



UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Emanuel Gonçalves Marques

**TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM CONTACTOS PARA
CARGA DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉCTRICOS**

Fevereiro 2014



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Dissertação de Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Transferência de energia sem contactos para carga de baterias de veículos eléctricos

Emanuel Gonçalves Marques

Júri:

Professor Doutor Aníbal Traça Carvalho de Almeida (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Rui Alexandre de Matos Araújo (Vogal)

Fevereiro 2014

Coimbra

Agradecimentos

Com mais uma etapa da vida concluída, queria deixar algumas palavras de apreço às pessoas que contribuíram para o seu sucesso.

Em primeiro lugar, quero agradecer aos meus pais pois é graças a eles que me encontro a escrever estes agradecimentos. O seu apoio constante ao longo do meu percurso académico, os seus conselhos e todos os bons e maus momentos vividos, ajudaram-me a tornar uma pessoa melhor, tanto a nível pessoal como profissional.

Quero agradecer também ao meu orientador, Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes pela disponibilidade e apoio mostrado ao longo desta dissertação. A sua orientação foi fundamental para o término deste trabalho. Quero ainda agradecer-lhe a oportunidade dada e a confiança que deposita em mim.

Aos meus amigos, quero lhes dizer que levo comigo todos os momentos passados juntos. O companheirismo, a entreaajuda, as saídas e os jantares, são alguns dos momentos que ficaram em mim. No entanto, o mais importante foram os laços de amizade criados e que levo comigo para o resto da vida.

A todos, Obrigado.

Resumo

O veículo eléctrico (VE) é o próximo patamar de evolução no sector dos transportes. O seu elevado rendimento e performance, torna-o num substituto viável aos veículos de combustão interna. A electricidade é a fonte de energia do VE e à semelhança de um veículo de combustão interna, necessita de ser armazenada dentro do veículo, através do uso de baterias. Os actuais sistemas de carregamento de baterias necessitam da intervenção do utilizador no processo de carregamento. Esta desvantagem pode ser superada através do uso de sistemas transferência de energia por indução (IPT), tornando o processo de carregamento mais seguro e cómodo.

Os sistemas IPT, permitem a transferência de energia para grandes entreferrros através de um campo magnético variável. As topologias ressonantes aumentam a capacidade de transferência de energia e o rendimento dos sistemas IPT. Neste trabalho, foram analisadas diferentes topologias ressonantes, sob diferentes condições de funcionamento.

Um sistema IPT, é constituído maioritariamente por três constituintes: uma fonte de alimentação de alta frequência, uma estrutura de acoplamento magnético e um controlador de tensão das baterias. Assim, no âmbito desta dissertação, foi realizado um estudo comparativo das diferentes estruturas de acoplamento magnético existentes. Nas estruturas seleccionadas, foram analisados diferentes parâmetros tais como o rendimento, gama de frequências de funcionamento, capacidade de transferência e parâmetros físicos, para diferentes posições de carregamento, níveis de potência e topologias ressonantes. Os níveis de radiação emitida pelas estruturas de acoplamento magnético e a sua interacção com o ser humano também foi alvo de estudo.

Todas as geometrias seleccionadas foram modelizadas num software de elementos finitos. Os resultados obtidos por simulação foram posteriormente validados experimentalmente com recurso a vários protótipos desenvolvidos durante a dissertação.

Palavras-Chave: IPT, topologias ressonantes, estrutura de acoplamento magnético, geometria circular, geometria DD.

Abstract

The electric vehicle (VE) is the next step of evolution in transportation. Its high efficiency and performance, makes it a viable alternative to internal combustion vehicles. Electricity is the power source of VEs and like a internal combustion vehicle, needs to be stored inside it, through the use of batteries. The current battery charging systems require the user intervention in the charging process. This disadvantage can be overcome by using inductive power transfer systems (IPT), making the charging process safer and comfortable.

The IPT systems allow the transfer of energy over large air gaps through a varying magnetic field. The use of resonant topologies increases the power transfer capability and the efficiency of IPT systems. In this work, an analysis of different resonant topologies under different operating conditions, was performed.

An IPT system is mainly composed by three components: a high frequency power supply, a magnetic coupling structure and a battery charger controller. Different magnetic coupling structures were studied in this dissertation. For the selected structures, the efficiency, the power transfer capability, the frequency range and the structure parameters were analysed, under different charging positions, power levels and resonant topologies. The interaction of the magnetic coupling structures with the human body was also subject of this study, by researching the levels of electromagnetic fields on the human body and their compliance with the maximum levels imposed by the International Commission on Non-Ionizing Radiation.

The selected geometries were modelled by a finite element software. The simulation results were then validated experimentally using a prototype developed during this master's dissertation.

Keywords: IPT, resonant topologies, magnetic coupling structure, circular pad, DD pad.

"What the result of these investigations will be the future will tell; but whatever they may be, and to whatever this principle may lead, I shall be sufficiently recompensed if later it will be admitted that i have contributed a share, however small, to the advancement of science."

Nikola Tesla

Conteúdo

Agradecimentos	i
Resumo	iii
Abstract	v
Lista de Acrónimos	xi
Lista de Figuras	xviii
Lista de Tabelas	xix
1 Introdução	1
1.1 Sistemas de carregamento sem fios	2
1.2 Sistema de carregamento indutivo	4
1.3 Motivação e Objectivos	5
2 Sistema de carregamento indutivo	7
2.1 Princípio de funcionamento	7
2.2 Topologias ressonantes	9
2.2.1 Factor de qualidade	12
3 Estrutura de acoplamento magnético	15
3.1 Geometria	15
3.2 Materiais e constituintes	19
3.3 Efeitos do campo electromagnético no corpo humano	21
4 Modelização das estruturas de acoplamento magnético	22
4.1 Software Flux	22
4.2 Geometria circular	23

4.2.1	Modelo de simulação	23
4.2.2	Resultados de simulação	24
4.3	Geometria DD	36
4.3.1	Modelo de simulação	37
4.3.2	Resultados de simulação	37
4.4	Campo electromagnético no corpo humano	46
5	Resultados experimentais	50
5.1	Posição de carregamento sem desalinhamentos	51
5.2	Posição de carregamento com desalinhamentos	55
5.3	Carregamento de baterias	57
6	Conclusões e trabalho futuro	59
6.1	Conclusões	59
6.2	Trabalho futuro	61
	Referências	62
A	Equações	67
A.1	Impedância reflectida	67
A.2	Condensador do primário	69
B	Geometrias	72
C	Ferrites	75
D	Resultados de simulação adicionais	77
D.1	Posição de carregamento sem desalinhamentos	77
D.2	Posição de carregamento com desalinhamentos	80
E	Enrolamentos quadratura	82
E.1	Enrolamento em quadratura	82
E.1.1	Geometria DD	84
F	EMF no corpo humano	85
F.1	Condições de funcionamento	85
F.2	Resultados de simulação	86

G Implementação do protótipo	89
H Determinação das indutâncias	93

Lista de Acrónimos

CPT	Transferência de energia por capacidades (<i>Capacitive power transfer</i>)
DC	Corrente contínua (<i>Direct current</i>)
DD	Duplo D
DSP	Processador digital de sinal (<i>Digital Signal Processing</i>)
EMF	Campo electromagnético (<i>Electromagnetic field</i>)
EMI	Interferência electromagnética (<i>Electromagnetic interference</i>)
ICNIRP	Comité Internacional de Protecção de Radiação não Ionizante (<i>International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection</i>)
IGBT	Transístor bipolar de porta isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
IPT	Transferência de energia por indução (<i>Inductive power transfer</i>)
MDF	Placa de fibra de madeira de média densidade (<i>Medium Density Fiberboard</i>)
MRC	Transferência de energia por ressonância magnética (<i>Magnetic resonant coupling</i>)
OLPT	Carregamento por indução on-line (<i>On-Line Power Transfer</i>)
P	Configuração com compensação paralela
PMPT	Carregamento por acoplamento de ímanes (<i>Permanent Magnet Power Transfer</i>)
PP	Configuração com compensação paralela no primário e secundário
PS	Configuração com compensação paralela no primário e configuração série no secundário
PU	Configuração com compensação paralela no primário e sem compensação no secundário

- RAPT** Carregamento por ressonância de antenas (*Resonant Antenna Power Transfer*)
- S** Configuração com compensação série
- SS** Configuração com compensação série no primário e secundário
- SP** Configuração com compensação série no primário e configuração paralela no secundário
- SU** Configuração com compensação série no primário e sem compensação no secundário
- U** Configuração sem compensação
- VE** Veículo Eléctrico

Lista de Símbolos

Símbolo	Descrição
M	Indutância mútua
ω	Frequência angular
v_p	Tensão induzida no enrolamento do primário
v_s	Tensão induzida no enrolamento do secundário
I_p	Valor eficaz da corrente do primário
I_s	Valor eficaz da corrente do secundário
k	Factor de acoplamento
L_p	Indutância do enrolamento do primário
L_s	Indutância do enrolamento do secundário
L_{fx}	Indutância de fugas no enrolamento x , ($x \in p, s$)
Z_r	Impedância do secundário reflectida no primário
R_{load}	Resistência equivalente das baterias após rectificação
C_p	Condensador do primário
C_s	Condensador do secundário
R_p	Resistência do enrolamento do primário
R_s	Resistência do enrolamento do secundário
$Z_{s,xS}$	Impedância do secundário com a topologia série, com $x \in \{S, P, U\}$
$Z_{s,xP}$	Impedância do secundário com a topologia paralela, com $x \in \{S, P, U\}$
$Z_{s,xU}$	Impedância do secundário sem compensação, com $x \in \{S, P, U\}$
Z_{fonte}	Impedância vista pela fonte
Q_p	Factor de qualidade do primário
Q_s	Factor de qualidade do secundário
Var_p	Potência reactiva do primário
Var_s	Potência reactiva do secundário
P_p	Potência activa do primário

P_s	Potência activa do secundário
μ_r	Permeabilidade relativa
ρ	Resistividade
R	Resistência do condutor em função do efeito pelicular
δ	Profundidade pelicular
r	Raio do condutor
f	Frequência de comutação da fonte
J	Densidade de corrente
H	Magnitude do campo magnético
ϕ	Valor eficaz do fluxo magnético
R_{int}	Resistência interna das baterias
V_{bat}	Nível de tensão das baterias
I_{bat}	Nível de corrente aplicado às baterias
V_{in}	Valor eficaz da tensão de entrada
$R_{r_{xx}}$	Resistência reflectida, para $x \in \{S, P, U\}$
P_{in}	Potência na fonte
P_{out}	Potência na carga
P_{perdas}	Potência de perdas do sistema
R_{end}	Rendimento do sistema
I_{load}	Valor eficaz da corrente na carga
V_{C_p}	Valor eficaz da tensão aos terminais do condensador do primário
V_{C_s}	Valor eficaz da tensão aos terminais do condensador do secundário
I_{cc}	Corrente de curto-circuito
$Im\{Z_r\}$	Reactância reflectida
$Re\{Z_r\}$	Resistência reflectida

Lista de Figuras

1.1	Sistema IPT aplicado a VE.	5
2.1	Esquema eléctrico equivalente do modelo de acoplamento entre o primário e o secundário.	8
2.2	Diferentes topologias de compensação.	9
2.3	Resultados de simulação retirados de [35].	14
3.1	Constituintes de uma estrutura de acoplamento magnético.	16
3.2	Geometrias de acoplamento magnético.	18
4.1	Geometria Circular com a malha criada no software de simulação e as respectivas dimensões.	24
4.2	Comportamento das indutâncias próprias e da indutância mútua em função do entreferro.	26
4.3	Circuitos eléctricos equivalentes para as topologias SU e SP.	26
4.4	Perfis de rendimentos da geometria circular.	28
4.5	Perfis de frequência de ressonância da geometria circular.	29
4.6	Curvas características de: (a) Potência de entrada e saída, (b) Resistência reflectida para $R_{load} = 100 \Omega$	30
4.7	Curvas características do trânsito de potências e rendimento em função da frequência para: (a) topologia SU, (b) topologia SP.	32
4.8	Resultados de simulação de diferentes desalinhamentos horizontais segundo x e y, para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$	33
4.9	Disposição das linhas de fluxo para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$, utilizando a configuração SU.	34
4.10	Perfis da máxima densidade de fluxo magnético do núcleo para a geometria circular.	35
4.11	Distribuição da densidade de fluxo no núcleo: (a) superfície, (b) interior.	36

4.12	Geometria DD.	37
4.13	Representação de diferentes parâmetros em função do entreferro para a geometria DD.	38
4.14	Perfis de rendimento da geometria DD.	39
4.15	Curvas características para as geometrias DD e circular de: (a) Potência de entrada e saída, (b) Resistência reflectida para $R_{load} = 100 \Omega$	40
4.16	Perfis de I_p da geometria DD.	41
4.17	Resultados de simulação de diferentes desalinhamentos horizontais segundo x e y da geometria DD com a topologia SP, para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$	43
4.18	Resultados de simulação de diferentes desalinhamentos horizontais segundo x e y da geometria DD com a topologia SP, para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$	44
4.19	Perfis da máxima densidade de fluxo magnético do núcleo para a geometria DD.	45
4.20	Níveis de saturação do núcleo das geometrias circular e DD para um entreferro de 150 mm, com um $V_{in} = 200 V$ e um $R_{load} = 100 \Omega$	46
4.21	Distribuição dos EMFs no corpo humano: (a) Densidade de fluxo magnético sem blindagem na geometria, (b) Intensidade do campo eléctrico sem blindagem na geometria, (c) Densidade de fluxo magnético com blindagem na geometria, (d) Intensidade do campo eléctrico com blindagem na geometria.	47
4.22	Blindagem da geometria DD.	49
5.1	Montagem experimental utilizada para a realização dos ensaios experimentais.	50
5.2	Esquema da montagem experimental.	51
5.3	Variação da indutância mútua para: (a) Geometria circular, (b) Geometria DD.	51
5.4	Níveis de rendimento e P_{out} , utilizando a topologia SU para variações de entreferro compreendidos entre 50 e 200 mm, para um $R_{load} = 100 \Omega$ e um $I_p = 4.7 A$	53
5.5	Variação da indutância mútua com desalinhamentos para: (a) Geometria circular, (b) Geometria DD.	55
5.6	Níveis de rendimento e P_{out} para desalinhamentos compreendidos entre 0 e 200 mm, com um entreferro de 150 mm e um $I_p = 4.7 A$	56

5.7	Formas de onda de tensão e corrente relativas ao ensaio com um conjunto de baterias: (a) Saída do autotransformador, (b) Aos terminais das baterias. . .	58
C.1	Curvas características do material N87: (a) Curva de magnetização ($f= 10$ kHz, $T= 25$ °C) , (b) Perdas relativas no núcleo em função da frequência [51].	76
D.1	Perfis de $Re \{Z_r\}$ das geometrias circular e DD.	78
D.2	Perfis de I_p das geometrias circular e DD.	79
D.3	Perfis do factor de potência das geometrias circular e DD.	80
D.4	Perfis de M com desalinhamentos de ± 250 mm, para um entreferro de 150 mm.	81
D.5	Perfis de M da geometria circular para: (a) Entreferro de 100 mm, (b) Entreferro de 200 mm.	81
E.1	Modelo da geometria DD com os principais fluxos criados [8].	83
E.2	Disposição dos enrolamentos quadratura para captação das componentes do fluxo: (a) Horizontal, (b) Vertical.	83
E.3	Resultados da geometria DD com a inclusão do enrolamento em quadratura, para desalinhamentos segundo x e y. (a) Curvas de potência para a geometria DD, DD+Q e circular [8], (b) Zonas de carregamentos para as diferentes geometrias [8].	84
F.1	Circuito eléctrico equivalente para a topologia SP com uma fonte de corrente.	85
F.2	Resultados de simulação para desalinhamentos entre 0 e 250 mm, para um entreferro de 150 mm, um $I_p = 17$ A e um $R_{load} = 100 \Omega$	86
F.3	Distribuição da densidade de fluxo magnético no corpo humano: (a) Posição (x,y)=(0,0) sem blindagem, (b) Posição (x,y)=(0,0) com blindagem, (c) Posição (x,y)=(0,250) sem blindagem, (d) Posição (x,y)=(0,250) com blindagem. . .	87
G.1	Primário das geometrias: (a) circular, (b) DD.	89
G.2	Estrutura de suporte.	90
G.3	Forma de onda de I_{medio} : (a) antes da colocação do barramento DC (b) depois da colocação do barramento DC.	90
G.4	Esquema de montagem experimental com o autotransformador.	91
G.5	Montagem experimental efectuada para a realização dos ensaios com um conjunto de baterias.	91

G.6	Material utilizado na realização dos ensaios experimentais.	92
H.1	<i>LCR meter</i>	93
H.2	Disposição dos enrolamentos do primário para as geometrias DD e circular, respectivamente.	94

Lista de Tabelas

1.1	Comparação de sistemas de carregamento sem fios [4].	4
2.1	Resistência e reactância reflectida para as diferentes topologias ressonantes aplicadas no secundário.	11
2.2	Condensador do primário para as diferentes topologias ressonantes.	12
2.3	Factores de qualidade e condições de fronteira.	13
3.1	Vantagens e desvantagens das diferentes geometrias de acoplamento magnético.	19
3.2	Directrizes de níveis de exposição máximos a EMFs definidos pelo ICNIRP.	21
4.1	Parâmetros da geometria circular.	27
4.2	Capacidade de transferência de energia das topologias SU e SP.	31
4.3	Parâmetros da geometria DD.	39
4.4	Capacidade de transferência da geometria DD.	40
4.5	Parâmetros de simulação referentes à Fig. 4.21.	48
5.1	Resultados experimentais utilizando a topologia SP, para um entreferro de 150 mm.	53
B.1	Vantagens e desvantagens das diferentes geometrias de acoplamento magnético.	72
C.1	Propriedades do material N87.	76

Capítulo 1

Introdução

Com a ascendente inserção no sector dos transportes, o veículo eléctrico (VE) surge como sucessor aos veículos de combustão interna, pela sua elevada robustez e eficiência [1]. Os enormes avanços na área da electrónica de potência, o desenvolvimento de semicondutores com gamas de potências superiores e a optimização dos motores eléctricos estão na origem desta ascensão.

A fonte de energia do VE é a energia eléctrica e apesar das suas inúmeras vantagens inerentes, como um vasto sistema de transporte, a sua eficiência e o seu baixo custo, necessita de ser armazenada dentro do veículo. De forma a armazenar energia, os VEs recorrem à utilização de baterias. Dependendo da composição interna, as baterias apresentam diferentes níveis de armazenamento. As baterias actuais apresentam capacidades de armazenamento reduzidas e com tempos de carga elevados, diminuindo a autonomia do VE.

