitos em 2D. Com esta análise corrigiu-se a forma de cálculo das forças parasitas de relutância e propôs-se um critério para a escolha do passo polar.

Desenvolveu-se assim, um modelo dinâmico para o gerador e propôs-se um modelo simplificado para o regime permanente que se consubstancia numa representação por um circuito eléctrico com a utilização de indutâncias cíclicas.

A construção do protótipo (o que não foi feito no trabalho passado) permitiu verificar experimentalmente os resultados obtidos através de um modelo teórico com a realização de ensaios experimentais em vazio, em carga, em curto circuito e com ponte de rectificação. Durante a construção surgiram algumas dificuldades na montagem do gerador, dificuldades relacionadas com o alinhamento do entreferro, a livre movimentação do braço mecânico e principalmente com a estabilidade do conversor, mas estas foram ultrapassadas, o que permitiu depois a realização dos ensaios experimentais. Com base nos resultados obtidos pode-se concluir que é viável a solução funcional do gerador linear polifásico com estator de fluxos ligados e que este tem vantagens sobre as forças parasitas.

7.2 Trabalhos Futuros

Na sequência do trabalho é importante que se faça o controlo do sistema, porque o comando é um aspecto importante relativamente à funcionalidade do sistema. Há casos onde é importante otimizar o processo de conversão sendo necessário actuar sobre a força electromagnética e assim condicionar o deslocamento do *translator*. O uso de magnetos permanentes inviabiliza uma solução por actuação na excitação e exige uma complexidade ao nível da fonte electrónica associada ao estator. Em alternativa poder-se-á usar bobinas de excitação com um sistema de auto-excitação com

magnetos permanentes. Estas são questões que se julga com interesse desenvolver. Por último e como caso extremo de simplicidade construtiva está o desenvolvimento de um gerador de relutância em que no *translator* não há magnetos nem bobinas, mas apenas pólos de material magnético de elevada permeabilidade. Desta forma tem-se uma máquina com dupla saliência de construção muito simples, mas certamente com um comando mais elaborado.

Capítulo 8 - Referências Bibliográficas

- [1] Szabo, L., Oprea, C. *et al*, “Novel Permanent Magnet Tubular Linear Generator for Wave Energy Convertors”. Technical University of Clui, Romania, 2006.
- [2] Polinder, H. and Scuotto, “Wave Energy Convertors and Their Impact on Power Systems in *International Conference of Future power Systems*. IEEE, 2005.
- [3] Szabo, L., Oprea, C. *et al*, “Novel Permanent Magnet Tubular Linear Generator for Wave Energy Convertors”. Technical University of Clui, Romania, 2006
- [4] Sarmiento, A. and Cruz, J., “Energia das Ondas – Introdução aos Aspectos Tecnológicos, Económicos e Ambientais”. Instituto do Ambiente, ISBN: 972-8577-11-1, 2004.
- [5] <http://www.efacec.pt/PresentationLayer/ResourcesUser/fotos/Referências/>
- [6] Danielson, O., “Design of a Linear Generator for Wave Energy Plant”. Uppsala University Scholl of Engineering, January 2003.
- [7] Webpage, <http://www.oceanpd.com/Pelamis/default.html>, acedida em Julho de 2008
- [8] <http://www.global-greenhouse-warming.com/images/WaveDragonDiagram.jpg>
- [9] http://ocsenergy.anl.gov/documents/docs/OCS_EIS_WhitePaper_Wave.pdf
- [10] Gerador Linear com Magnetos Permanentes para Aproveitamento da Energia das Ondas, Ivo Manuel Neves Monteiro. Dissertação para obtenção do grau de mestre, IST, outubro 2009.
- [11] Construção de um Oscilador Electromecânico para o Aproveitamento da Energia das Ondas, Paulo Alexandre da Silva Prieto. Dissertação para obtenção do grau de mestre, IST, outubro 2008.
- [12] Protótipo de um Gerador Linear para Aproveitamento de Energia das Ondas num sistema AWS, Gonçalo Fernandes Beirão. Dissertação para obtenção do grau de mestre, IST, Maio 2010.