As topologias de carregamento de baterias de VEs existentes, exigem a necessidade de estabelecer uma ligação entre o posto de abastecimento e o veículo. Estas topologias apresentam vantagens no carregamento de baterias em ambiente doméstico, devido às baixas potências requeridas [2]. A necessidade do utilizador ter uma parte activa nos actuais carregamentos de baterias dos VEs consitui uma desvantagem, levando à procura de soluções mais cómodas que não exijam a intervenção do utilizador.

Neste sentido têm sido desenvolvidas e propostas alternativas que eliminam a intervenção do utilizador no processo de carregamento. Estas alternativas têm como principal objectivo a transferência de energia entre o VE e o posto de abastecimento sem a necessidade de contacto físico. Este tipo de sistemas de carregamento de baterias de VEs são comumente designados por sistemas de carregamento sem fios.

1.1 Sistemas de carregamento sem fios

O conceito de transferência de energia sem fios remonta ao séc. XIX, com Nicola Tesla e embora o conceito não seja novo, a sua aplicabilidade só se acentuou nas últimas décadas. Existem actualmente diversas tecnologias para carregamento de baterias sem fios. A transferência de energia ocorre por intermédio de um campo eléctrico ou de um campo magnético variável. A transferência de energia por capacidades (CPT) usa um campo eléctrico variável como meio de transferência de energia entre a fonte e a carga [3]. Este tipo de carregamento é preferível para potências reduzidas, uma vez que o quociente entre a potência e a dimensão é muito superior quando comparada com sistemas de acoplamento magnético, daí a sua grande aplicabilidade no carregamento de dispositivos electrónicos [4]. A outra forma de transferência de energia é através de um campo magnético variável. A transferência de energia através do acoplamento de ímanes permanentes é um dos tipos de carregamento sem fios que tem como base de transferência o uso de um campo magnético variável. A transferência de energia é conseguida através da rotação de um rotor de ímanes permanentes (fonte) criando um campo magnético variável e devido ao acoplamento magnético entre o rotor da fonte e o rotor do motor (carga), permite que o rotor da carga gire à mesma velocidade do rotor da fonte. Devido ao elevado número de componentes mecânicos, o rendimento e fiabilidade do sistema tendem a diminuir, sendo uma solução inviável no carregamento de baterias.

O método de acoplamento indutivo, também conhecido por transferência de energia por indução, também permite a transferência de energia através de um campo magnético variável. O princípio de funcionamento é baseado nas leis de Ampère e Faraday, onde a força electromotriz induzida num condutor é proporcional ao número de linhas de fluxo, criadas pela passagem de uma corrente que atravessa esse condutor. O sistema de transferência de energia por indução já se encontra implementado no mercado em aplicações de carregamento de veículos eléctricos [4], onde é usado para substituir as convencionais tomadas que conectam o VE à rede, minimizando os riscos de electrocução. Contudo, esta solução não resolve a inconveniência dos sistemas de carregamento convencionais, contribuindo apenas para uma transferência mais segura.

O sistema de transferência de energia por ressonância magnética (MRC), à semelhança do carregamento indutivo, teve como pioneiro Nicola Tesla [4]. O seu princípio de funcionamento baseia-se em dois enrolamentos afastados entre si com a mesma frequência de ressonância, que dão origem a um sistema ressonante com uma frequência de acoplamento magnético elevada, permitindo uma maior transferência de energia com um baixo coeficiente de acoplamento

entre os enrolamentos [5].

O sistema MRC apresenta elevadas taxas de transferência de energia para distâncias elevadas (superiores a dez vezes o diâmetro do enrolamento) [6] e com uma tolerância a desalinhamentos superior em relação aos sistemas indutivos [7]. Apesar da inerente vantagem no uso do sistema MRC para carregamento de baterias de VEs, a necessidade de elevadas frequências de comutação (gama dos MHz), torna inviável a sua aplicação para elevados níveis de potência.

Actualmente os sistemas de transferência por indução associados a topologias ressonantes, comumente designados por sistemas IPT, são as configurações mais promissoras para o carregamento de baterias de VEs, devido aos seus elevados níveis de transferência de potência, elevada eficiência e com uma boa tolerância a desalinhamentos [8-10]. O uso de topologias ressonantes tem como principais objectivos [4]:

- Maximização da transferência de potência;
- Optimização da eficiência do sistema;
- Controlo da potência transmitida através da frequência;
- Compensação das variações do acoplamento magnético;
- Criação de fontes com características de tensão ou corrente (dependente da configuração).

Os sistemas IPT associados a topologias ressonantes podem ser agrupados em dois grupos distintos: topologias distribuídas e topologias concentradas. As topologias distribuídas são utilizadas em aplicações onde é necessária uma transferência de potência contínua ao longo de um percurso [11-17], enquanto as topologias concentradas permitem a transferência de potência numa posição fixa.

Na Tabela 1.1 encontra-se a comparação dos diferentes sistemas de carregamento sem fios abordados ao longo desta secção em termos de nível de potência, interferência electro-magnética, gama de frequências, custo e volume.

De forma a avaliar diferentes sistemas de carregamento sem fios, existem parâmetros chave que determinam a performance e a usabilidade dos sistemas de carregamento sem fios para determinadas aplicações [18]. Esses parâmetros chave são:

- **Nível de potência**- Este parâmetro permite determinar o tempo de carga das baterias.
- **Valor máximo de entreferro**- Altura máxima entre o emissor e o receptor.
- **Eficiência**- Comparação entre a potência de fonte e a potência entregue à carga.
- **Tolerância a desalinhamento**- Valor de desalinhamento horizontal máximo de forma a existir transferência de energia.

- **Dimensões e peso-** O sistema deve ser de fácil instalação no veículo.

Tabela 1.1: Comparação de sistemas de carregamento sem fios [4].

Tecnologia	Performance			Custo	Volume	Nível de potência
	Rend.	EMI	Freq.			
Carregamento por indução (IPT)	médio	médio	10-50 kHz	médio	médio	médio/elevado
Carregamento capacitivo (CPT)	reduzido	médio	100-500 kHz	reduzido	reduzido	reduzido
Carregamento por acoplamento de ímanes (PMPT)	reduzido	elevado	100-500 Hz	elevado	elevado	médio/reduzido
Carregamento por indução On-line (OLPT)	médio	médio	10-50 kHz	elevado	elevado	elevado
Carregamento por ressonância de antenas (RAPT)	médio	médio	100-500 kHz	médio	médio	médio/reduzido

1.2 Sistema de carregamento indutivo

O efeito de indução magnética tem sido alvo de estudo no último século com inúmeras aplicações. O desenvolvimento de semicondutores com elevadas frequências de comutação permitiu a criação de sistemas de transmissão de energia através de elevados entreferros e com elevados rendimentos. Na Fig. 1.1 encontra-se representado um sistema IPT aplicado ao carregamento de baterias de um VE. O método de funcionamento é em tudo semelhante ao de um transformador, residindo a grande diferença no valor do entreferro entre o primário e o secundário. O facto de não haver contacto entre as duas partes do sistema, torna-o indicado para uma transferência de energia de forma segura e eficiente em diferentes ambientes, para além de garantir o isolamento galvânico entre as duas partes do sistema.

Tal como indicado na Fig. 1.1, um sistema IPT é constituído maioritariamente por três componentes: uma fonte de alimentação de alta frequência, uma estrutura de acoplamento magnético que permite a transferência de energia através de um elevado entreferro e um controlador de tensão de forma a fornecer uma corrente constante aos terminais da bateria.

Existem diversas áreas de aplicabilidade onde os sistemas IPT podem ser integrados, desde sistemas ferroviários [11, 12], veículos de transporte público [19], na área de robótica [20], no sector da iluminação [21, 22], como alternativa de transferência de energia a implantes corporais [23], no desenvolvimento de novas aplicações na área da maquinaria (ex. fresadoras) [24], no carregamento de dispositivos electrónicos [25], até ao carregamento de baterias dos veículos eléctricos [14, 26-29]. A grande panóplia de aplicações onde os sistemas IPT se encontram inseridos permitem quantificar a importância e os benefícios destes

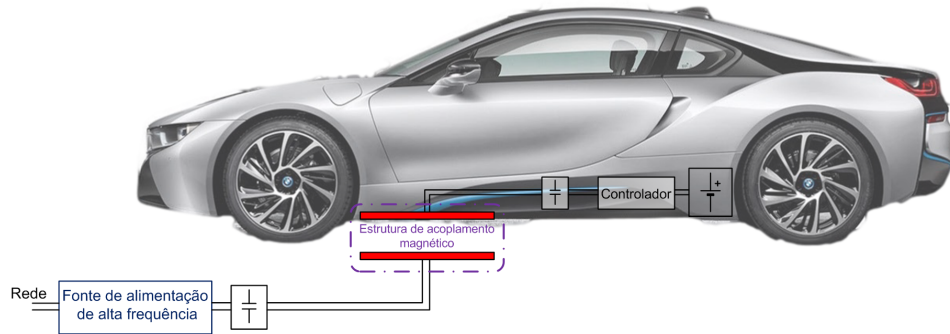


Figura 1.1: Sistema IPT aplicado a VE.

sistemas quando comparados com os seus homólogos, tornando-o um sistema promissor no carregamento de baterias de VEs. Já existem no mercado soluções para o carregamento de baterias utilizando a tecnologia IPT. Uma dessas soluções é disponibilizada pela empresa Witricity e permite transferência de potência entre 300 W - 3.3 kW, para entreferros compreendidos entre 10 e 20 cm [30]. Este fabricante é o único que disponibiliza alguma informação técnica relativa ao produto. Existem outros fabricantes que apresentam soluções para carga de baterias utilizando sistemas IPT, como a Plugless em parceria com a Bosch [31] e a Qualcomm [32]. Contudo, nenhum destes fabricantes apresenta informações relativas a rendimentos, capacidades de transferência para desalinhamentos e frequências de operação, não podendo ser realizado nenhum estudo comparativo com o trabalho desenvolvido no decorrer desta dissertação.

1.3 Motivação e Objectivos

Como foi evidenciado nos subcapítulos anteriores, os sistemas de carregamento sem fios apresentam um papel importante na inserção dos VEs no mercado automóvel, pelas facilidades que oferecem no carregamento de baterias. O design da estrutura de acoplamento magnético representa um parâmetro chave para se atingirem bons resultados relativos a transferência de energia, tolerância a desalinhamentos horizontais, elevada eficiência e cumprimento dos níveis máximos admissíveis de exposição a campos magnéticos por parte do ser humano. Todos estes parâmetros podem ser melhorados através da optimização do design da estrutura de acoplamento magnético. Neste sentido, o desenvolvimento desta dissertação teve como principais objectivos:

- Investigação dos diversos sistemas de carregamento sem fios existentes, com aplicação a carregamento de baterias de VEs.

- Investigação das diferentes estruturas de acoplamento disponíveis para sistemas IPT e simulação das estruturas seleccionadas num software de elementos finitos, de forma a avaliar a sua performance para diferentes níveis de tensão, entreferro e carga.
- Investigação das diferentes topologias ressonantes e condições de operação. Análise das topologias seleccionadas, para níveis de tensão, entreferro e carga diferentes.
- Desenvolvimento de um protótipo de uma estrutura de acoplamento magnético, para duas geometrias distintas, assim como o sistema de controlo e monitorização.
- Análise dos resultados obtidos e validação dos resultados com o modelo computacional.

Capítulo 2

Sistema de carregamento indutivo

Os sistemas de carregamento por indução com topologias ressonantes (IPT) preenchem os requisitos para o carregamento de baterias dos VEs pelas vantagens referenciadas no capítulo 1. Neste sentido, os sistemas IPT foram escolhidos como objecto de estudo desta dissertação e o seu princípio de funcionamento vai ser exposto ao longo deste capítulo.

2.1 Princípio de funcionamento

Na Fig. 1.1 está representado um sistema IPT. À semelhança do funcionamento de um transformador, a transferência de energia num sistema IPT ocorre devido à passagem de uma corrente sinusoidal com uma frequência ω e valor eficaz I_p pelo enrolamento do primário originando um campo magnético variável, pela lei de Ampère. O campo magnético formado induz uma força electromotriz no enrolamento do secundário, segundo a lei de Faraday, originando uma diferença de potencial v_s aos terminais do enrolamento do secundário. De forma análoga, vai ser induzido no primário uma força electromotriz devido ao campo magnético criado pela corrente sinusoidal induzida no secundário com uma frequência angular ω e valor eficaz I_s , dando origem a uma diferença de potencial v_p no enrolamento do primário. Ao longo desta dissertação, as letras s e p subscritas corresponderão ao lado do secundário e do primário, respectivamente. Os valores de v_s e v_p podem ser obtidos através de (2.1) e (2.2), respectivamente, onde M corresponde à indutância mútua entre o primário e o secundário.

$$v_s = j\omega Mi_p \quad (2.1)$$

$$v_p = j\omega Mi_s. \quad (2.2)$$

Na Fig. 2.1 encontra-se o esquema eléctrico equivalente correspondente ao modelo de acoplamento entre o primário e o secundário. O valor de M é um parâmetro dependente das dimensões e características físicas da estrutura de acoplamento magnético como, o valor do entreferro entre o primário e o secundário, o número de espiras dos enrolamentos e o valor do desalinhamento horizontal entre o primário e o secundário.

O factor de acoplamento (k) é um parâmetro que varia entre 0 e 1, e permite quantificar o nível de acoplamento entre dois enrolamentos. O valor de k relaciona-se com a indutância mútua através de (2.3), onde L_p corresponde à indutância própria do primário e L_s corresponde à indutância própria do secundário. Devido ao elevado entreferro (100-250 mm), e aos desalinhamentos na horizontal (± 200 mm)[8], o valor M é muito inferior quando comparado com o valor das indutâncias próprias dos enrolamentos do primário e/ou secundário. Esta discrepância entre M e as indutâncias próprias do primário e do secundário resulta num fraco factor de acoplamento com valores típicos entre $0 \sim 0.5$, em contraste com os valores $0.95 \sim 0.98$ de um transformador convencional [33]. Sistemas com factores de acoplamento entre $0 \sim 0.2$ são comumente designados por sistemas com fraco acoplamento. Devido aos baixos valores de M , são usadas fontes de alimentação comutadas a elevadas frequências (10-50 kHz), de forma a melhorar as tensões induzidas descritas em (2.1) e (2.2). Com o objectivo de melhorar o campo magnético, são utilizados materiais com elevada permeabilidade no núcleo do primário e do secundário, melhorando o parâmetro M . O reduzido valor da indutância mútua origina elevados valores das indutâncias de fugas do primário (L_{fp}) e do secundário (L_{fs}). Os valores das indutâncias de fugas são dadas por (2.4). De forma a maximizar a capacidade de transferência do sistema, são utilizadas topologias ressonantes que compensam os valores das indutâncias de fugas.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}}, \quad (2.3)$$

$$L_{fx} = L_x(1 - k) \text{ com } x \in \{p, s\}. \quad (2.4)$$

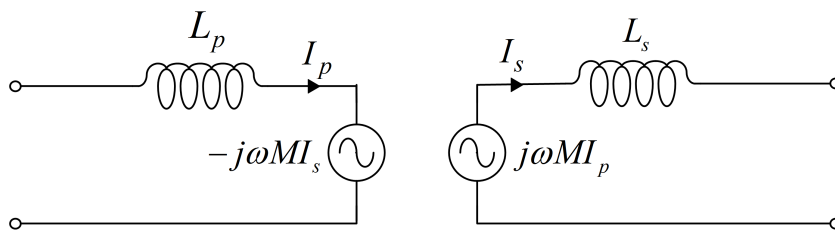


Figura 2.1: Esquema eléctrico equivalente do modelo de acoplamento entre o primário e o secundário.

2.2 Topologias ressonantes

A compensação não é um conceito novo, sendo usado em sistemas de energia eléctrica para correcção do factor de potência ou compensação das linhas de transmissão. Contudo, a componente reactiva nestes casos é usualmente inferior à componente activa. No caso dos sistemas IPT, a compensação da componente reactiva pode exceder até cinquenta vezes o valor da componente activa a enviar pelo primário [34]. Para um correcto dimensionamento de um sistema IPT é necessário saber o tipo e o nível de compensação a ser utilizado.

Existem dois tipos de compensação: série e paralela. Na compensação série é colocado em série um condensador com a indutância de fugas do primário e/ou secundário. No caso da compensação paralela, o condensador é colocado em paralelo com o primário e/ou secundário. Tendo em conta o caso onde não existe compensação, existem nove topologias distintas que podem ser formadas [34], estando representadas na Fig. 2.2.

O valor da impedância do secundário depende do tipo de compensação usada, sendo dada por (2.5) no caso de compensação série, e (2.6) no caso de compensação paralela. No caso de topologias sem compensação no lado do secundário, o valor da impedância do secundário é dado por (2.7). Ao longo desta dissertação, as letras maiúsculas P , S e U subscritas correspondem às topologias paralela, série e sem compensação, respectivamente. Aquando a presença de duas letras maiúsculas subscritas, a primeira indica o tipo de compensação usada no lado do primário, enquanto a segunda dá a indicação do tipo de compensação usada no lado do secundário. O parâmetro R_{load} corresponde à resistência equivalente da carga, o parâmetro R_s corresponde à resistência do enrolamento do secundário e C_s

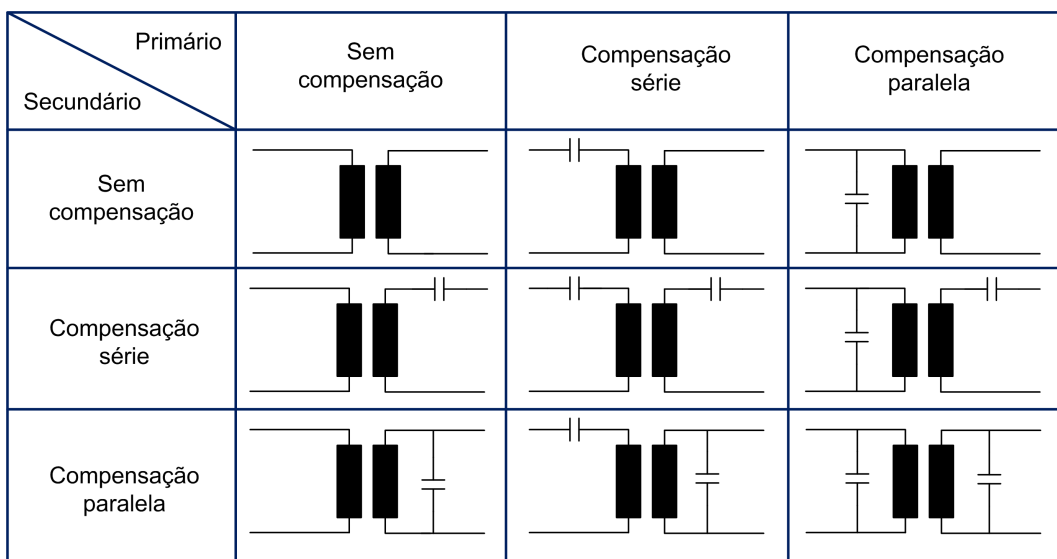


Figura 2.2: Diferentes topologias de compensação.

corresponde ao condensador aplicado no secundário para criar a ressonância com L_s . No caso do carregamento de baterias de VEs, o valor R_{load} corresponde à resistência equivalente das baterias após rectificação.

$$Z_{s_xS} = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_s + R_{load}, \text{ com } x \in \{S, P, U\} \quad (2.5)$$

$$Z_{s_xP} = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s + \frac{1}{R_s + R_{load}}}, \text{ com } x \in \{S, P, U\} \quad (2.6)$$

$$Z_{s_xU} = j\omega L_s + R_s + R_{load}, \text{ com } x \in \{S, P, U\}. \quad (2.7)$$

O efeito da carga do secundário no primário é dado por uma impedância equivalente reflectida Z_r [32], que depende da frequência de operação e da indutância mútua, sendo dada por

$$Z_{r_{xy}} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{s_{xy}}}, \text{ com } x, y \in \{S, P, U\}. \quad (2.8)$$

Na Tabela 2.1 encontram-se os valores das impedâncias reflectidas para as diferentes topologias, através da substituição de (2.5), (2.6) e (2.7) em (2.8)[36].

Quanto à potência transferida do primário para o secundário, esta pode ser determinada através da multiplicação da resistência reflectida ($Re\{Z_r\}$) pelo quadrado da corrente do primário I_p , dada por (2.9). Teoricamente, não existe limite na capacidade de transferência de energia do primário para o secundário se o sistema operar à frequência de ressonância do secundário determinada através de (2.10) [35].

$$P_{out} = Re\{Z_r\} I_p^2, \text{ com } x \in \{S, P, U\}. \quad (2.9)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s L_s}}. \quad (2.10)$$

O valor da impedância vista pela fonte de alimentação, vai depender do valor da impedância reflectida e do tipo de compensação usado no lado do primário, sendo dada por

$$Z_{fonte} = \begin{cases} R_p + \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + Z_{r_{Sx}}, \text{ Topologia série no primário} \\ \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + R_p + Z_{r_{Px}}}}, \text{ Topologia paralela no primário} \\ R_p + j\omega L_p + Z_{r_{Ux}}, \text{ Topologia sem compensação no primário,} \end{cases}, x \in \{S, P, U\} \quad (2.11)$$

onde R_p corresponde à resistência do enrolamento do primário e C_p corresponde ao condensador utilizado no primário para efectuar a ressonância com L_p . De forma a minimizar

a potência aparente e as perdas da fonte de alimentação, é importante operar o sistema com um factor de potência unitário para a frequência de operação desejável. O valor da frequência de operação deve ser dimensionado para igualar o valor da frequência de ressonância do secundário, garantindo uma máxima transferência de energia entre o primário e o secundário [36]. O valor de C_p pode ser determinado para cada topologia substituindo o valor da respectiva impedância reflectida, dada na Tabela 2.1, em (2.11) e igualando a parte imaginária a zero. Na Tabela 2.2 encontram-se as expressões para a determinação do valor dos condensadores do primário para as diferentes topologias estudadas. As deduções das expressões das Tabelas 2.1 e 2.2 podem ser encontradas no Apêndice A.

A escolha do tipo de compensação a utilizar está dependente do tipo de aplicação onde vai ser enquadrada. Teoricamente, a topologia SS é a melhor opção, uma vez que a frequência de ressonância do primário é independente do secundário devido ao valor da reactância reflectida ($Im\{Z_r\}$) ser nulo. Contudo, para variações de cargas reduzidas, o valor da impedância da fonte é elevado, uma vez que a resistência reflectida vai ser baixa, necessitando que a fonte tenha uma potência aparente elevada para haver transferência de energia. Por sua vez, a compensação paralela no secundário é adequada para aplicações com variações de carga de valor reduzido, visto que o valor máximo da resistência reflectida é atingido para frequências inferiores [37]. A compensação paralela apresenta características de uma fonte de corrente, sendo uma configuração desejável no carregamento de baterias [34]. O uso da configuração paralela no lado do primário permite tirar o máximo partido do enrolamento do primário pois permite o seu funcionamento à corrente nominal, ficando o valor da tensão da fonte em função da carga [34]. Contudo, o condensador do primário para as topologias PS e PP depende do valor da carga. É então necessário fazer um dimensionamento para a potência desejada devido à dificuldade acrescida para operar o sistema à frequência de ressonância, ou

Tabela 2.1: Resistência e reactância reflectida para as diferentes topologias ressonantes aplicadas no secundário.

Compensação	$Re\{Z_r\}$	$Im\{Z_r\}$
Compensação série no secundário	$\frac{\omega^2 M^2}{R_s + R_{load}}$	0
Compensação paralela no secundário	$\frac{(R_s + R_{load})M^2}{L_s^2}$	$-\frac{\omega M^2}{L_s}$
Sem compensação no secundário	$\frac{\omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}{(R_s + R_{load})^2 + (\omega L_s)^2}$	$-\frac{\omega^3 M^2 L_s}{(R_s + R_{load})^2 + (\omega L_s)^2}$

Tabela 2.2: Condensador do primário para as diferentes topologias ressonantes.

SS	$C_p = \frac{1}{\omega^2 L_p}$	PS	$C_p = \frac{L_p}{\left(\frac{\omega^2 M^2}{R}\right)^2 + \omega^2 L_p^2}$
SP	$C_p = \frac{1}{\omega^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s}\right)}$	PP	$C_p = \frac{L_p - \frac{M^2}{L_s}}{\left(\frac{M^2(R_s + R_{load})}{L_s^2}\right)^2 + \omega^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s}\right)^2}$

próxima desta [35], resultando numa diminuição da capacidade de transferência do sistema.

A compensação série apresenta características de uma fonte de tensão permitindo reduzir o valor da tensão aplicada [36]. O uso da compensação série no lado do secundário também é indicada para sistemas que apresentem um barramento DC intermédio [34].

2.2.1 Factor de qualidade

O nível de compensação de um sistema pode ser facilmente determinado através do factor de qualidade do circuito ressonante equivalente. O factor de qualidade de um sistema corresponde à razão entre a potência reactiva e a potência activa [34]. Se tanto o primário como o secundário estiverem compensados, vão existir dois factores de qualidade distintos, sendo Q_p o factor de qualidade do primário e Q_s o factor de qualidade do secundário. Estes factores são determinados através de (2.12) para o caso de Q_p , e de (2.13) para o caso de Q_s . Na Tabela 2.3 encontram-se os factores de qualidade para as diferentes topologias ressonantes. A capacidade de transferência de energia aumenta para valores de Q_s mais elevados à custa do aumento da potência aparente do sistema [34]. Valores típicos de Q_s situam-se entre 2 e 10 [34]. O factor de qualidade do primário vai depender da geometria do primário e do valor da corrente do primário, com valores típicos entre 2 e 50 [34]. A razão entre os factores de qualidade do primário e do secundário é muito importante para garantir a estabilidade do sistema, podendo situar-se em três categorias distintas: $Q_p \gg Q_s$, $Q_p \sim Q_s$ e $Q_p \ll Q_s$.

$$Q_p = \frac{Var_p}{P_p}, \quad (2.12)$$

$$Q_s = \frac{Var_s}{P_s}. \quad (2.13)$$

De forma ao sistema exibir estabilidade, é necessário que a razão entre os factores de qualidade do primário e do secundário se encontre na primeira categoria. Para além de influenciarem a estabilidade do sistema, os factores de qualidade vão influenciar o design e o comportamento do sistema. Em [36], foi determinado que o comportamento da variação do

valor da capacidade do primário (C_p) varia consoante o factor de qualidade do secundário, assim como do factor de acoplamento do sistema. Na Fig. 2.3a encontra-se representado a variação do condensador do primário normalizado em função do factor de acoplamento, para diferentes topologias ressonantes e diferentes valores de Q_s . Como esperado, o valor C_p não é afectado na configuração SS, uma vez que a sua determinação é independente da reactância reflectida e da indutância mútua do sistema (Tabela 2.2). Para a configuração SP, a variação de C_p é independente do valor de Q_s , aumentado apenas se o valor de k melhorar. Para as configurações PP e PS, estas vão ser fortemente afectadas por variações de k . Estas variações serão mais acentuadas, quanto maior for o valor de Q_s , Fig. 2.3a.

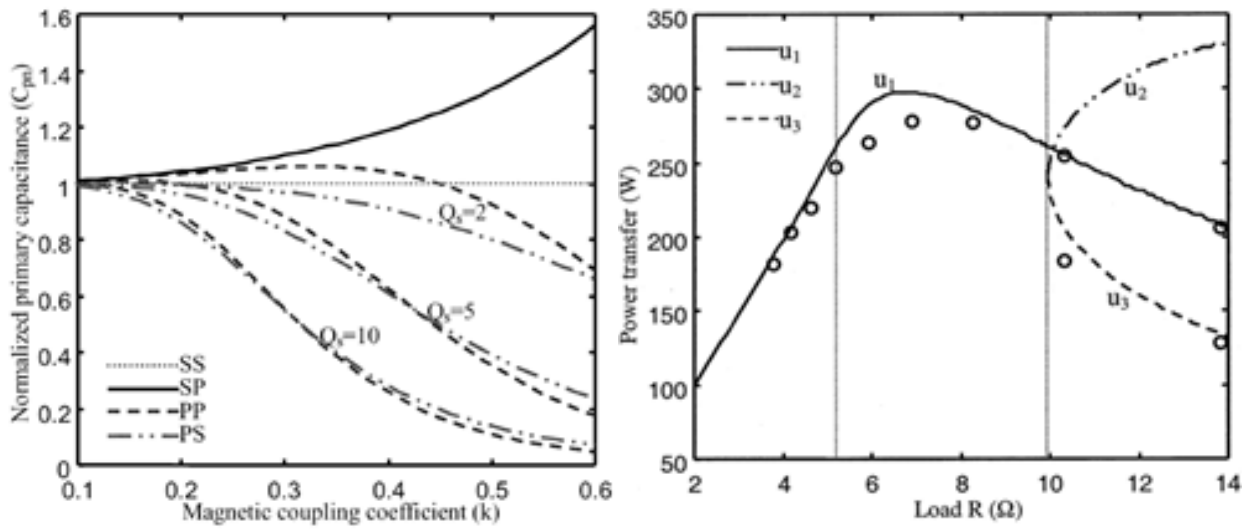
Para melhorar a estabilidade do sistema, o valor do factor de qualidade do secundário deve ser o mais baixo possível, para que o impacto das variações do factor de acoplamento no sistema seja o menor possível.

Os sistemas indutivos de fraco acoplamento exibem o fenómeno de bifurcação (Fig. 2.3b). Este fenómeno define intervalos de operação do sistema para as topologias ressonantes com compensação no primário e no secundário (SS, SP, PS, PP). As condições de fronteira entre zonas de operação são impostas pela relação entre Q_p e Q_s e encontram-se na Tabela 2.3 [35]. Durante o dimensionamento do sistema, é importante determinar as condições de fronteira para os diferentes intervalos de operação, de forma a dotar o sistema da capacidade de mudança de topologia ressonante, caso o intervalo de operação do sistema desejado não seja conseguido com uma só topologia ressonante.

De forma a maximizar a capacidade de transferência de energia do sistema, este deve operar perto do limite de bifurcação. Se o sistema entrar na zona de bifurcação a capacidade de transferência de energia vai decrescer, como pode ser identificado na Fig 2.3b.

Tabela 2.3: Factores de qualidade e condições de fronteira.

SS	$Q_p = \frac{L_p(R_s + R_{load})}{\omega M^2}$	$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_s + R_{load}}$	$Q_p > \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1}$
SP	$Q_p = \frac{\omega L_p L_s^2}{M^2(R_s + R_{load})}$	$Q_s = \frac{R_s + R_{load}}{\omega L_s}$	$Q_p > Q_s + \frac{1}{Q_s}$
PS	$Q_p = \frac{L_p(R_s + R_{load})}{\omega M^2}$	$Q_s = \frac{\omega L_s}{R_s + R_{load}}$	$Q_p > Q_s$
PP	$Q_p = \frac{\omega L_p L_s^2}{M^2(R_s + R_{load})}$	$Q_s = \frac{R_s + R_{load}}{\omega L_s}$	$Q_p > Q_s + \frac{1}{Q_s}$



(a) Valor do condensador do primário normalizado em função de k .
 (b) Potência de saída em função da carga para diferentes frequências (u_1, u_2, u_3).

Figura 2.3: Resultados de simulação retirados de [35].

Capítulo 3

Estrutura de acoplamento magnético

A estrutura de acoplamento magnético é o componente que torna possível a transferência de energia por indução. Ao longo das últimas décadas, foram desenvolvidos designs de estruturas com aplicabilidade em diversas áreas, desde o fornecimento de energia a radares [38], passando pela saúde, até ao simples carregamento de um dispositivo electrónico [25]. Torna-se necessária a realização de um estudo comparativo entre os diferentes formatos, identificando aqueles que ofereçam vantagens no carregamento de veículos eléctricos. Ao longo deste capítulo, é abordada a constituição de uma estrutura de acoplamento magnético assim como um levantamento dos diferentes formatos existentes, dando ênfase àqueles que ofereçam condições propícias ao carregamento de VEs. Por último, será efectuada uma exposição dos efeitos dos campos magnéticos no corpo humano, seguido dos valores de exposição limites impostos pelo Comité Internacional de Protecção contra Radiação não Ionizante (ICNIRP).

3.1 Geometria

A estrutura de acoplamento magnético, à semelhança de um transformador convencional, é constituída por um primário e um secundário, onde cada um deles é posteriormente constituído por um ou mais enrolamentos e um núcleo ferromagnético. Devido aos elevados entreferros desejados, o factor de acoplamento (k) vai ser reduzido, com valores típicos entre $0 \sim 0.5$ [10]. Nos últimos anos, foram desenvolvidas e optimizadas diferentes estruturas de acoplamento magnético com o objectivo de melhorar k , obtendo assim maiores rácios de transferência de energia [39]. Na Fig. 3.1 encontra-se representado o primário de uma estrutura de acoplamento com todos os constituintes necessários para a sua construção, sendo o secundário construído de forma análoga. A blindagem representada na Fig. 3.1, tem por objectivo diminuir o fluxo de fugas da estrutura de forma a não exceder níveis os máximos

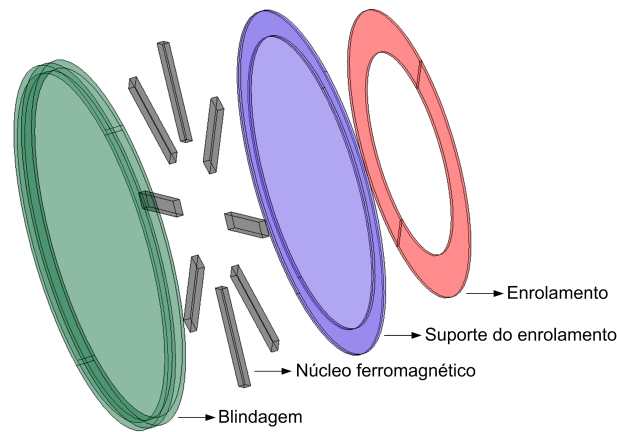


Figura 3.1: Constituintes de uma estrutura de acoplamento magnético.

de radiação a que o corpo humano pode ser sujeito.

A adaptabilidade de uma estrutura de acoplamento magnético ao carregamento de VEs, está dependente do cumprimento de um conjunto de requisitos. Esses requisitos são:

- Capacidade de transferência com entreferros entre 100 – 250 mm;
- Gama de potências entre 0.1 – 50 kW;
- Robusto;
- Compacto;
- Tolerância a desalinhamento horizontais não inferiores a 200 mm;
- Cumprimento dos valores de exposição de campos magnéticos [40].

O preenchimento destes requisitos limita o número de estruturas disponíveis.

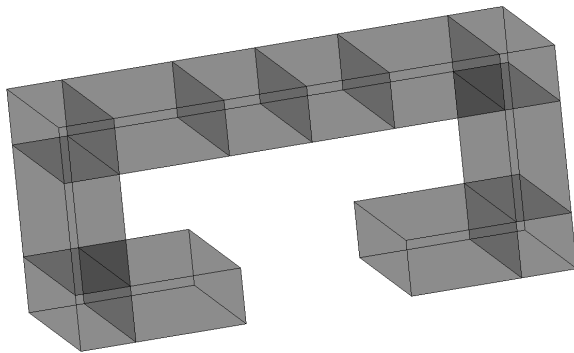
As técnicas de carregamento indutivo convencionais, usam núcleos com formato em U [41], E [42], C ou disco [43]. Contudo, devido à indutância mútua (M) ser proporcional à superfície por onde o fluxo mútuo passa entre o primário e o secundário, tornam os núcleos convencionais soluções inviáveis para o carregamento de VEs. De forma a cumprir os requisitos de tolerância a desalinhamentos horizontais e com boas capacidades de transferência de energia para elevados entreferros, os núcleos convencionais necessitam de ser aumentados substancialmente. Este aumento torna as estruturas pesadas, frágeis e com baixa otimização, devido à quantidade de material ferromagnético usado. *Budhia et al.* propuseram em [44], otimizações ao núcleo em formato de disco, através da substituição do núcleo rígido por barras fraccionadas dispostas num formato circular. *Nagatsuka et al.* sugeriram em [45], um formato alternativo àqueles existentes até ao momento. A configuração proposta apresentava um núcleo com um formato em H (Fig. 3.2i), permitindo-lhe aumentar o número de linhas de fluxo que o atravessa. Outra característica que distinguia esta configuração, era a disposição dos enrolamentos no formato de dupla face. Também *Budhia et al.* propuseram em [26] e [8]

duas geometrias alternativas, núcleo duplo enrolamento (DD) (Fig. 3.2l) e núcleo tubular (Fig. 3.2k), com o objectivo de melhorar a tolerância a desalinhamentos através do aumento do factor de acoplamento. Na Fig. 3.2 encontram-se representadas diferentes geometrias de estruturas de acoplamento magnético com aplicação no carregamento de veículos eléctricos.

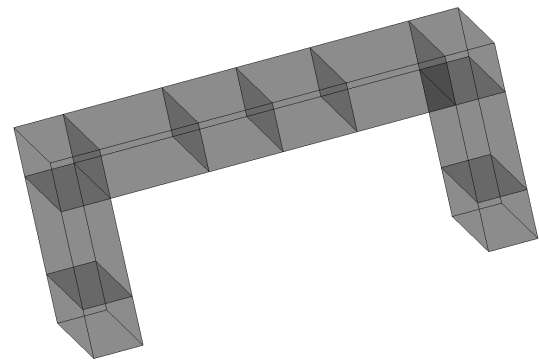
Os enrolamentos podem ser dispostos em dois formatos: formato de face simples ou formato de dupla face. A disposição dos enrolamentos em dupla face é feita através do envolto do núcleo ferromagnético pelo enrolamento (Fig. 3.2i). No caso da disposição em face simples, o enrolamento é disposto apenas num dos lados do núcleo (Fig. 3.2l).