Capítulo 9 - Anexos

9.1 Código Matlab Usado para Simulação

Princípio de funcionamento (Força Electromotriz e Força de origem electromagnética)

```
clear all;
close all
clc;

N=1000;
Br=1.29;
i=0;

miu_o=4*pi*10^(-5);
miu_m=1.05*miu_o;

delta1=0.01;
delta2=0.01;
d=2;
f=30;
w=2*pi*f;
R=0.9;
L=1;

%Campo Magnetico no vazio

Bo=(N*i+Br*d/miu_m)/((delta1+delta2)/miu_o+d/(miu_m));

%Movimento
passo=10^(-5);

%Contagem do tempo
t=-2:passo:2;

k=1;
x=k*t;

v=diff((x))./diff(abs(t));
v(length(x))=v(length(x)-1);

Fluxo_ligado=Bo*d^(2)*(1-abs(x)./d);

FEM=(Bo*d).*v; %v =dx/dt

%Coenergia Magnetica

Wm=(N*i+Br*d/miu_m)^2*(miu_m*d^(2))*(1-abs(x)./d)/(2*((miu_m/miu_o)*
(delta1+delta2)+d));
```

```

%Força Magnética

Fm=-(N*i+Br*d/miu_m)^(2)*d/(2*((miu_m/miu_o)*(delta1+delta2)+d)).*v;

plot(x,Fluxo_ligado/max(abs(Fluxo_ligado)), 'r');
hold on
plot(x,FEM/max(abs(FEM)), 'b');

xlabel('Posicao');
ylabel('Fluxo(vermelho), FEM(Azul)');
%title('Fluxo ligado -- FEM');

figure;

plot(x,Wm/max(abs(Wm)), 'r');
hold on
plot(x,Fm/max(abs(Fm)), 'b');

xlabel('Posicao');
ylabel('Força magnética(AZUL), Co-energia magnética(Vermelho)');

```

Função de polaridade e sobreposição

```

function PS=funcaoPS(z,teta,d);
coef_num=3000;

for n=1:1:coef_num
    a(n)=2/(pi*n)^2*(cos(3*pi*n/2)-cos(pi*n/2)-2*(cos(n*pi)-1));
    b(n)=2/(pi*n)^2*(sin(3*pi*n/2)+sin(pi*n/2)-2*(sin(n*pi)));
end

for i=1:1:length(z)
    PSo=0;
    for n=1:1:coef_num
        PS(i)=PSo+a(n)*cos(pi*n*(z(i)-teta)/(2*d))+b(n)*sin(pi*n*(z(i)-teta)/(2*d));
        PSo=PS(i);
    end
end

```

Factor de Área

```

function [A1 A2 A3 A1q A2q A3q]=Factor_area_new(z,d,teta)

Amax=d^2;
coef_num=3000;

```

```

soma_aux=0;

a1o=d^2;
for n=1:1:coef_num
    a1(n)=-2*d^2/(n*pi)^2*(cos(n*pi)-1);
    b1(n)=0;

end

for i=1:1:length(z)
    A1o=0;
    A2o=0;
    A3o=0;
    for n=1:1:coef_num
        A1(i)=A1o+a1(n)*cos(pi*n*(z(i))/(d))+b1(n)*sin(pi*n*z(i)/(d));
        A2(i)=A2o+a1(n)*cos(pi*n*(z(i)-teta)/(d))+b1(n)*sin(pi*n*(z(i)-teta)/
(d));
        A3(i)=A3o+a1(n)*cos(pi*n*(z(i)-2*teta)/(d))+b1(n)*sin(pi*n*(z
(i)-2*teta)/(d));
        A1o=A1(i);
        A2o=A2(i);
        A3o=A3(i);
    end
end
A1=(a1o/2+A1)/Amax;
A2=(a1o/2+A2)/Amax;
A3=(a1o/2+A3)/Amax;

alqo=0;
for n=1:1:coef_num
    alq(n)=-1/((n*pi))*(sin(3*pi*n/2)-3*sin(n*pi/2));
    blq(n)=1/((n*pi))*(cos(3*pi*n/2)-cos(n*pi/2));
end

for i=1:1:length(z)
    A1o=0;
    A2o=0;
    A3o=0;
    for n=1:1:coef_num
        A1q(i)=A1o+alq(n)*cos(pi*n*(z(i))/(2*d))+blq(n)*sin(pi*n*(z(i))/(2*d));
        A2q(i)=A2o+alq(n)*cos(pi*n*(z(i)-teta)/(2*d))+blq(n)*sin(pi*n*(z(i)-
teta)/(2*d));
        A3q(i)=A3o+alq(n)*cos(pi*n*(z(i)-2*teta)/(2*d))+blq(n)*sin(pi*n*(z
(i)-2*teta)/(2*d));

        A1o=A1q(i);
        A2o=A2q(i);
        A3o=A3q(i);
    end
end
A1q=(alqo/2+A1q);
A2q=(alqo/2+A2q);
A3q=(alqo/2+A3q);

```

```
end
```

Modelo de parâmetros concentrados

```
clear all;
close all
clc;

fv=10;
k=1;
for i=1:1:length(fv)
delta=3/100;
d=2.5/100;
%
f=fv(i);
r=50/200;
L=2*r;
w=2*pi*f;
if (fv >= 20)
tmax=5;
t=-0.4:tmax/300:tmax;
t=t-0.15;

%FAKE TIME
tfake=linspace(0,5,length(t));
elseif(fv==10)
tmax=2.5;
t=-tmax:tmax/300:tmax;
end

wt=w*t;
fase=0;
z=(r*cos((pi*wt/180)+fase)+sqrt(L^2-(r*sin((pi*wt/180)+fase)).^2))-r;
offset=50/100;
%t=tmax+t;
z=-z+offset;

%z=-mean(z)+z; %Anular o offset de Z OFFSET=0;

z=(0.1/d)*d*(t);
% ZCONST=1;

%velocidade
v=diff(z)./diff(t);
v(length(z))=v(length(z)-1);
vmax=abs(max(v));

%z=-z+offset;

%
%-----
% %Funcao triangular, representa o efeito da sobreposicao e da troca
% %de polaridade dos magnetos, faz-se o uso desta fun??o, no caso de nao se
% %aproximar a
% %mesma a uma senoide...
```

```

% coef_num=50;
% soma_aux=0;
%for n=1:1:coef_num
%   a(n)=2/(pi*n)^2*(cos(3*pi*n/2)-cos(pi*n/2)-2*(cos(n*pi)-1));
%   b(n)=2/(pi*n)^2*(sin(3*pi*n/2)+sin(pi*n/2)-2*(sin(n*pi)));
%
%
% end
%
%
% for i=1:1:length(z)
%   PSo=0;
%   for n=1:1:coef_num
%     PS1(i)=PSo+a(n)*cos(pi*n*z(i)/(2*d))+b(n)*sin(pi*n*z(i)/(2*d));
%     PSo=PS1(i);
%   end
% end
%
%
%-----

```

```

N=350*2;
Br=1.29;
miuo=4*pi*10^(-7);
%miufe=1000*miuo;

%Afe=m*(c-abs(z));

%Desfasagem

teta=(4/3)*d;

%fase a
eps=10^(-12);
for i=1:1:length(z)
Aa1(i)=abs(d*(abs(z(i))))+eps;
Aa2(i)=abs(d*(d-abs(z(i))))+eps;
Aa3(i)=abs(d*(d-abs(z(i))))+eps;
end
eps=10^(-12);

for i=1:1:length(z)
Ab1(i)=abs(d*(abs(z(i))))+eps;
Ab2(i)=abs(d*(d-abs(z(i))))+eps;
Ab3(i)=abs(d*(d-abs(z(i))))+eps;
end

%fase b
% Ab1=abs(d*(abs(z)-(teta)))+eps;
% Ab2=abs(d*(d-abs(z)-(teta)))+eps;
% Ab3=abs(d*(d-abs(z)-(teta)))+eps;

%fase c
Ac1=abs(d*(abs(z)-(2*teta)));

```

```

Ac2=abs(d*(d-abs(z)-(2*teta)));
Ac3=abs(d*(d-abs(z)-(2*teta)));

l1=d+2*delta;
l2=2*delta;
l3=d;

%lfe=a+(a-e)/2;
mium=1.05*miuo;
Hc=Br/mium;
Nieq=Hc*d;

%Rfe=lfe./(miufe.*Afe);
Rfe=0;
Ra1=(l1)./(miuo.*Aa1);
Ra2=(l2)./(miuo.*Aa2);
Ra3=(l3)./(mium.*Aa3);

mium=1*miuo;
Rb1=(l1)./(miuo.*Ab1);
Rb2=(l2)./(miuo.*Ab2);
Rb3=(l3)./(mium.*Ab3);

Rc1=(l1)./(miuo.*Ac1);
Rc2=(l2)./(miuo.*Ac2);
Rc3=(l3)./(mium.*Ac3);

%
Ra=(Ra1.*(Ra2+Ra3))./(Ra1+Ra2+Ra3);
Rb=(Rb1.*(Rb2+Rb3))./(Rb1+Rb2+Rb3);
Rc=(Rc1.*(Rc2+Rc3))./(Rc1+Rc2+Rc3);

%FUNCAO QUE CONTABILIZA EFEITO DE SOBREPOSICAO
P=(1-abs(z)./(d));

for i=1:1:length(z)
    R(i)=(2*delta+d)/(miuo*d^2);
end

Im=Nieq;
% Fmmeqa=Fmm.*(Ra1./(Ra1+Ra2+Ra3));
% Fmmeqb=Fmm.*(Rb1./(Rb1+Rb2+Rb3));
% Fmmeqc=Fmm.*(Rc1./(Rc1+Rc2+Rc3));

% Fmmeqa=Fmm.*(1-abs(z)/d);
% Fmmeqb=Fmm.*(1-((abs(z)-teta)/d));