Todas as topologias representadas na Fig. 3.2 apresentam características próprias resultando em eficiências e capacidades de transferência de energia distintas. Na Tabela 3.1 é feita a comparação entre as geometrias DD e circular, escolhidas para o estudo ao longo desta dissertação. No apêndice B encontra-se uma tabela onde é efectuada uma comparação detalhada de todas as geometrias abordadas na literatura.

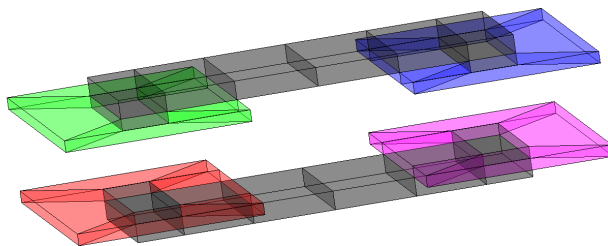
Numa análise aos prós e contras das diversas geometrias, é possível realçar três geometrias com características capazes de responder os requisitos para o carregamento de baterias de veículos eléctricos: a geometria circular de núcleo fraccionado, a geometria DD e a geometria tubular.



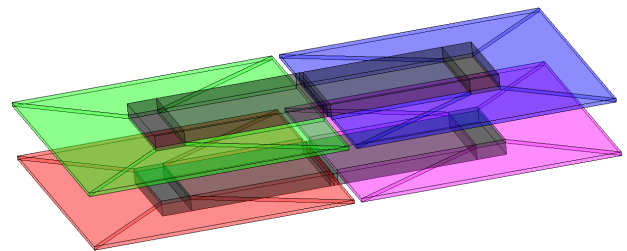
(a) Núcleo em forma de C.



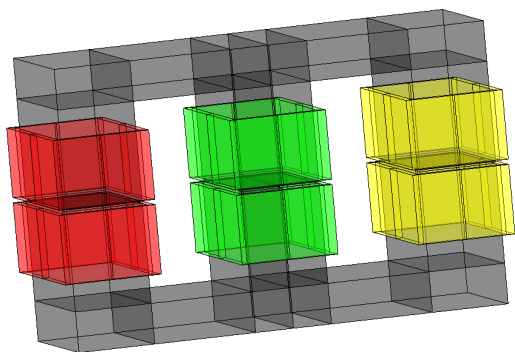
(b) Núcleo em forma de U.



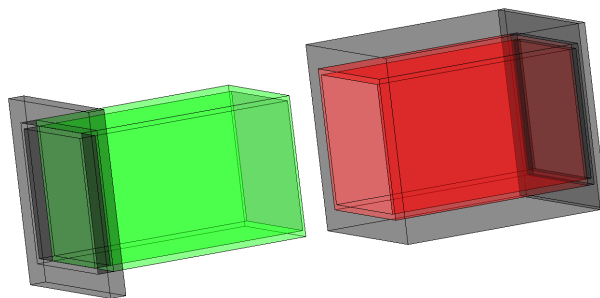
(c) Núcleo U com enrolamentos concentrados.



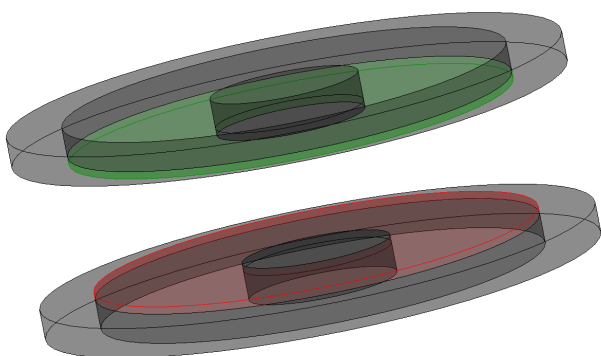
(d) Núcleo U com enrolamentos distribuídos.



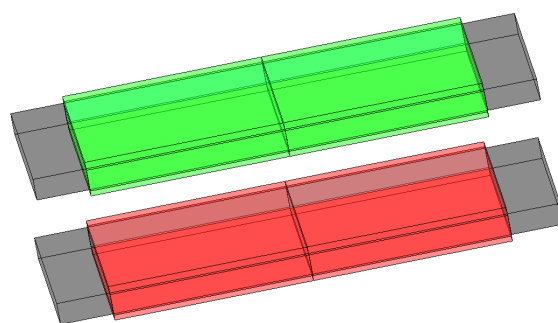
(e) Núcleo E.



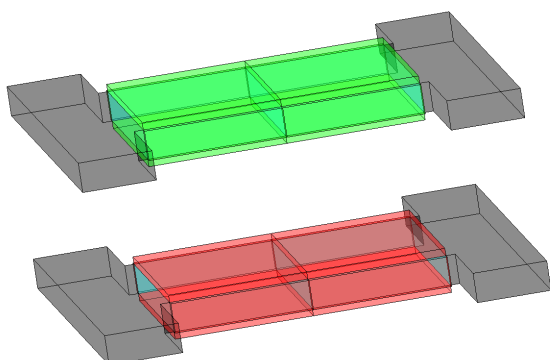
(f) Núcleo em caixa.



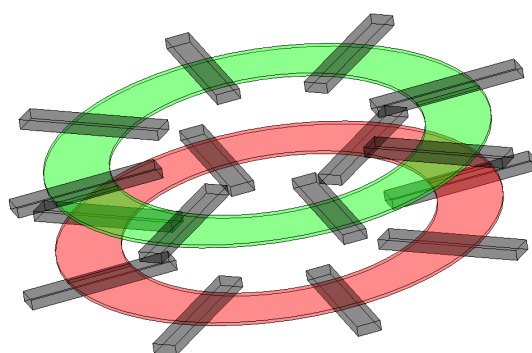
(g) Núcleo maciço circular.



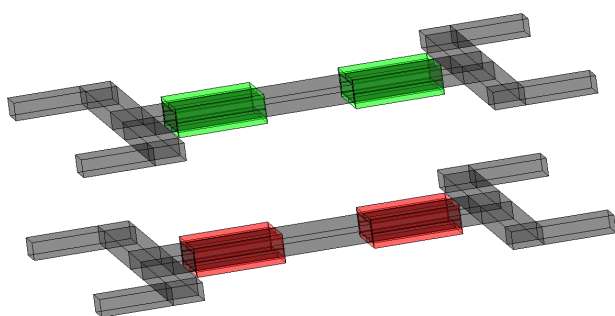
(h) Núcleo rectangular.



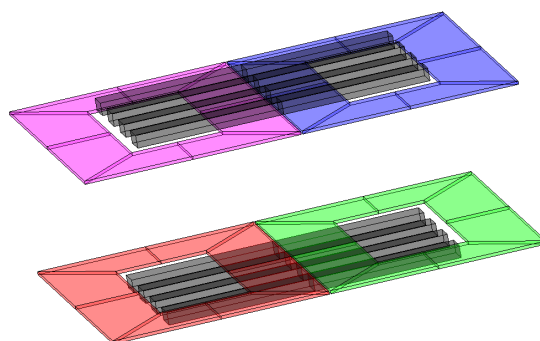
(i) Núcleo H.



(j) Núcleo fraccionado circular.



(k) Núcleo tubular.



(l) Núcleo DD.

Figura 3.2: Geometrias de acoplamento magnético.

Tabela 3.1: Vantagens e desvantagens das diferentes geometrias de acoplamento magnético.

Geometria	Vantagens	Desvantagens
Núcleo circular fraccionado	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Apresenta densidades de fugas reduzidas, cumprindo a regulamentação [37]. ✓ Baixa variação de L_p e L_s. ✓ Relação de 56 % entre o diâmetro do enrolamento e o diâmetro da geometria [37]. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Barras do núcleo mais propensas a saturação. ✗ Diminuição da indutância do enrolamento com a inclusão da estrutura de blindagem, devido ao cancelamento do fluxo [43]. ✗ Elevada sensibilidade a objectos metálicos nas suas vizinhanças. ✗ Não permite transferência de energia em movimento.
Núcleo DD	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Permite a transferência de energia em movimento e/ou parado. ✓ O tamanho das linhas de fluxo é proporcional a um meio do diâmetro da topologia. ✓ Pode ser acoplado com um secundário com o formato circular de núcleo fraccionado. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Os enrolamentos do secundário apenas conseguem acoplar as componentes horizontais do fluxo [8]. ✗ Necessita de mais matéria-prima.

Como foi referenciado no início do capítulo, a existência de diferentes geometrias encontra-se relacionada com a tentativa de melhorar o parâmetro k . Contudo, é necessário salientar que um aumento muito significativo de k pode não ser benéfico, uma vez que o sistema se tornaria mais sensível a qualquer variação da posição do secundário em relação ao primário. Se as variações de posição forem de alguma magnitude, o sistema incorre de um aumento substancial da corrente do primário que pode conduzir à sua destruição [26].

3.2 Materiais e constituintes

As características dos materiais que constituem a estrutura de acoplamento magnético têm um papel preponderante na capacidade de transferência do sistema, assim como na sua eficiência global. Devido ao elevado entreferro entre o primário e o secundário, o valor das indutâncias de fugas vai ser elevado, resultando numa grande dispersão das linhas de fluxo magnético. É então necessário concentrar as linhas de fluxo dispersas, resultando num aumento do factor de acoplamento (k). O aumento de k é possível através de uma geometria otimizada, onde a disposição dos enrolamentos e do núcleo é feita de forma a minimizar a dispersão das linhas de fluxo, mas também através do uso de materiais de elevada permeabilidade no núcleo.

A permeabilidade de um material é uma característica intrínseca deste e define a capacidade em "aceitar" a existência de linhas de fluxo magnético no seu interior. Devido às características de funcionamento do sistema IPT, entre as quais as elevadas frequências de comutação da fonte de alimentação e o nível de transferência de energia em jogo, é necessário que o material utilizado, para além de ter uma elevada permeabilidade, apresente também uma elevada resistividade e baixas perdas por histerese. O grupo das ferrites preenche estes requisitos oferecendo um compromisso entre estas variáveis, com valores típicos de permeabilidade relativa (μ_r) compreendidos entre 2000 \sim 4000 e valores de resistividade (ρ) entre 0.1 \sim 10 Ωm . O apêndice C contém uma descrição do grupo das ferrites e ainda as principais características do material usado em simulação e na parte experimental desta dissertação.

A escolha do tipo de condutor também desempenha um papel preponderante na eficiência global do sistema. Devido à elevada frequência de funcionamento do sistema, os efeitos pelicular e de proximidade não podem ser desprezados como acontece quando a frequência de funcionamento é de 50 Hz. Com o aumento da frequência, a corrente tem um distribuição não uniforme ao longo do condutor. Desta forma, verifica-se a formação de um anel condutor com maior densidade na sua superfície. Este efeito é conhecido por efeito pelicular. Com a diminuição da superfície condutora, o valor da resistência do condutor aumenta, reduzindo o rendimento do sistema devido ao aumento das perdas por efeito de Joule. O valor da resistência é obtido em função da profundidade pelicular (δ), que corresponde ao raio do anel condutor e é dado por

$$R = \frac{\rho}{\pi \delta (1 - e^{-\frac{r}{\delta}}) (2r - \delta (1 - e^{-\frac{r}{\delta}}))}, \quad (3.1)$$

onde ρ corresponde à resistividade do material e r corresponde ao raio do condutor. O valor δ é calculado através de

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r}}, \quad (3.2)$$

onde μ_r corresponde à permeabilidade relativa do material do condutor.

O valor da resistência do condutor também é influenciado pelo efeito de proximidade. Embora o impacto do efeito de proximidade seja reduzido para a gama de frequências utilizadas, este vai influenciar a distribuição da densidade de corrente (J) ao longo do condutor, originando uma distribuição assimétrica de J .

Para mitigar estes efeitos devem ser utilizados condutores multifilares entrançados, tam-

bém conhecidos por *Litz wire*. Devido ao elevado número de filamentos que constituem o condutor Litz, a secção de cada filamento vai ser menor, reduzindo o efeito pelicular no condutor. A sua disposição entrançada permite reduzir o efeito de proximidade através do cancelamento do fluxo, tornando este tipo de condutor ideal para aplicações com elevadas frequências.

3.3 Efeitos do campo electromagnético no corpo humano

Um requisito obrigatório para qualquer sistema indutivo de transmissão de energia passa pelo cumprimento dos níveis máximos de exposição de campos electromagnéticos (EMF) a que o corpo humano pode ser exposto. O ICNIRP propõe limites máximos de exposição a campos magnéticos, obtidos através de ensaios experimentais e simulações. Embora estes níveis possam ser inexactos, estes são aceites pela comunidade científica e pela maioria dos países como valores de referência que necessitam de ser cumpridos para que um determinado produto possa ser comercializado [40]. Na Tabela 3.2 encontram-se os níveis de densidade de fluxo magnético e a intensidade do campo magnético máximos a que um cidadão comum e um cidadão qualificado podem ser sujeitos, até frequências de 100 kHz.

Os efeitos da exposição de campos magnéticos com frequências de funcionamento inferiores a 100 kHz não são conhecidos na sua totalidade. Dos diferentes ensaios realizados em laboratório sobre animais e pessoas, não existem certezas se os efeitos dos campos magnéticos são a origem ou suficientes para o aparecimento de doenças como o cancro ou a leucemia, existindo apenas suspeitas. Contudo, se o corpo humano for sujeito a valores de magnitude do campo magnético (H) superiores a $1 A/m$, podem ser causados danos irreversíveis e conduzir mesmo à morte da pessoa.

Tabela 3.2: Directrizes de níveis de exposição máximos a EMFs definidos pelo ICNIRP.

Exposição	Densidade de fluxo magnético (μT)	Campo eléctrico (V/m)
Cidadão comum	6.25	87
Cidadão qualificado	30.7	610

Capítulo 4

Modelização das estruturas de acoplamento magnético

Com a selecção das geometrias com características proeminentes para carregamento de baterias de veículos eléctricos, é necessário modelizar essas mesmas geometrias para uma correcta comparação e validação dos seus prós e contras. Neste capítulo, todo o procedimento em torno da modelização, desde o dimensionamento, passando pela escolha do número de espiras até à escolha dos materiais, vai ser apresentado. Após explicada a modelização das geometrias, vai ser efectuada uma interpretação dos resultados obtidos em simulação para as diferentes grandezas eléctricas e magnéticas obtidas para as diferentes geometrias, quando analisadas isoladamente e quando comparadas entre si. Seguidamente será analisada a influência dos campos magnéticos gerados pelos núcleos no corpo humano, para uma validação ou reajuste da geometria de forma a cumprir com as directrizes disponibilizadas pelo ICNIRP.

4.1 Software Flux

Para avaliar diferentes parâmetros físicos, eléctricos e magnéticos das diferentes geometrias seleccionadas, foi utilizado um software de elementos finitos Flux [47]. Este software tem por objectivo o cálculo de diferentes grandezas eléctricas e magnéticas ao longo da geometria. Este software reúne numa única aplicação o pré-processamento, o processamento e o pós-processamento. No pré-processamento é construída a geometria seleccionada com as dimensões desejadas (Fig. 3.2). Podem ser criadas geometrias em 2D ou em 3D. Nesta dissertação foram desenvolvidos modelos em 3D uma vez que oferecem uma análise mais fidigna

e permitem uma análise de eventos que são impossíveis de ser simulados em modelos 2D, como uma barra do núcleo fraccionada. No entanto, os modelos 3D necessitam de mais recursos computacionais e com tempos de simulação superiores. A caracterização dos materiais que formam a geometria é o passo seguinte na construção do modelo de simulação. O software Flux disponibiliza uma biblioteca de materiais comumente utilizados, mas também permite a criação de materiais novos de forma a corresponderem às necessidades desejadas. É também necessário definir o esquema de ligações assim como os diferentes componentes passivos utilizados, desde os valores dos condensadores até à frequência de funcionamento da fonte de alimentação. Por último, é necessário criar uma malha (Fig. 4.1). As diferentes grandezas, determinadas na fase do processamento do software, são calculadas nos nodos que formam a malha. Quanto maior for o número de nodos que compõem a malha, maior será o tempo de simulação, mas serão obtidos resultados mais rigorosos. É importante definir um compromisso entre precisão da simulação e os recursos computacionais disponíveis. Na fase de processamento é possível variar diferentes parâmetros eléctricos e físicos em simultâneo contribuindo para análise mais completa dos cenários possíveis. Na fase de pós-processamento são analisados os resultados calculados na fase de processamento. Esta análise apresenta várias vertentes, desde a avaliação de diferentes grandezas num elemento passivo até à análise das linhas de fluxo num determinado plano.

4.2 Geometria circular

No capítulo anterior, foram seleccionadas duas geometrias: circular e Duplo Enrolamento (DD). A geometria mais investigada pela comunidade científica é a estrutura circular, sendo uma das razões de ser a primeira geometria a ser abordada nesta dissertação. A geometria tubular e DD, surgem como resposta a algumas limitações identificadas na geometria circular.

4.2.1 Modelo de simulação

A geometria circular era inicialmente constituída por um núcleo circular maciço. Esta característica impunha limitações físicas como o peso da geometria e a elevada fragilidade, sem trazer vantagens acrescidas ao sistema. *Budhia et al.* propuseram em [44] uma alternativa, onde fraccionaram o núcleo circular num conjunto de 8 barras dispostas circularmente (Fig.4.1). Segundo eles, esta disposição oferece uma melhor relação entre custo e rendimento. Eles efectuaram uma série de ensaios onde variavam o comprimento, largura e espessura das

barras utilizadas, mas também o número de barras utilizadas e a sua forma. Nesta mesma publicação, foram encontradas relações entre o comprimento do núcleo e a área do enrolamento para uma máxima transferência de energia.

A modelização da geometria circular ao longo desta dissertação teve em conta os resultados e as conclusões obtidas neste estudo [44,48].

As dimensões utilizadas na modelização da geometria circular encontram-se discriminadas na Fig. 4.1. Estas medidas foram dimensionadas tendo em consideração os ensaios experimentais a serem realizados. O número de espiras de cada enrolamento, também foi determinado tendo em conta [44]. Com as dimensões usadas, o número de espiras por enrolamento corresponde a vinte. Cada espira é composta por um condutor de cobre com uma secção de 4 mm^2 . O condutor modelizado no software Flux corresponde a um condutor multifilar entrançado. Para efeitos de simulação, a resistência do enrolamento vai apresentar um valor aproximadamente constante calculado através da equação 3.1. O núcleo vai ser composto pelo material N87 da Epcos. As características deste material e as suas curvas de magnetização encontram-se apresentadas no Apêndice C. A escolha deste material está relacionada com a sua aplicabilidade em diversas áreas com recurso a elevadas frequências, oferecendo um bom compromisso entre custo e características.