```

```

% Fmmeqc=Fmm.*(1-(abs(z)-(2*teta))/d);

% Fmmeqa=Fmm.*cos((pi/(2*d)).*z);
% Fmmeqb=Fmm.*cos((pi/(2*d)).*(z-teta));
% Fmmeqc=Fmm.*cos((pi/(2*d)).*(z-2*teta));
%
% for i=1:length(z)
% Fmmeqa(i)=Fmm.*cos((pi/(2*d)).*z(i));
% Fmmeqb(i)=Fmm.*cos((pi/(2*d)).*(z(i)-teta));
% Fmmeqc(i)=Fmm.*cos((pi/(2*d)).*(z(i)-2*teta));
% end
%
% plot(z,Fmmeqa/max(abs(Fmmeqa)));
% hold on
% plot(z,Fmmeqb/max(abs(Fmmeqb)),'r');
% hold on
% plot(z,Fmmeqc/max(abs(Fmmeqc)),'g');
%
% title('Fmm')

PS1=funcaoPS(z,0,d);
PS2=funcaoPS(z,teta,d);
PS3=funcaoPS(z,2*teta,d);

PS1sin=Aprox_sinusoidal(z,0,d);
PS2sin=Aprox_sinusoidal(z,teta,d);
PS3sin=Aprox_sinusoidal(z,2*teta,d);

% [FA1 FA2 FA3 FA1q FA2q FA3q]=Factor_de_area(z,d);
[FA1 FA2 FA3 FA1q FA2q FA3q]=Factor_area_new(z,d,teta);

for i=1:length(R)

    %Aproximacao sinusoidal
%     Ma(i)=2*N/(3*R(i))*cos((pi/(2*d)).*z(i));
%     Mb(i)=2*N/(3*R(i))*cos((pi/(2*d)).*(z(i)-teta));
%     Mc(i)=2*N/(3*R(i))*cos((pi/(2*d)).*(z(i)-2*teta));

%Sem Aproximacao

L11(i)=2*N^2/(3*R(i)); L12(i)=-N^2/(3*R(i)) ; L13(i)=-N^2/(3*R(i)) ;
L21(i)=-N^2/(3*R(i)); L22(i)=2*N^2/(3*R(i)); L23(i)=-N^2/(3*R(i)) ;
L31(i)=-N^2/(3*R(i)); L32(i)=-N^2/(3*R(i)) ; L33(i)=2*N^2/(3*R(i)) ;
%
Ma(i)=-2*N/(3*R(i))*PS1(i);
Mb(i)=-2*N/(3*R(i))*PS2(i);
Mc(i)=-2*N/(3*R(i))*PS3(i);