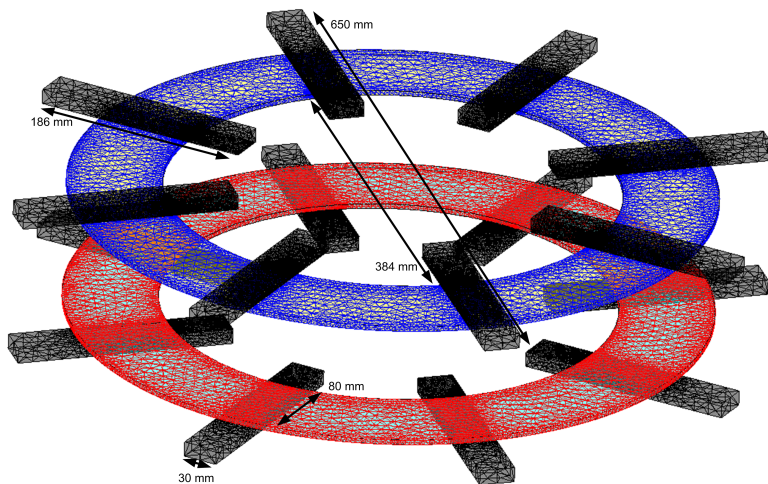


Figura 4.1: Geometria Circular com a malha criada no software de simulação e as respectivas dimensões.

4.2.2 Resultados de simulação

Parâmetros do sistema

A determinação dos parâmetros da estrutura de acoplamento magnético como a indutância mútua total (M), as indutâncias próprias (L_p e L_s) e a impedância reflectida (Z_r),

é fundamental para encontrar o ponto de funcionamento óptimo do sistema. A simulação dos ensaios em circuito aberto no primário e no secundário permitem determinar todos estes parâmetros, uma vez que o software de simulação Flux devolve um conjunto de grandezas eléctricas e magnéticas necessárias para o seu cálculo. Estes ensaios foram realizados considerando apenas a geometria, com a ausência de compensação dos enrolamentos do primário e do secundário. A determinação das indutâncias próprias do sistema é feita através de

$$L_x = \phi \cdot I_x, \quad x \in \{p, s\},$$

onde ϕ corresponde ao valor eficaz do fluxo magnético e I_x corresponde ao valor eficaz da corrente que atravessa o enrolamento. O valor da indutância mútua é calculado através da equação 2.2, para o ensaio com o primário em circuito aberto, e através da equação 2.1 para o ensaio com o secundário em circuito aberto. Os ensaios em circuito aberto foram simulados para diferentes entreferros compreendidos entre 100 e 200 mm. Na Fig. 4.2, encontram-se os gráficos referentes à variação das indutâncias próprias e mútua em função do entreferro. Na Fig. 4.2b, é possível verificar que com o aumento do entreferro o valor da indutância mútua decresce exponencialmente. Esta variação acentuada de M é um dos principais desafios no controlo de sistemas IPT. A sua elevada gama de variação dá origem a elevadas variações na frequência de ressonância podendo originar elevadas correntes, conduzindo o sistema a uma zona de funcionamento acima do normal.

O valor das indutâncias próprias, embora seja um parâmetro físico que depende do tipo de material, do número de espiras e da sua disposição, é ligeiramente influenciado pela presença de material ferromagnético no seu envolvente. É possível constatar na Fig. 4.2a que a variação de L_p e L_s é menor à medida que o valor do entreferro aumenta, uma vez que a influência do material ferromagnético do primário tem menos influência no enrolamento do secundário e vice-versa. Como os enrolamentos do primário e do secundário são iguais, com o aumento do entreferro, os valores de L_p e L_s vão tender para o mesmo valor.

Com os parâmetros da estrutura determinados, existem condições para a determinação de uma região de funcionamento. Contudo, é necessário escolher o tipo de topologia ressonante a utilizar nos lados primário e secundário. A topologia ressonante usada no lado primário foi a topologia série. Esta configuração foi escolhida devido à fonte de alimentação utilizada nos ensaios laboratoriais ter características de uma fonte de tensão. Para o lado do secundário foram escolhidas duas configurações: paralela e sem compensação. A configuração paralela apresenta características de uma fonte de corrente, sendo uma topologia ideal para o carre-

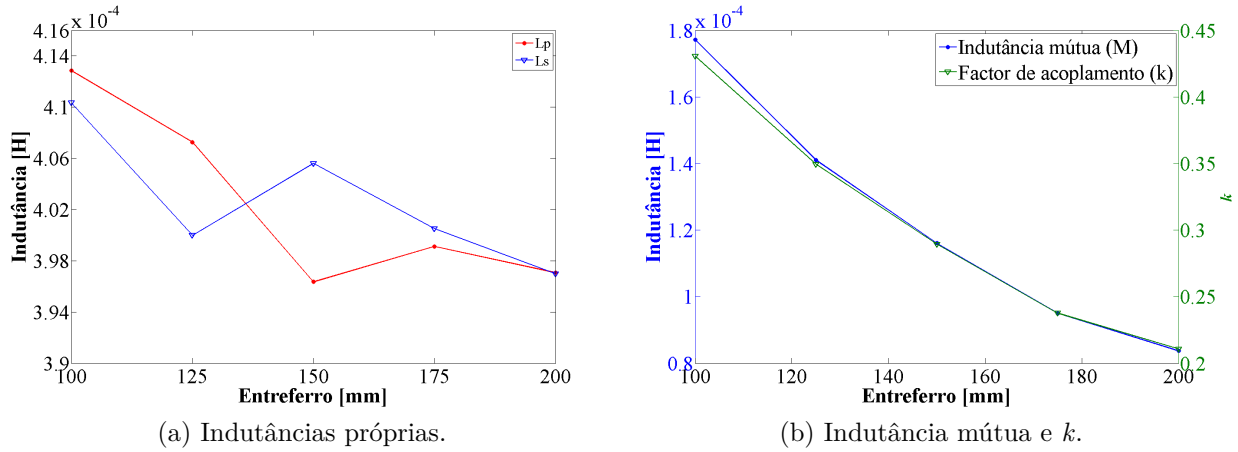


Figura 4.2: Comportamento das indutâncias próprias e da indutância mútua em função do entreferro.

gamento de baterias. O estudo da topologia sem compensação permite realçar as vantagens das topologias ressonantes, através da comparação entre as duas topologias utilizadas no lado do secundário. Na Fig. 4.3 encontram-se os diferentes circuitos eléctricos equivalentes utilizados na simulação. A fonte de tensão representada nos circuitos da Fig.4.3, corresponde a uma fonte de tensão sinusoidal com um valor eficaz de $V_{in} = 50 V$ e uma frequência de $20 kHz$. A escolha da frequência de $20 kHz$ está relacionada não só com a literatura [44,48], onde é referido que esta frequência apresenta um bom compromisso entre o rendimento e a capacidade de transferência de energia do sistema, mas também com a gama de frequências de funcionamento que os transístores bipolares de porta isoladas (IGBTs) disponíveis para a realização dos ensaios laboratoriais. Contudo, será realizado um estudo da capacidade de transferência de energia em função da frequência.

Para efeitos de simulação, as baterias podem ser substituídas pela sua resistência equivalente após a acção rectificadora. Esta resistência pode ser definida como

$$R_{load} = R_{int} + \frac{V_{bat}}{I_{bat}},$$

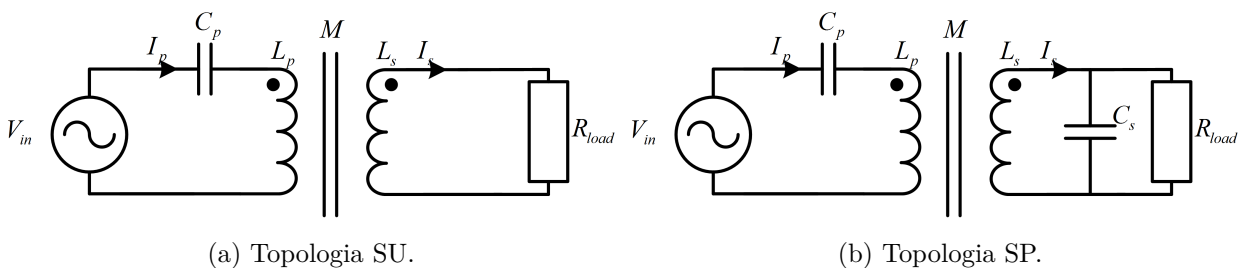


Figura 4.3: Circuitos eléctricos equivalentes para as topologias SU e SP.

onde o R_{int} corresponde à resistência interna das baterias, V_{bat} corresponde ao nível de tensão das baterias e I_{bat} corresponde ao valor médio de corrente fornecido às baterias. Os valores de R_{load} utilizados situam-se entre 1 e 200 Ω .

Por último, basta apenas definir os valores dos condensadores do primário (C_p) para ambas as topologias e o condensador do secundário (C_s) para o caso da topologia paralela no secundário. Como foi verificado na Tabela 2.2, o valor de C_p é dependente do valor da carga e da posição do secundário em relação ao primário, devido ao parâmetro M , pelo que foi necessário definir uma posição e uma carga de referência onde são calculados todos os parâmetros necessários e utilizados posteriormente para outras posições de carga. Esta referência foi definida, para esta dissertação, para um entreferro de 150 mm com um desalinhamento nulo nos eixos x e y e um valor de $R_{load} = 100 \Omega$. A determinação de C_s é efectuada através da equação 2.10, onde a frequência de ressonância utilizada é igual à frequência da fonte de tensão. Os valores dos condensadores encontrados assim como outros parâmetros importantes do sistema, encontram-se na Tabela 4.1.

Performance do sistema para posições de carregamento sem desalinhamentos

Com todos os parâmetros do sistema definidos, existem condições de simulação da geometria. Os valores da carga e do entreferro podem variar de 1-200 Ω e de 100-200 mm, respectivamente. Todas as simulações foram realizadas num desktop composto por um processador i7 4.2 GHz de 12 núcleos, 32 Gb de Ram com uma frequência de 2133 MHz e com uma capacidade de armazenamento de 4 Tb. A duração das simulações variava entre algumas horas até dois dias, devido ao elevado número de nodos que constituíam as malhas das geometrias.

Na Fig. 4.4 encontram-se representados os perfis do rendimento do sistema para as topologias escolhidas. O rendimento da geometria circular com a topologia SU é fortemente

Tabela 4.1: Parâmetros da geometria circular.

Parâmetros	Valores	Unidades
L_p	405	μH
L_s	396	μH
M	116	μH
C_p (para a topologia SU)	162	nF
C_p (para a topologia SP)	174	nF
C_s (para a topologia SP)	156	nF
k	0.28	-
Dimensões	0.65 Dia.	m

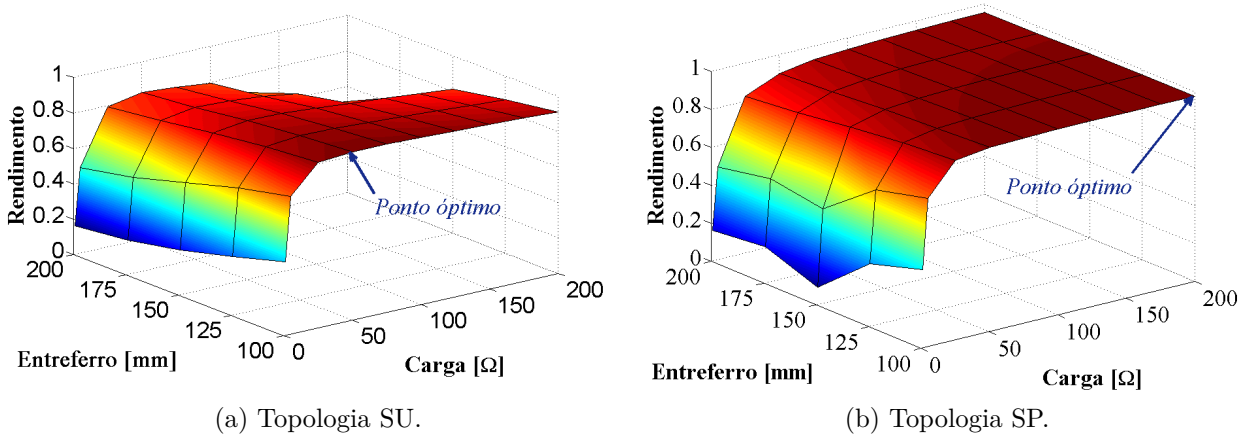


Figura 4.4: Perfis de rendimentos da geometria circular.

influenciado pela variação dos valores da carga e do entreferro, sendo mais influente a variação da carga (Fig. 4.4a). Esta variação é provocada devido à alteração da resistência reflectida ($R_{r_{SU}}$), descrita na Tabela 2.1, uma vez que $R_{r_{SU}}$ depende de M e de R_{load} . No caso da topologia SP, $R_{r_{SU}}$ depende apenas de M , apresentando um melhor perfil de rendimento para elevadas cargas do que a topologia SU. A potência transferida do primário para o secundário, referida em 2.9, depende de $R_{r_{xx}}$, $x \in \{S, P, U\}$.

De forma a maximizar o rendimento do sistema, é necessário maximizar $R_{r_{xx}}$, $x \in \{S, P, U\}$ em função de R_{load} e de M . No caso da topologia SP, como R_{load} e M são parâmetros presentes no numerador de $R_{r_{SP}}$, quanto maiores forem estes valores melhor vai ser o rendimento do sistema, como é evidenciado na Fig. 4.4b. Contudo, na prática M , é um parâmetro físico e não pode ser melhorado. Resta apenas aumentar o valor de R_{load} através da diminuição da corrente fornecida às baterias (I_{bat}). No entanto, a redução de I_{bat} vai aumentar o tempo de carregamento das baterias, sendo necessário verificar-se um compromisso entre o rendimento e o tempo de carregamento.

Analogamente, a maximização da equação de $R_{r_{SU}}$ referente à topologia SU, referida na Tabela 2.1, é obtida para um $R_{load} = 51 \Omega$ e $M = 177 \mu H$ (Fig. 4.4a).

Numa análise mais detalhada do sistema, é necessário verificar as variações do ponto óptimo de ressonância, uma vez que C_p foi definido para uma posição de carregamento e para uma determinada carga, e as simulações realizadas contemplam variações nos parâmetros que alteram o valor de C_p . Contudo, é fisicamente inviável ter um conjunto de condensadores para obter sempre a mesma frequência de ressonância através de ligações em série e/ou paralelo entre eles, independentemente da posição de carregamento. Deste modo, é alterada a frequência da fonte de alimentação de forma a coincidir com a frequência de ressonância do

primário. Na Fig. 4.5 encontram-se representados os perfis de frequência das topologias SU e SP. Uma vez que o valor de C_p depende de diferentes parâmetros consoante a topologia usada, as formas dos perfis da frequência de ressonância também vão ser distintos entre si. A determinação de C_p , no caso da topologia SP, depende apenas de M , daí o formato de patamares do perfil representado na Fig. 4.5b. O cálculo de C_p para a topologia SU, depende do valor da carga e de M , daí a alteração da frequência com a variação de algum destes parâmetros. O formato do perfil definido na Fig. 4.5a não é homogêneo devido à equação que determina C_p , definida na Tabela 2.2, onde o parâmetro que mais influencia o valor de C_p vai sendo alterado à medida que o entreferro aumenta. É preciso realçar, no entanto, que com o aumento do entreferro, a variação da frequência de ressonância entre o valor mínimo e o valor máximo de carga é menor, tendendo para a frequência de ressonância imposta por L_p e C_p (situação de inexistência do secundário), sendo neste caso igual a $f = 19648$ Hz.

A capacidade de transferência de energia do primário para o secundário é outro factor importante para a caracterização da geometria. De forma a avaliar a capacidade de transferência, foi efectuada uma simulação com $R_{load} = 100 \Omega$ e um entreferro a variar entre 100-200 mm. Os resultados encontram-se na Fig. 4.6. Numa primeira análise, verifica-se uma elevada discrepância na capacidade de transferência de energia entre as topologias SU e SP. Relembrando a equação da potência entregue à carga, dada em 2.9, observa-se que esta é dependente do valor da resistência reflectida. Assumindo uma fonte de tensão com uma amplitude constante, pela lei de Ohm, quanto menor for o valor da resistência reflectida, maior vai ser o valor da corrente que percorre o primário (I_p). Como a potência entregue à carga é proporcional ao quadrado de I_p , quanto maior for I_p maior vai ser a potência

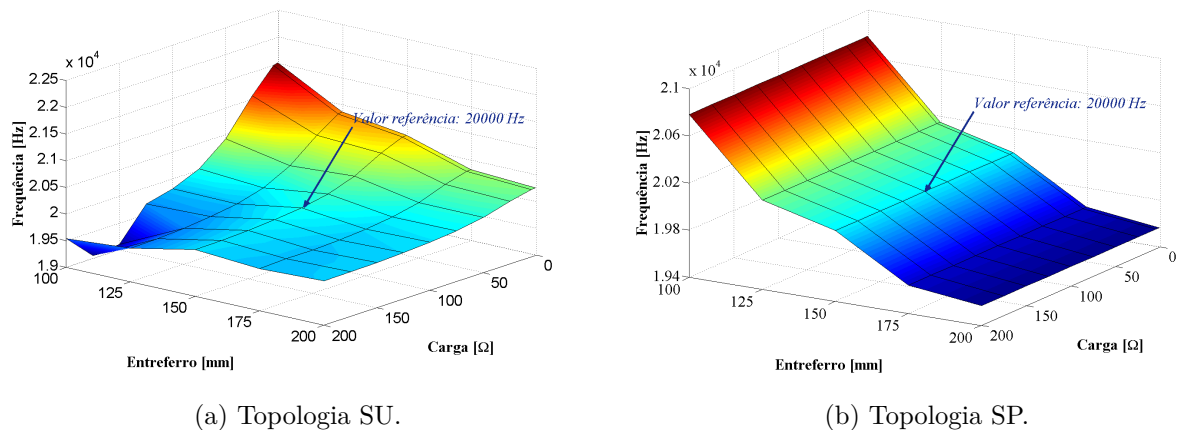


Figura 4.5: Perfis de frequência de ressonância da geometria circular.