```

```

% %
%      Ma(i)=-2*N/(3*R(i))*PS1sin(i);
%      Mb(i)=-2*N/(3*R(i))*PS2sin(i);
%      Mc(i)=-2*N/(3*R(i))*PS3sin(i);
%

l=0;
miur=1;
A=3.5*10^(-5)*d;
a=5*10^(-2)*d;

Fugas_a(i)=(A+a)-A*cos(pi/d*z(i));
Fugas_b(i)=(A+a)-A*cos(pi/d*(z(i)-teta));
Fugas_c(i)=(A+a)-A*cos(pi/d*(z(i)-2*teta));

FLUX_a(i)=-A*cos(pi/d*z(i));
FLUX_b(i)=-A*cos(pi/d*(z(i)-teta));
FLUX_c(i)=-A*cos(pi/d*(z(i)-2*teta));

%      Lmoa(i)=Fugas_a(i)/Im;
%      Lmob(i)=Fugas_b(i)/Im;
%      Lmoc(i)=Fugas_c(i)/Im;

KL=1;
KM=1;
Lma(i)=KL*((-Ma(i))/(N))*FA1q(i)+Lmoa(i);
Lmb(i)=KL*((-Mb(i))/(N))*FA2q(i)+Lmob(i);
Lmc(i)=KL*((-Mc(i))/(N))*FA3q(i)+Lmoc(i);

Im1=Im;
Im2=Im;
Im3=Im;
Mab(i)=(Ma(i))/(2*N)*FA2(i)*FA2q(i)*KM;
Mac(i)=(-Mc(i))/(2*N)*FA1(i)*FA1q(i)*KM;
Mbc(i)=(-Mb(i))/(2*N)*FA3(i)*FA3q(i)*KM;
Mba(i)=(-Mb(i))/(2*N)*FA1(i)*FA1q(i)*KM;
Mca(i)=(-Mc(i))/(2*N)*FA1(i)*FA1q(i)*KM;
Mcb(i)=(-Mc(i))/(2*N)*FA2(i)*FA2q(i)*KM;

% MODELO

L=[ L11(i)          L12(i)          L13(i)          -Ma(i)
Mb(i)/2          Mc(i)/2;
L21(i)          L22(i)          L23(i)          Ma(i)/2      -Mb
(i)          Mc(i)/2;
L31(i)          L32(i)          L33(i)          Ma(i)/2      Mb
(i)/(2)      -Mc(i);
-Ma(i)          Ma(i)/(2)          Ma(i)/(2)          Lma(i)      Mab
(i)          Mc(i)

```

```

Mb(i)/(2)      -Mb(i)      Mb(i)/(2)      Mba(i)      Lmb
(i)      Mbc(i)
      Mc(i)/(2)      Mc(i)/2      -Mc(i)      Mca(i)
Mcb(i)      Lmc(i) ;];

```

```

i1(i)=0;
i2(i)=0;
i3(i)=0;

```

```

I=[i1(i);i2(i);i3(i);Im1;Im2;Im3];

```

```

F=L*I;
F_ligado1(i)=F(1);
F_ligado2(i)=F(2);
F_ligado3(i)=F(3);
F_ligadom1(i)=F(4);
F_ligadom2(i)=F(5);
F_ligadom3(i)=F(6);

```

```

Wcm12(i)=0.5*((I.')*L*I);

```

```

end

```

```

dMab=diff((Mab))./diff(z);
dMab(length(Mab))=dMab(length(Mab)-1);

```

```

dMac=diff((Mac))./diff(z);
dMac(length(Mac))=dMac(length(Mac)-1);

```

```

dMbc=diff((Mbc))./diff(z);
dMbc(length(Mbc))=dMbc(length(Mbc)-1);

```

```

Fem1=-diff((F_ligado1))./diff(t);
Fem1(length(F_ligado1))=Fem1(length(F_ligado1)-1);

```

```

%SOLUCAO USANDO AMPLITUDES COMPLEXAS

```

```

%CORRENTE AMPLITUDE COMPLEXAS

```

```

for i=1:length(Fem1)

```

```

Ls(i)=3*(N^2/(R(i)));

```

```

r=4.478;

```

```

Rcarga=11.5*0.5;

```

```

flinha=f*2.941/10;

```

```

    fe=v(i)/(4*d);

```

```

w(i)=2*pi*fe;

```

```

    %w(i)=pi*v(i)/(2*d);

```

```

    E(i)=max(3*Fem1);

```

```

    a(i)=E(i)*(Rcarga+r)/(((Rcarga+r)^2+(w(i)*(Ls(i)))^2));

```

```

    b(i)=E(i)*w(i)*(Ls(i))/(((Rcarga+r)^2+(w(i)*(Ls(i)))^2));

```

```

%

```

```

Icarga(i)=sqrt(a(i)^2+b(i)^2);

```

```

fase(i)=-atan(w(i)*Ls(i)/(Rcarga+r));
fase2(i)=2*pi/3+fase(i);
fase3(i)=-2*pi/3+fase(i);

ic1(i)=Icarga(i)*sin(w(i)*t(i)+fase(i));
U1(i)=ic1(i)*Rcarga;
ic2(i)=Icarga(i)*sin(w(i)*t(i)+fase2(i));
U2(i)=ic2(i)*Rcarga;

ic3(i)=Icarga(i)*sin(w(i)*t(i)+fase3(i));
U3(i)=ic3(i)*Rcarga;

Zt(i)=(sqrt((Rcarga+r)^2+(w(i)*(Ls(i))^2)));

Icc(i)=E(i)/sqrt((r)^2+(w(i)*(Ls(i))^2));
fasecc(i)=-atan(w(i)*Ls(i)/(r));
icc(i)=Icc(i)*sin(w(i)*t(i)+fasecc(i));
end

%Corrente
tcorr=(t-fase./w);
Femlcorr=-diff((F_ligado1))./diff(tcorr);
Femlcorr(length(F_ligado1))=Femlcorr(length(F_ligado1)-1);
icarga=3*Femlcorr./Rcarga;

Fem2=-diff((F_ligado2))./diff(t);
Fem2(length(F_ligado2))=Fem1(length(F_ligado2)-1);

Fem3=-diff((F_ligado3))./diff(t);
Fem3(length(F_ligado3))=Fem1(length(F_ligado3)-1);

Fm12=diff(Wcm12)./diff(z); %Forca que actua sobre o estator 1-2

%Para o calculo da for?a total(Forca que actua sobre a estrutura)
contabiliza-se tamb?m a
%as for?as que actuam sobre os estatores 3-4 e 5-6 que ? b?sicamente a
%for?a que actua sobre o estator 1-2 desfasadas no espa?o.
Fm12(length(z))= Fm12(length(z)-1);

% figure;
%
% plot(z,Lma);
% hold on
% plot(z,Lmb,'r');
% hold on
% plot(z,Lmc,'g')
% title('Induntancias Proprias das fiadas')

figure;
subplot(4,1,1);plot(z,Lma); xlabel('x[m]');ylabel('L_f_1_f_1 [H]');
subplot(4,1,2);plot(z,Mab,'r'); xlabel('x[m]');ylabel('M_f_1_f_2 [H]');
subplot(4,1,3);plot(z,Mac,'g'); xlabel('x[m]');ylabel('M_f_1_f_3 [H]');

```

```

subplot(4,1,4);plot(z,Mbc,'k'); xlabel('x[m]');ylabel('M_f_2_f_3 [H]');
figure;
subplot(4,1,1);plot(z,Mba,'r'); xlabel('x[m]');ylabel('Mf1f2 [H]');
subplot(4,1,2);plot(z,Mca,'g'); xlabel('x[m]');ylabel('Mf1f3 [H]');
subplot(4,1,3);plot(z,Mcb,'k'); xlabel('x[m]');ylabel('Mf2f3 [H]');
figure;
% subplot(4,1,4);plot(z,Mab+Mbc+Mac,'y'); xlabel('x[m]');ylabel('Mf2f3
[H]');

% figure;
% subplot(4,1,1);plot(z,dMab,'r'); xlabel('x[m]');ylabel('dMf1f2 [H]');
% subplot(4,1,2);plot(z,dMac,'g'); xlabel('x[m]');ylabel('dMf1f3 [H]');
% subplot(4,1,3);plot(z,dMbc,'k'); xlabel('x[m]');ylabel('dMf2f3 [H]');
% subplot(4,1,4);plot(z,(dMab)*Im^2,'k'); xlabel('x[m]');ylabel('SOMA
[H]');
% figure;
% plot(z,(dMab+dMac+dMbc)*Im^2);

% subplot(7,1,5);plot(z,Mba,'r'); xlabel('x[m]');ylabel('Mf2f1 [H]');
% subplot(7,1,6);plot(z,Mca,'g'); xlabel('x[m]');ylabel('Mf3f1 [H]');
% subplot(7,1,7);plot(z,Mcb,'k'); xlabel('x[m]');ylabel('Mf3f2 [H]');

%
%title('Induntancias mutuas Mab, Mba e Mca')

figure;
subplot(3,1,1);plot(z,-Ma); xlabel('x[m]');ylabel('M1f1 [H]');
subplot(3,1,2);plot(z,0.5*Mb,'r');xlabel('x[m]');ylabel('M1f2 [H]');
subplot(3,1,3);plot(z,0.5*Mc,'g');xlabel('x[m]');ylabel('M1f3 [H]');

figure;

%title('Induntancias mutuas M1f1, M1f2 e M1f3')

%plot(z,Lmoa)
%hold on
%plot(z,FLUX_a,'r')
%ylabel('Fugas');xlabel('x [m]');

% figure;
% subplot(4,1,1);plot(z,Lma); xlabel('x[m]');ylabel('Lf1 [H]');
% subplot(4,1,2);plot(z,Lmb,'r');xlabel('x[m]');ylabel('Lf2 [H]');
% subplot(4,1,3);plot(z,Lmc,'g');xlabel('x[m]');ylabel('Lf3 [H]');
% subplot(4,1,4);plot(z,Lma+Lmb+Lmc,'g');xlabel('x[m]');ylabel('Lf3 [H]');
%

% FEM_SIM.time=t;
% FEM_SIM.signal=Fem1;
% var=[FEM_SIM.time FEM_SIM.signal];
% sim('corrente');