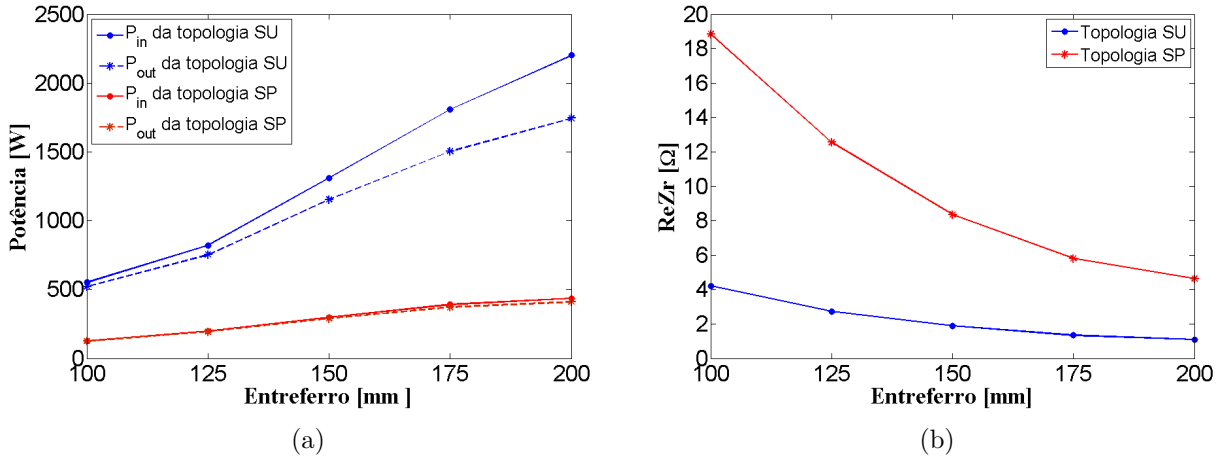


Figura 4.6: Curvas características de: (a) Potência de entrada e saída, (b) Resistência reflectida para $R_{load} = 100 \Omega$.

entregue à carga. Contudo, o aumento da capacidade de transferência de energia à custa do aumento de I_p vai reduzir o rendimento do sistema devido ao aumento das perdas por efeito de Joule no enrolamento do primário.

Por sua vez, a topologia SP apresenta valores superiores de $Re\{Z_r\}$ (Fig. 4.6b) e embora tenha uma menor capacidade de transferência nas mesmas condições da topologia SU, permite uma maior capacidade de transferência de energia com um rendimento superior, através do aumento da amplitude da tensão da fonte de alimentação. A topologia SP permite ter elevadas capacidades de transferência com valores de corrente inferiores, à custa do aumento dos níveis de tensão no barramento DC do inversor que alimenta a estrutura de acoplamento magnético. Os perfis de potência da fonte, da carga e outra informação adicional, encontram-se discriminados no apêndice D.

Para consolidar a informação supracitada, considere-se o exemplo da Tabela 4.2. Nesta tabela são comparadas duas situações com níveis de V_{in} diferentes, de forma a conseguir obter-se aproximadamente o mesmo valor de I_p nas duas topologias. Na primeira situação, foi utilizada uma fonte de tensão com um $V_{in} = 50 V$. Foi obtido um $I_{p_{SU}} = 26.31 A$ e um $P_{in} = 1310 W$. Para se obter o mesmo valor de I_p utilizando a topologia SP, é necessário elevar V_{in} para um valor de aproximadamente 200 V (situação 2). Nesta situação, é possível atingir um $P_{in} = 4801 W$. Como as perdas do sistema consideradas correspondem às perdas por efeito Joule nos enrolamentos, P_{perdas} é aproximadamente igual em ambas as topologias. Contudo, para além de oferecer um melhor rendimento, a topologia SP permite uma maior capacidade de transferência de energia, para o mesmo valor de I_p .

O exemplo da Tabela 4.2 permite realçar os níveis de tensão em jogo nos elementos pas-

Tabela 4.2: Capacidade de transferência de energia das topologias SU e SP.

Situação 1: $V_{in} = 50$ V, Entreferro = 150 mm e $R_{load} = 100$ Ω								
	I_p (A)	$Re(Z_r)$ (Ω)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	P_{perdas} (W)	$Rend.$	V_{C_p} (V)	V_{C_s} (V)
SU	26.25	1.90	1310	1153	157	0.88	1285	-
SP	5.99	8.35	299.24	288.12	11.12	0.96	273.14	169.74
Situação 2: $V_{in} = 200$ V, Entreferro = 150 mm e $R_{load} = 100$ Ω								
SU	-	-	-	-	-	-	-	-
SP	24	8.33	4801.93	4623.14	178.79	0.96	1095.72	679.94

sivos que constituem o sistema. Embora teoricamente este nível de potências seja exequível, na prática é necessário ter em conta os níveis de tensão e corrente máximos admissíveis por cada constituinte. Na situação 2 da Tabela 4.2, para efectuar a ressonância, os condensadores necessitam de níveis de tensão de funcionamento na ordem dos kV. De igual forma, o enrolamento do primário tem de ser capaz de suportar um $I_p = 24$ A com um nível de isolamento na ordem dos kV. Estes factores têm de ser tidos em conta durante o dimensionamento do sistema.

Das simulações realizadas é possível verificar que a topologia SU é indicada para aplicações com baixos níveis de tensão, à custa de um maior nível de corrente. Por sua vez, a topologia SP permite a transferência de energia com elevados rendimentos.

No início do capítulo, foi definida uma frequência para realizar as simulações e a justificação da sua escolha foi identificada. Uma das razões dessa escolha, prende-se com o aumento da capacidade de transferência de energia com o aumento da frequência de funcionamento do sistema. Foi efectuada uma simulação para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100$ Ω onde o valor da frequência foi alterado entre 10-20 kHz. Na Fig. 4.7, encontram-se os resultados relativos à simulação. Analisando o gráfico da Fig. 4.7b relativo à topologia SP, verifica-se um aumento do rendimento com o aumento da frequência. A diminuição da frequência obriga a um aumento de I_s , Fig. 4.3b, uma vez que a impedância ωL_s vai diminuir. O aumento de I_s origina um aumento das perdas por efeito de Joule no enrolamento de secundário. A potência entregue à carga (P_{out}) é aproximadamente constante visto que a resistência reflectida, determinada na Tabela 2.1, é independente de ω .

O comportamento da topologia SU em função da frequência é diferente do comportamento da topologia SP. Em primeiro lugar, o valor de $R_{r_{SU}}$ diminui com a diminuição da frequência, segundo a equação descrita na Tabela 2.1. Para uma fonte de tensão constante, esta diminuição provoca um aumento de I_p , aumentando o valor das perdas por efeito de Joule no enrolamento do primário. Em segundo lugar, a potência entregue à carga, calculada através de 2.9, vai ter um comportamento não linear uma vez que o quadrado de I_p

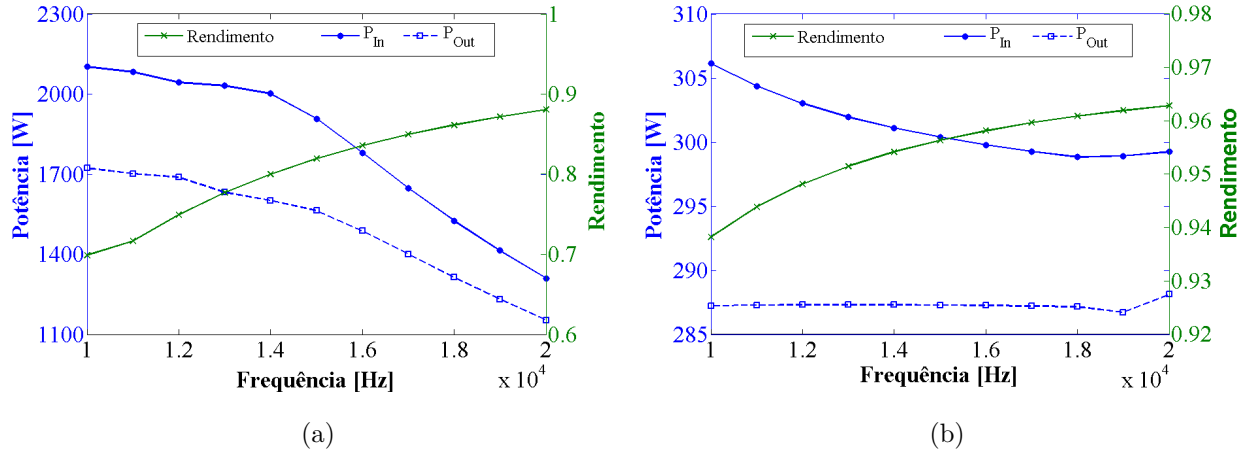


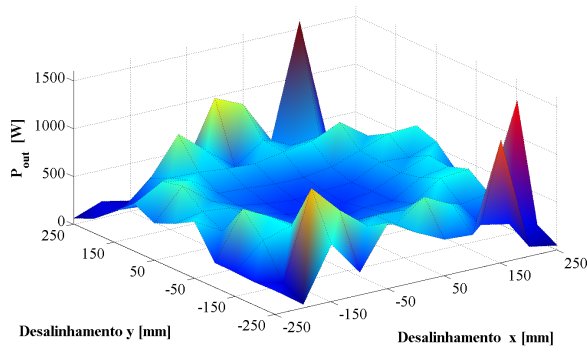
Figura 4.7: Curvas características do trânsito de potências e rendimento em função da frequência para: (a) topologia SU, (b) topologia SP.

apresenta uma variação com um impacto superior no valor da potência entregue à carga quando comparada com a variação de $R_{r_{SU}}$. À semelhança da topologia SP, o valor de I_S vai aumentar devido à diminuição de ωL_S . A diminuição do rendimento é consequência directa do aumento das perdas por efeito de Joule nos enrolamentos.

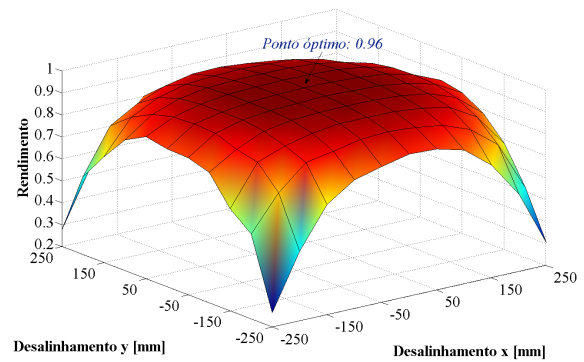
Performance do sistema para posições de carregamento com desalinhamentos

Até ao momento, foram abordados diferentes cenários de carregamento, mas todos eles consideraram o primário e o secundário perfeitamente alinhados. Na prática, um alinhamento perfeito é uma situação com uma probabilidade de ocorrência muito reduzida. Posições de carregamento com desalinhamentos de ± 250 mm a partir do centro da geometria segundo os eixos x e y, oferecem algumas facilidades de manobra para o condutor do veículo. Nas simulações seguintes foram considerados desalinhamentos de ± 250 mm segundo os eixos x e y, para a configuração SP com um entreferro de 150 mm, $V_{in} = 50$ V e um $R_{load} = 100 \Omega$. Os valores dos parâmetros do sistema como o valor dos condensadores e frequência de ressonância são, por facilidade de cruzamento de resultados, iguais aos das simulações anteriores, encontrando-se na Tabela 4.1. A realização deste estudo é importante para a compreensão do comportamento do sistema em função da posição de carregamento, fornecendo também informação relevante para o delineamento de uma estratégia de controlo dos conversores de potência aplicados no primário e secundário da geometria.

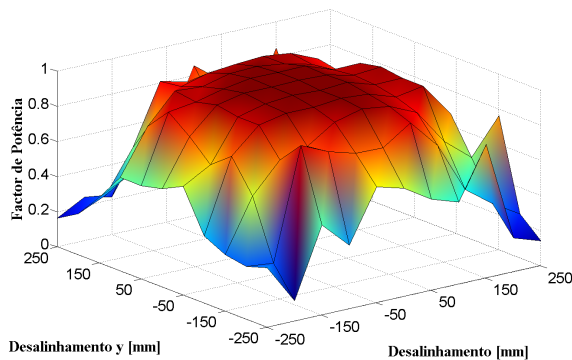
Numa primeira análise dos resultados ilustrados na Fig. 4.8, observa-se uma similaridade no comportamento das superfícies dos gráficos, independentemente da direcção do desalinhamento. Esta semelhança é possível devido ao formato circular da geometria. Esta



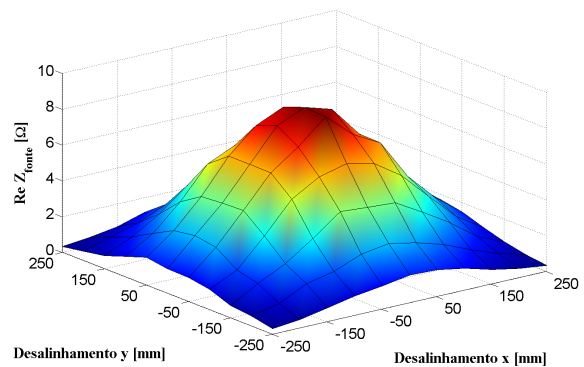
(a) Potência na carga.



(b) Rendimento do sistema.



(c) Factor de potência na fonte.



(d) $Re \{Z_r\}$.

Figura 4.8: Resultados de simulação de diferentes desalinhamentos horizontais segundo x e y , para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$.

característica permite a transferência de energia para o veículo de qualquer direção sem influenciar a sua capacidade de transferência. Analisando o formato das superfícies dos gráficos, é possível verificar uma dependência entre os gráficos da Fig. 4.8a e da Fig. 4.8c.

Analisando os resultados obtidos em termos quantitativos, verifica-se que o rendimento máximo é obtido para um desalinhamento nulo em ambos os eixos Fig. 4.8b. Contudo, para desalinhamentos de ± 150 mm segundo ambos os eixos, obtêm-se rendimentos superiores a 90 %. Em termos de potência transferida representada na Fig. 4.8a, os valores oscilam entre 300 e 700 W para desalinhamentos até ± 150 mm, podendo atingir 1500 W para desalinhamentos entre 150 e 250 mm. O comportamento da potência transferida depende de inúmeros parâmetros, entre eles o factor de potência e $Re \{Z_r\}$ representados nas Fig. 4.8c e na Fig. 4.8d, respectivamente. O aumento do desalinhamento vai provocar uma redução da indutância mútua (M), alterando o valor da frequência de ressonância. Como foi considerada uma fonte de tensão de frequência e amplitude constantes, era esperado que a potência transferida diminuísse. Contudo, uma vez que o valor da resistência diminui com uma cadência superior à diminuição do factor de potência e como a fonte de tensão

é constante em amplitude, o valor da corrente do primário vai aumentar, elevando o valor da potência transferida para a carga. Os picos de potência existentes na Fig. 4.8a são ocorrências que podem levar a destruição do sistema devido às enormes correntes geradas no lado do primário. Para haver uma noção da gama de correntes em jogo, foi considerado o pico de potência para o desalinhamento $(x,y)=(150,250)$. Nesta ocorrência, foi obtida uma potência na carga de 1579 W. Este valor foi gerado devido à existência de uma corrente no primário com um valor eficaz de 51.78 A. Se o factor de potência nesta situação fosse unitário, a corrente apresentaria um valor superior, pois $Re \{Z_r\} = 0.8 \Omega$. Para evitar esta ocorrência, é necessário um controlo que limite o valor de tensão aplicada e ajuste a frequência de comutação dos conversores à nova frequência de ressonância do sistema.

Performance do núcleo: níveis de saturação e linhas de fluxo

Os resultados das simulações anteriores visam o desempenho da geometria circular apenas em termos eléctricos. Nas simulações seguintes, vai ser feita uma análise à intensidade das linhas de fluxo magnético, assim como uma análise aos níveis de saturação do núcleo.

O factor de acoplamento (k) não é mais do que uma relação entre as linhas de fluxo totais criadas pelo enrolamento do primário e as linhas que induzem uma tensão no enrolamento do secundário. Na Fig. 4.9 encontra-se a disposição das linhas de fluxo para um entreferro de 150 mm e com um $R_{load} = 100 \Omega$ utilizando a configuração SU. Para além de serem visíveis as linhas de fluxo magnético no meio envolvente à geometria, observa-se também a distribuição do fluxo nas barras do núcleo através de uma escala de cores. Como o entreferro é elevado, o valor da relutância entre o primário e o secundário também vai ser elevado, aumentando a resistência à passagem do fluxo entre ambos (tracejado a verde). As linhas de

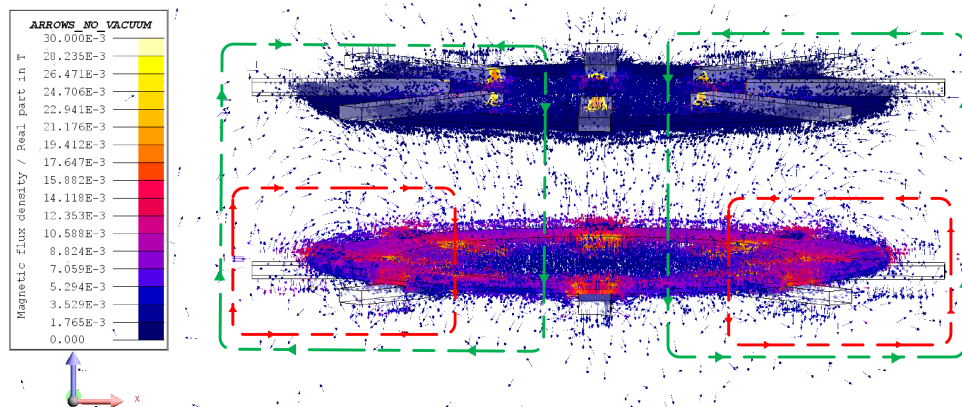
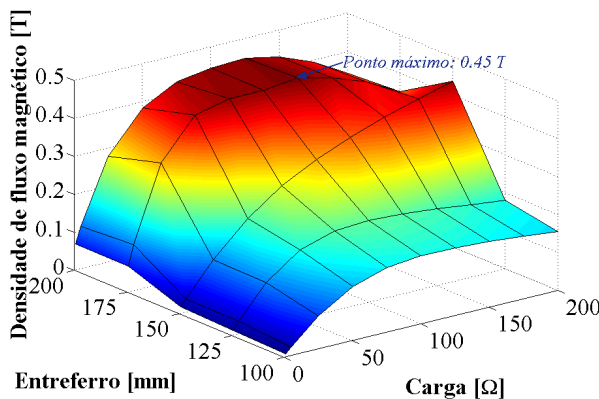


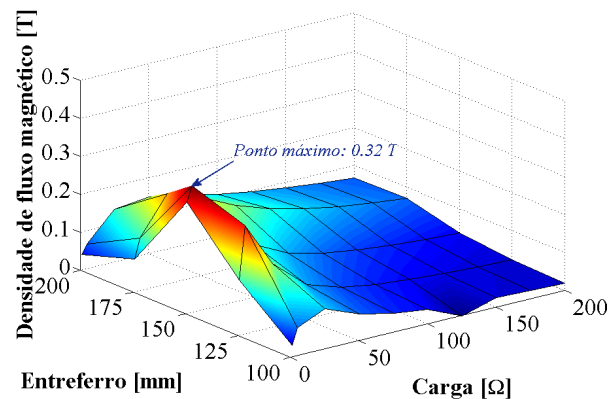
Figura 4.9: Disposição das linhas de fluxo para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$, utilizando a configuração SU.

fluxo escolhem o caminho que lhes oferece menor resistência à sua passagem de tal forma que, se a resistência do caminho que acopla os dois enrolamentos for superior a um outro caminho que permita ao fluxo ser fechado, as linhas de fluxo vão percorrer esse caminho contribuindo para o valor da indutância de fugas. Um desses caminhos encontra-se assinalado a tracejado vermelho na Fig. 4.9. A diversidade de geometrias existentes e a inclusão de barreiras, conhecidas também por *shields*, visam a mitigação desses caminhos que não contribuem para o acoplamento entre o primário e o secundário, através do aumento da resistência destes caminhos com a inserção de materiais pouco permeáveis.