```

```

P=irect.*vrect;

DT=10/1000;
Ns=2048;

F=(1/DT).*(1:(Ns/2))/Ns;
FEMt_w=fft(Fem1,Ns);
FEMt_W=2.*sqrt(FEMt_w.*conj(FEMt_w)/Ns^2);

Pos=fft(v,Ns);
Modulo_Pos=2.*sqrt(Pos.*conj(Pos)/Ns^2);

```

```
end
```

```
%PLOTS
```

```
%RELUTANCIA EQUIVALENTE
```

```
plot(z,Ra);
```

```
hold on
```

```
plot(z,Rb,'r');
```

```
if (fv==10)
```

```
t=tmax+t;
```

```
end
```

```
%
```

```
% if(fv>=20)
```

```
% figure;
```

```
%
```

```
% subplot(2,1,1);
```

```
% plot(tfake,3*Fem2,'b');
```

```
% hold on
```

```
% plot(tfake,3*Fem1,'r');
```

```
% hold on
```

```
% plot(tfake,3*Fem3,'g');
```

```
% subplot(2,1,2);
```

```
% j=1;
```

```
% for(i=length(z):-1:1)
```

```
% zfake(j)=z(i);
```

```
% j=j+1;
```

```
% end
```

```
% % plot(t,z*100,'r');
```

```
% plot(tfake,zfake*100,'r');
```

```
%
```

```
% elseif(fv==10)
```

```
% figure;
```

```
% % subplot(2,1,1);
```

```
% % plot(t,3*Fem2,'b');
```

```
% % hold on
```

```
% plot(t,3*Fem1,'r');
```

```
% % hold on
```

```
% % plot(t,3*Fem3,'g');
```

```
% % subplot(2,1,2);
```

```
% % plot(t,z*100,'r');
```

```
% end
```

```

% end

% figure;
%
% plot(t,z,'r');
% hold on
% plot(t,v,'b'); xlabel('t[s]')
% %title('Posicao e velocidade');

figure;
plot(z,Fm12,'r');xlabel('x[m]');ylabel('Fm[N]');
%title('Forca Magnetica');
figure;
plot(z,Wcm12/abs(max(Wcm12)),'r');xlabel('x[m]');ylabel('Wcm[J]');

% figure;
% plot(z,F_ligado1/abs(max(F_ligado1)),'r');xlabel('x[m]');ylabel
('Fluxo_ligado[Wb]');
% figure;
% plot(t,Fem1/abs(max(Fem1)));xlabel('t[s]');ylabel('Fem[V]');
%title('Energia Magnetica');
figure;
subplot(3,1,1);plot(z,F_ligado1);xlabel('x[m]');ylabel('Fi1[Wb]');
subplot(3,1,2);plot(z,F_ligado2,'r');xlabel('x[m]');ylabel('Fi2[Wb]');
subplot(3,1,3);plot(z,F_ligado3,'g');xlabel('x[m]');ylabel('Fi3[Wb]');
figure;
% hold on;
% plot(z,F_ligado2,'r');
% hold on;
% plot(t,F_ligado3,'g');
% title('Fluxo Magnetico');

%
% figure;
% subplot(3,1,1);plot(t,3*Fem1);xlabel('t[s]');ylabel('Fem1[V]');
% subplot(3,1,2);plot(t,3*Fem2,'r');xlabel('t[s]');ylabel('Fem2[V]');
% subplot(3,1,3);plot(t,3*Fem3,'g');xlabel('t[s]');ylabel('Fem3[V]');
%
figure;
plot(t,3*Fem1);xlabel('t [s]');ylabel('Fem [V]');

```