A quantidade de linhas de fluxo que atravessam o núcleo é outro dado importante para avaliar a performance de uma geometria, pois permitem quantificar o nível de saturação do material do núcleo. Os materiais de elevada permeabilidade apresentam, na maioria dos casos, um ponto de saturação reduzido. Esta característica impõe um obstáculo, pois limita a capacidade de transferência de energia entre o primário e o secundário. Torna-se então fundamental, a determinação dos níveis de saturação do material para o nível de potência desejado, pois é importante trabalhar abaixo do ponto máximo de saturação, uma vez que perto dessa zona, as equações que regem o funcionamento de sistemas IPT deixam de se aplicar, devido a fenómenos magnéticos. Na Fig. 4.10 encontram-se representados os perfis de densidade de fluxo magnético da geometria circular, utilizando as topologias ressonantes SU e SP. A grande disparidade entre os formatos dos perfis das duas topologias abordadas deve-se à grande diferença nos valores de I_p encontrados. Uma vez que o fluxo magnético varia proporcionalmente com a corrente, quanto maior for esse valor, maior será o número de linhas de fluxo criadas.



(a) Topologia SU.



(b) Topologia SP.

Figura 4.10: Perfis da máxima densidade de fluxo magnético do núcleo para a geometria circular.

Este aumento provoca um acréscimo no nível de saturação do material. Para exemplificar a disparidade do valor de I_p das topologia SU e SP, foi considerado um entreferro de 150 mm com uma carga de 100 Ω . Nas mesmas condições de funcionamento, a topologia SU apresenta um $I_p = 26.25$ A, enquanto a topologia SP apresenta um $I_p = 5.98$ A. Esta diferença traduz-se em níveis de saturação do núcleo muito diferentes.

Com a escolha da topologia SP, os níveis de saturação do núcleo são reduzidos, com a exceção de valores de carga reduzidos ($1 \sim 25$ Ω), permitindo um aumento da capacidade de transferência antes de o material atingir a saturação (Fig. 4.10b). Por sua vez, com a topologia SU, o material encontra-se muito próximo do seu nível de saturação, impondo assim um limite na capacidade de transferência da geometria (Fig. 4.10a). Devido à distribuição não uniforme do fluxo pelo núcleo, os valores máximos de densidade de fluxo foram identificados em algumas regiões do núcleo. Contudo, o fluxo "médio" no núcleo é muito próximo desse valor, como é identificado na Fig. 4.11 pela maior superfície delimitada por cores quentes.

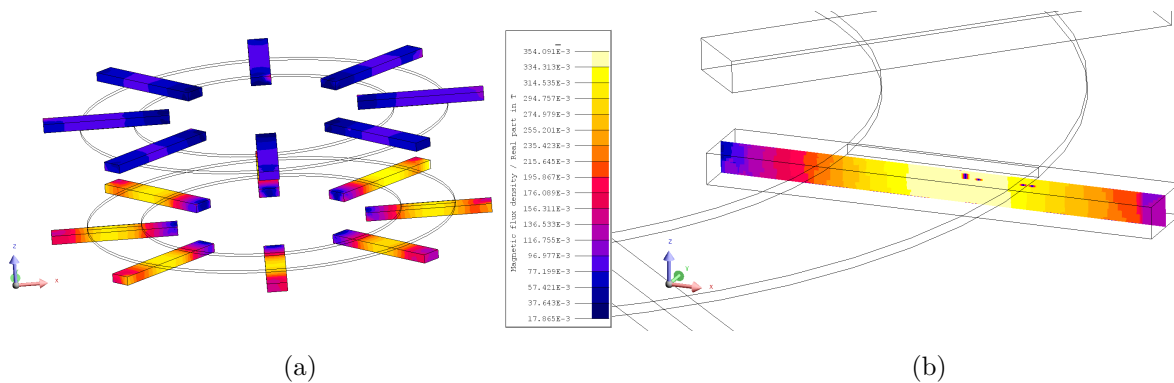


Figura 4.11: Distribuição da densidade de fluxo no núcleo: (a) superfície, (b) interior.

4.3 Geometria DD

A geometria DD foi criada para mitigar as desvantagens da geometria circular. A existência de dois enrolamentos planares no primário e no secundário, permite obter um melhor acoplamento entre os dois lados da estrutura, pois o fluxo no centro da geometria é igual ao somatório do fluxo formado por cada um dos enrolamentos separados. Para além dos enrolamentos, a disposição do núcleo permite uma melhor captação do fluxo, minimizando o valor do fluxo de fugas [8]. De forma a existir uma base de comparação entre a geometria circular e a geometria DD, o volume do núcleo é igual nas duas geometrias.

4.3.1 Modelo de simulação

Estudos realizados otimizarão o design da geometria DD [8,46]. Como os resultados se revelaram bastantes promissores, a construção do modelo de simulação desenvolvido nesta dissertação teve como base as otimizações atingidas em [8,46]. As dimensões físicas da estrutura encontram-se descritas na Fig. 4.12. À semelhança da geometria circular, cada enrolamento é constituído por vinte espiras com uma secção de 4 mm^2 . Os materiais utilizados na modelização da geometria DD são iguais aos materiais utilizados na modelização da geometria circular.

4.3.2 Resultados de simulação

Os resultados obtidos das simulações referentes à geometria DD serão analisados e comparados, ao longo desta secção, com os resultados de simulação da geometria circular.

Parâmetros do sistema

Em primeira instância, e à semelhança das simulações realizadas para a geometria circular, foram determinados os parâmetros da geometria DD. Os valores das indutâncias próprias (L_p e L_s) representados na Fig.4.13a, foram determinados tendo em atenção que o primário e o secundário são constituídos por dois enrolamentos. Na presença de um núcleo ferromagnético, a soma de dois enrolamentos é efectuada através de

$$L_x = L_{1x} + L_{2x} \pm 2M_{1x2x}, \quad x \in \{p, s\}$$

onde a adição/subtracção do contributo de M é efectuada dependendo da orientação dos enrolamentos. Se ambos os enrolamentos tiverem a mesma orientação, pela regra da mão

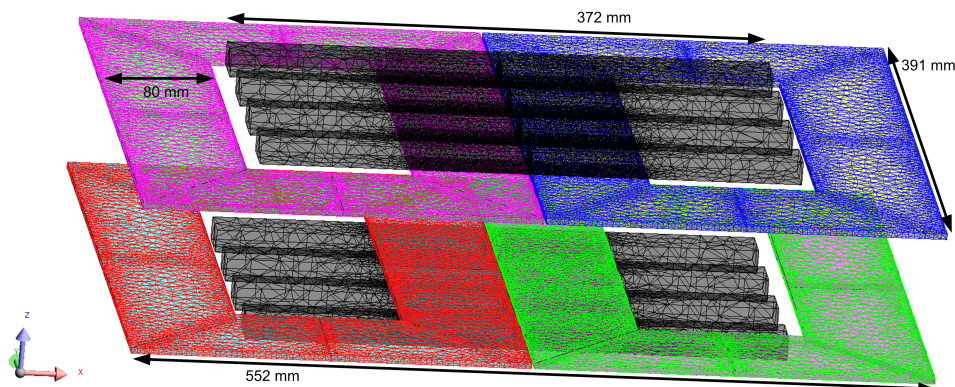


Figura 4.12: Geometria DD.

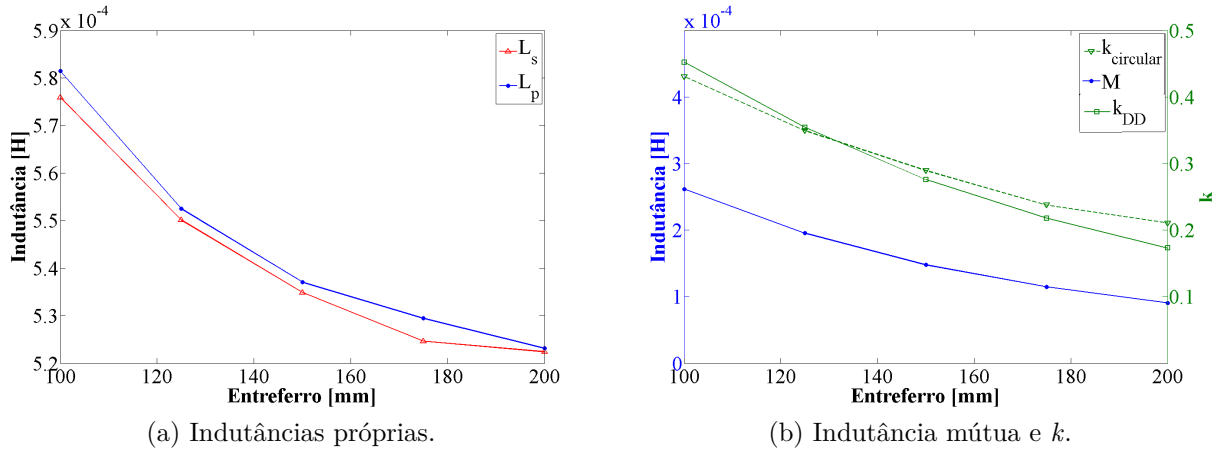


Figura 4.13: Representação de diferentes parâmetros em função do entreferro para a geometria DD.

direita, então o contributo de M é somado, caso contrário é subtraído. Para uma melhor performance, foram ligados os enrolamentos da geometria em série e com a mesma orientação do fluxo.

O factor de acoplamento da geometria DD representado na Fig. 4.13b, quando comparado com o k da geometria circular, apresenta piores valores para entreferros superiores a 125 mm, corroborando os resultados obtidos em [8]. Embora o valor de k da geometria DD seja inferior, é preciso salientar que a superfície de exposição entre o primário e o secundário da geometria circular é superior à superfície da geometria DD, sendo este um dos parâmetros que influencia o valor de M . Esta situação não ocorre em [8], pois as dimensões do modelo utilizado por *Budhia et. al* são superiores às dimensões utilizadas nesta dissertação, devido à restrição no volume do núcleo. Contudo, as dimensões utilizadas na modelização da geometria DD são as óptimas, segundo [8].

Com os parâmetros da geometria DD calculados, foram efectuadas simulações utilizando as topologias SU e SP. Os esquemas eléctricos equivalentes das simulações são iguais aos esquemas utilizados na geometria circular, representados na Fig. 4.3. Os valores de C_p e de C_s que se encontram na Tabela 4.3, foram determinados para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$, onde também é efectuada uma comparação entre os parâmetros das duas geometrias.

Performance do sistema para posições de carregamento sem desalinhamentos

Comparando os perfis de rendimento da geometria DD representados na Fig. 4.14 com os perfis de rendimento da geometria circular representados na Fig. 4.4, observa-se um aumento do rendimento por parte da geometria DD utilizando a topologia SU. O ponto óptimo desta

Tabela 4.3: Parâmetros da geometria DD.

Parâmetros	Geometria circular	Geometria DD	Unidades
L_p	405	535	μH
L_s	396	537	μH
M	116	148	μH
C_p (para a topologia SU)	162	121	nF
C_p (para a topologia SP)	174	128	nF
C_s (para a topologia SP)	156	117	nF
k	0.28	0.275	-
Dimensões	0.65 Dia.	0.39*0.55	m
Área	0.33	0.21	m^2

topologia também varia consoante a geometria, tendo o valor de $R_{load} = 68 \Omega$ para a geometria DD. No caso da topologia SP, os níveis de rendimento são ligeiramente inferiores para a geometria DD.

É importante analisar a capacidade de transferência de energia, pois é uma característica integrante na escolha de uma geometria. Na Fig. 4.15a, encontram-se representadas as curvas de potência para ambas as geometrias simuladas em função do entreferro. Estas curvas foram simuladas para um $R_{load} = 100 \Omega$. Analisando, primeiramente, a topologia SU, é visível que a capacidade de transferência de energia é superior no caso da geometria circular. Esta variação na transferência de energia deve-se à diferença entre as resistências reflectidas das geometrias DD e circular, visível na Fig. 4.15b. No caso da topologia SP, existe uma variação no comportamento de $Re \{Z_r\}$. Até um entreferro de 125 mm este valor é superior quando comparado com o homólogo da geometria circular. Contudo, para um entreferro superior a 125 mm o valor $Re \{Z_r\}$ correspondente à geometria circular é superior, oferecendo um melhor rendimento, uma vez que podem ser usados níveis de tensão superiores para a mesma

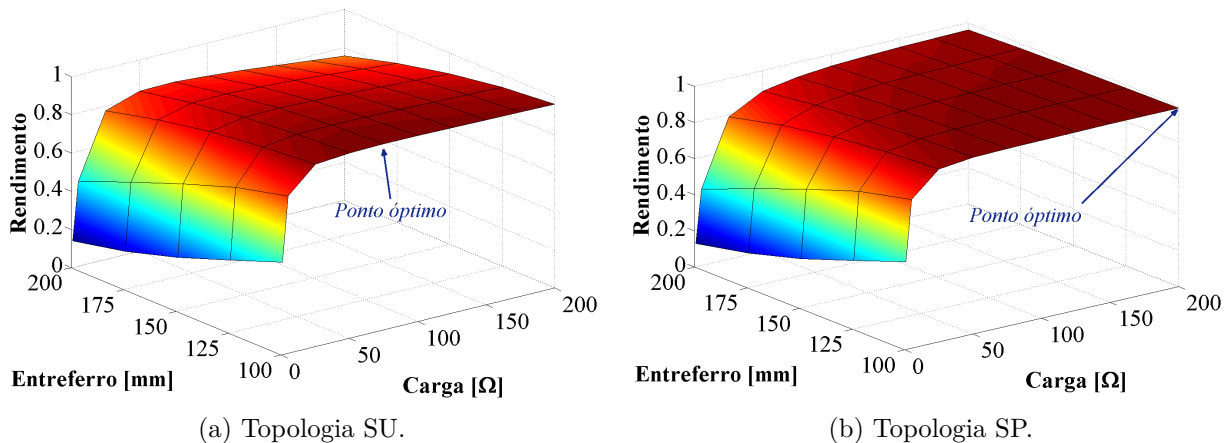


Figura 4.14: Perfis de rendimento da geometria DD.

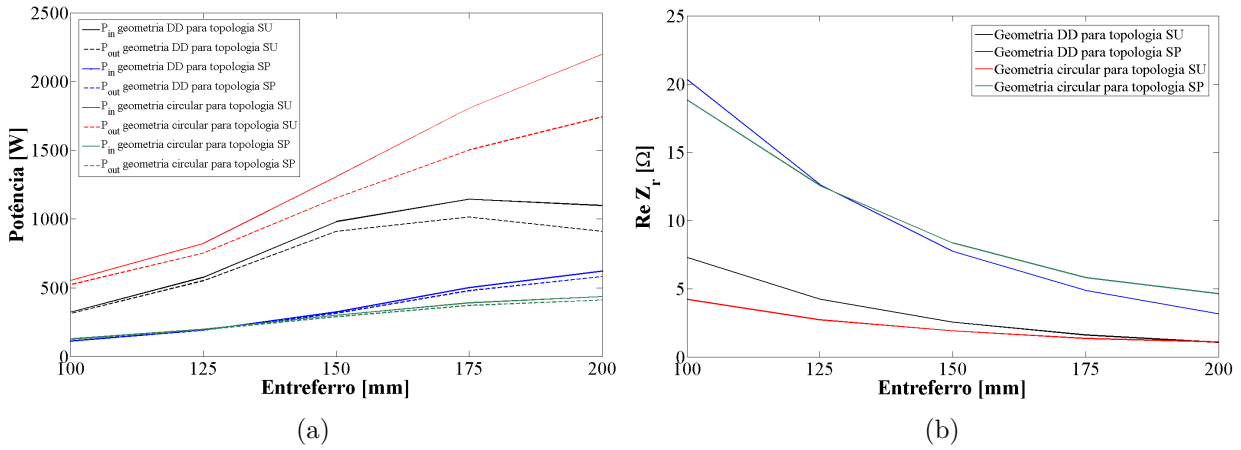


Figura 4.15: Curvas características para as geometrias DD e circular de: (a) Potência de entrada e saída, (b) Resistência reflectida para $R_{load} = 100 \Omega$.

corrente. Comportamento semelhante é identificado entre os factores de acoplamento da geometria circular e DD, traçado no gráfico da Fig. 4.13. Uma vez que $Re\{Z_r\}$ depende de k , alterações no comportamento de k alteram o comportamento de $Re\{Z_r\}$.

Para comparar a capacidade de transferência de energia das duas geometrias, foi efectuada uma simulação para a geometria DD, onde foram replicadas as condições de funcionamento do exemplo referido na Tabela 4.2. Os resultados encontram-se na Tabela 4.4. Como era esperado, o rendimento da topologia SU utilizando a geometria DD é superior, quando comparada com o homólogo da geometria circular. Quanto à potência de perdas da situação 2 da Tabela 4.4, esta apresenta um valor superior, visto que a resistência dos enrolamentos da geometria DD é superior à resistência dos enrolamentos da geometria circular.

Operar dentro dos limites físicos da geometria, é fundamental de forma a garantir a longevidade do sistema. Um condutor entrançado com uma secção de 4 mm^2 , dependendo do nível de isolamento, pode suportar correntes entre os 20 e 30 A com uma frequência de 20 kHz sem danificar o isolamento. Na Fig. 4.16 encontram-se representados os perfis de corrente para as topologias SU e SP, utilizando a geometria DD. É possível aferir pelos perfis representados na Fig. 4.16 que existem muitos pontos de funcionamento com valores

Tabela 4.4: Capacidade de transferência da geometria DD.

Situação 1: $V_{in} = 50 \text{ V}$, Entreferro = 150 mm e $R_{load} = 100 \Omega$								
	I_p (A)	$Re\{Z_r\}$ (Ω)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	P_{perdas} (W)	Rend.	V_{C_p} (V)	V_{C_s} (V)
SU	19.68	2.54	982.42	911.08	71.34	0.93	1291.18	-
SP	6.4	7.81	320.13	310.96	9.17	0.97	397.60	176.34
Situação 2: $V_{in} = 200 \text{ V}$, Entreferro = 150 mm e $R_{load} = 100 \Omega$								
SU	-	-	-	-	-	-	-	-
SP	26.06	7.67	5209.86	5008.55	201	0.96	1618.14	711.24

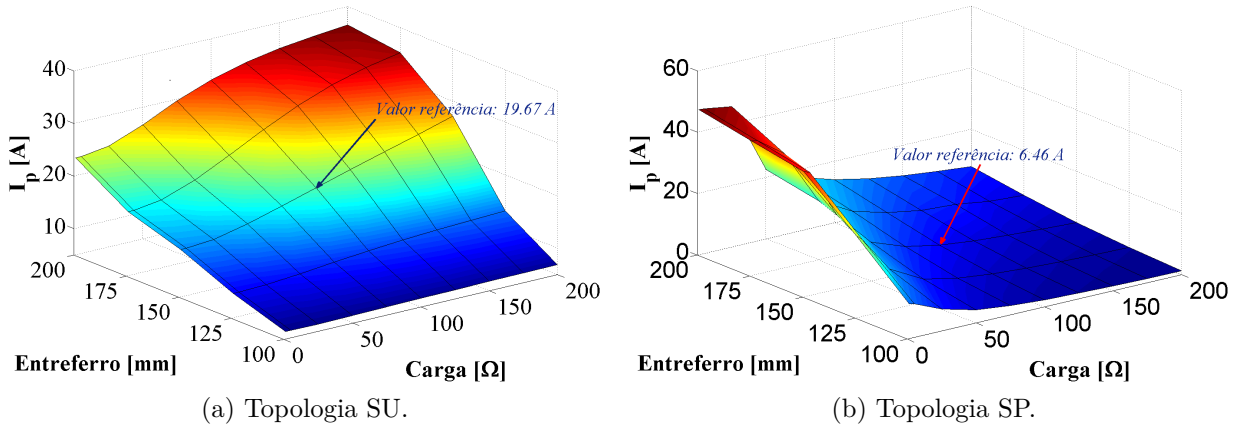


Figura 4.16: Perfis de I_p da geometria DD.

de I_p muito superiores ao valor máximo admissível pelo condutor simulado. Analisando, primeiramente, o perfil de corrente da topologia SP (Fig. 4.16b), observam-se elevados valores de I_p para valores de carga reduzidos. Esta situação não é desejável, pois assemelha-se a um curto-circuito e onde são atingidos elevados valores de I_p . Ao contrário de um transformador de baixa frequência, onde o seu valor de corrente de curto-circuito (I_{cc}) é limitado pela indutância dos enrolamentos, o valor das indutâncias dos enrolamentos da geometria estão a ser compensados pelos condensadores que permitem efectuar a ressonância, sendo apenas limitado pelo valor da resistência de L_p . Neste perfil, como foi utilizado um C_p e um C_s dimensionados para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$, para baixas cargas a reactância do sistema não se encontra completamente compensada, causando uma redução de I_p face ao valor esperado se a reactância vista pela fonte fosse nula. Com o aumento do valor da carga, a resistência vista pela fonte também vai aumentar, reduzindo o valor de I_p .

Por sua vez, no caso da topologia SU, o valor de I_p , para baixas cargas, é limitado pela reactância reflectida ($Im\{Z_r\}$) visto que não existe nenhum tipo de compensação do lado do secundário. Com o aumento da carga e do entreferro o valor de I_p vai aumentar. Este aumento deve-se à redução da resistência reflectida. Como mencionado anteriormente, o valor óptimo de R_{load} para um entreferro de 150 mm corresponde a 68Ω . Para valores superiores a este, o valor da resistência reflectida ($Re\{Z_r\}$) diminui, causando o aumento de I_p . Este ponto óptimo vai ser alterado consoante o valor de M , correspondendo a 73Ω para um entreferro de 100 mm e 65Ω para um entreferro de 200 mm. Esta variação origina, para entreferros superiores, um aumento de I_p para valores de carga mais reduzidos, quando comparado com um mesmo valor de carga mas com um entreferro menor.

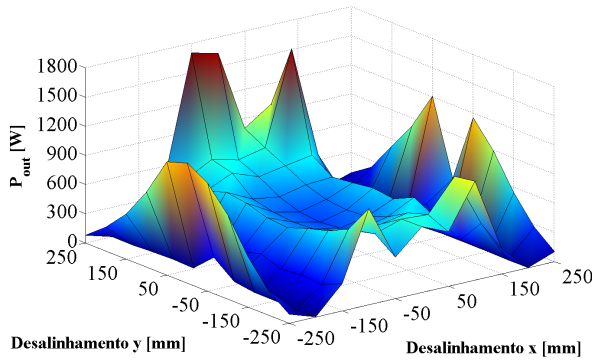
Performance do sistema para posições de carregamento com desalinhamentos

Analisando agora a performance da geometria DD face a desalinhamentos segundo os eixos x e y , é possível verificar a similaridade no comportamento das superfícies correspondentes ao factor de potência e à potência entregue à carga, representadas nas Figs. 4.17c e 4.17a, respectivamente.

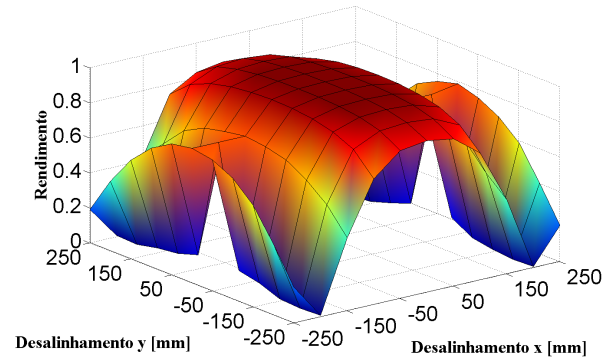
Analisando em detalhe o rendimento do sistema representado na Fig. 4.17b, verifica-se um comportamento diferente dependendo da direcção do desalinhamento. Segundo o eixo y , as variações de rendimento são graduais, semelhantes às variações ocorridas na geometria circular. Contudo, segundo o eixo x existe uma variação abrupta entre ± 150 mm e os ± 200 mm, verificando-se posteriormente uma melhoria entre os ± 200 mm e os ± 250 mm. Esta variação deve-se ao facto de um dos enrolamentos do secundário, dependendo do sentido da variação, não ter acoplamento com o primário, reduzindo o parâmetro M . Continuando a aumentar o desalinhamento até ± 250 mm, o enrolamento do secundário que ainda se encontra acoplado com o primário, vai sendo alinhado com o enrolamento do primário que, inicialmente, se encontrava sobreposto com o enrolamento do secundário e que deixou de estar acoplado, melhorando ligeiramente o parâmetro M . Para clarificar a afirmação anterior, vão ser considerados como exemplo os enrolamentos da Fig. 4.12. Mantendo nula a variação segundo o eixo y , e variando a posição segundo o eixo x positivo, o enrolamento "azul" vai saindo da geometria. Quando esse desalinhamento for igual ou superior a 200 mm, não existe acoplamento entre os enrolamentos do primário e o enrolamento "azul". Se o desalinhamento estiver compreendido entre 200 e 250 mm, o enrolamento "roxo" e o enrolamento "verde" vão ficar alinhados, melhorando o M da geometria. De forma análoga, pode ser aplicado este exemplo para uma variação segundo o eixo x negativo.

Para colmatar esta situação, foram acrescentados nas simulações da literatura [8,46], enrolamentos quadratura ao secundário da geometria. Estes enrolamentos são colocados perpendicularmente aos enrolamentos principais e têm por objectivo melhorar o k na presença de desalinhamentos. A inclusão destes enrolamentos não foi estudada nesta dissertação, não podendo ser feita nenhuma avaliação das vantagens/desvantagens da sua inserção na geometria. Contudo, é feita uma explicação dos seus princípios de funcionamento, baseada na literatura, no anexo E.

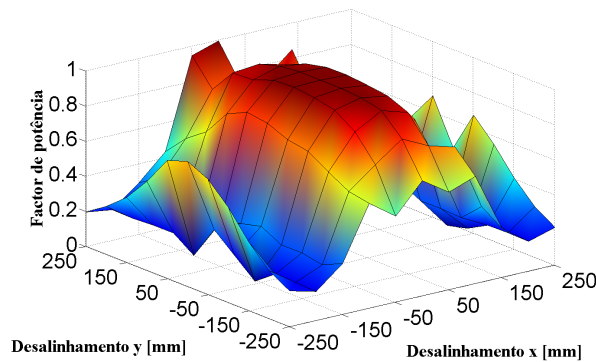
O comportamento de $Re \{Z_{fonte}\}$ também vai ser diferente consoante o desalinhamento seja segundo o eixo x ou y (Fig. 4.17d). A variação é mais acentuada segundo o eixo x , resultando numa diminuição do rendimento. Em contrapartida, como a variação segundo



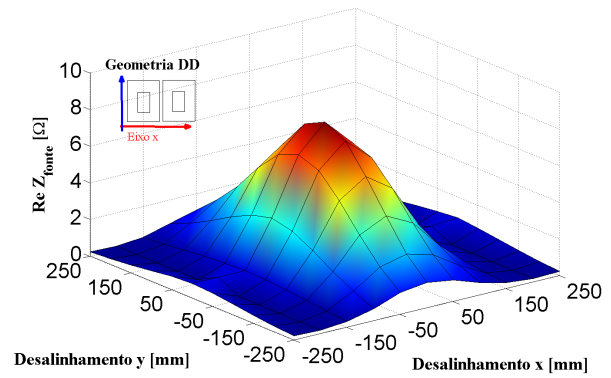
(a) Potência na carga.



(b) Rendimento do sistema.



(c) Factor de potência na fonte.



(d) $Re Z_r$.

Figura 4.17: Resultados de simulação de diferentes desalinhamentos horizontais segundo x e y da geometria DD com a topologia SP, para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$.

o eixo y é menor, permite obter melhores rendimentos com um factor de potência superior para desalinhamentos superiores. Comparando a variação de $Re \{Z_{fonte}\}$ segundo o eixo y da geometria DD, com a variação de $Re \{Z_{fonte}\}$ segundo o eixo x/y da geometria circular, verifica-se uma variação de valores entre as duas geometrias inferior a 15 %. No entanto, a razão entre as superfícies de contacto da geometria DD e circular é igual a 64 %. Isto é, se a geometria DD tivesse a mesma superfície de contacto do que a geometria circular, esta permitiria obter melhores valores de $Re \{Z_{fonte}\}$ e rendimento para as mesmas posições de carregamento, à custa de um incremento no material utilizado.

Uma vez mais é necessário ter em conta as limitações físicas da geometria, impostas pelo tipo de condutor dos enrolamentos, assim como o nível de tensão máxima admitida pelos condensadores. Na Fig. 4.18 encontram-se representados os perfis de I_p e da tensão aos terminais de C_p . Não foram representados os perfis de I_s e da tensão aos terminais de C_s , pois os seus valores são muito inferiores aos valores de V_{C_p} e I_p , não representando um risco à integridade da geometria. A escolha destas grandezas não foi aleatória, tendo como objectivo mostrar que a variação de V_{C_p} , representada na Fig. 4.18b, é uma consequência

directa da variação de I_p (Fig. 4.18a). Como C_p se encontra em série com o enrolamento de primário, a corrente é a mesma nos dois elementos. O valor da corrente aos terminais de um condensador corresponde à derivada da tensão do condensador multiplicado pela sua capacidade, se o valor da corrente aumenta, o valor da tensão ao terminais do condensador também tem de aumentar.

Para desalinhamentos de ± 100 mm segundo o eixo x e de ± 150 segundo o eixo y, obtêm-se rendimentos superiores a 90 %. Nestas condições, I_p oscila entre 6.9 e 19.5 A. Para um desalinhamento de $(x,y)=(100,150)$, com um $I_p = 19.5$ A obtêm-se à saída um $P_{load} = 594$ W. Nestas condições, para fornecer 2 kW à carga era necessário um $I_p = 33.8$ A, ultrapassando os limites físicos da geometria.

Numa tentativa de melhorar o factor de acoplamento, foram efectuadas simulações onde o primário foi inclinado de um ângulo compreendido entre 0 e 2.5° . Esta solução provou ser ineficaz, pois embora melhorasse o M entre os enrolamentos do primário e secundário que se encontravam mais próximos entre si, não era suficiente para compensar o valor de M que era reduzido entre os enrolamentos mais afastados entre si, devido à inclinação.

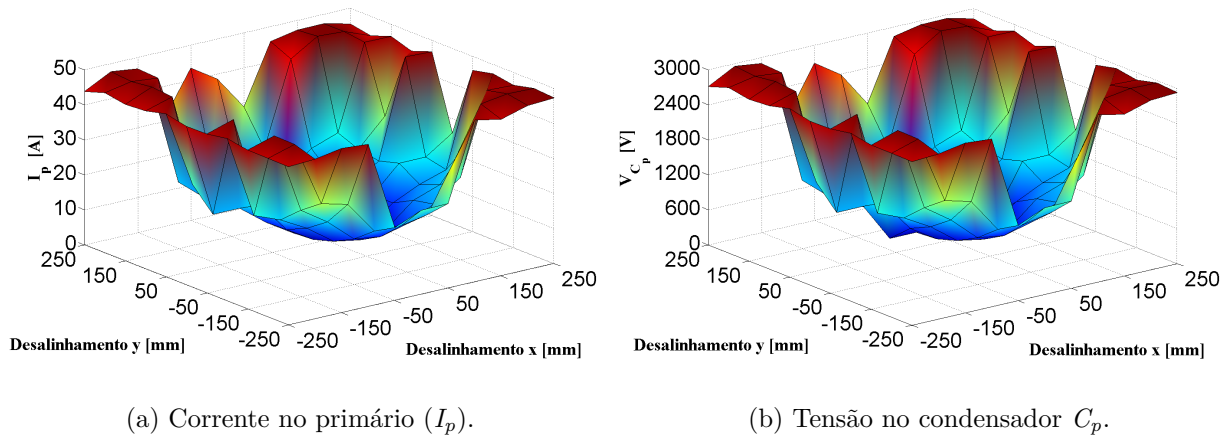


Figura 4.18: Resultados de simulação de diferentes desalinhamentos horizontais segundo x e y da geometria DD com a topologia SP, para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$.

Performance do núcleo: níveis de saturação e linhas de fluxo

Avaliando agora os níveis de saturação do núcleo, representados na Fig. 4.19, é possível constatar uma semelhança na forma das superfícies quando comparadas com os níveis de saturação da geometria circular (Fig. 4.10). Contudo, o núcleo da geometria circular, utilizando a topologia SU encontra-se mais saturado quando comparado com o núcleo da geometria DD utilizando também a topologia SU. Esta diferença resulta do valor da corrente do primário ser superior, no caso da geometria circular. Utilizando a topologia SP, os

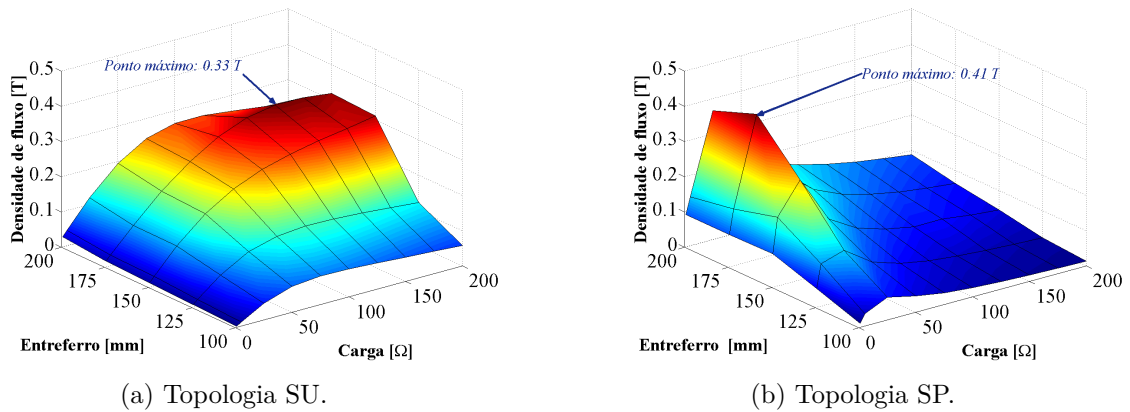


Figura 4.19: Perfis da máxima densidade de fluxo magnético do núcleo para a geometria DD.

resultados obtidos nas duas geometrias são muito semelhantes entre si em termos de níveis de saturação do núcleo.

De forma a comparar a densidade de fluxo magnético no núcleo das duas geometrias para uma elevada transferência de energia, foram efectuadas simulações com um entreferro de 150 mm, para um $V_{in} = 200 V$ e um $R_{load} = 100 \Omega$, utilizando a topologia SP. As grandezas eléctricas encontradas correspondem à situação 2 da Tabela 4.2 para a geometria circular, e à situação 2 da Tabela 4.4 para a geometria DD. Na Fig. 4.20 encontram-se representados os núcleos das duas geometrias para as condições de funcionamento anteriores. Os núcleos do secundário, das duas geometrias, apresentam baixos níveis de magnetização. De forma a otimizar a geometria em termos de custo, o material do núcleo do secundário pode ser substituído por um equivalente em termos de permeabilidade mas com um ponto de saturação inferior. Em alternativa, para melhorar a performance da geometria, pode ser usado um material mais permeável no núcleo do secundário, pois geralmente materiais bastante permeáveis têm pontos de saturação mais baixos.

Quanto aos núcleos dos primários, o núcleo da geometria DD apresenta níveis de saturação superiores na zona intermédia, onde é somada a contribuição dos enrolamentos que formam o primário. O núcleo da geometria circular apresenta uma distribuição das linhas de fluxo mais uniforme. A geometria DD apresenta níveis de saturação superiores devido à passagem de uma corrente no primário superior quando comparada com a geometria circular, resultando numa concentração superior de linhas de fluxo magnético no núcleo.

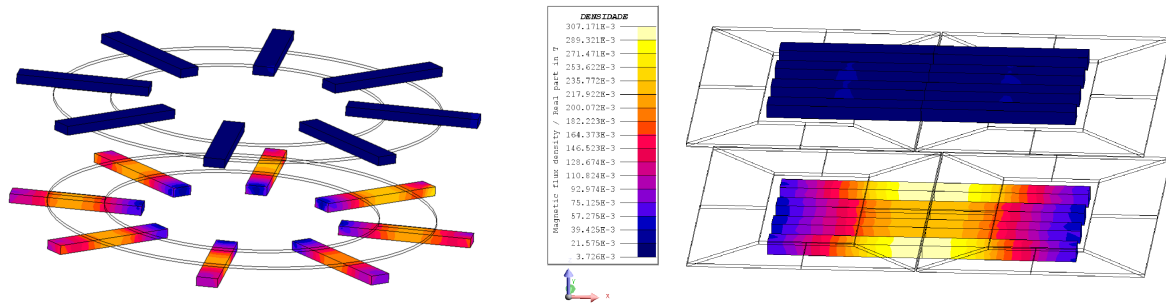


Figura 4.20: Níveis de saturação do núcleo das geometrias circular e DD para um entreferro de 150 mm, com um $V_{in} = 200 V$ e um $R_{load} = 100 \Omega$.

4.4 Campo electromagnético no corpo humano

Devido à grandeza das potências envolvidas e ao meio onde os sistemas de carregamento de veículos eléctricos vão ser inseridos, é importante analisar os níveis do campo electromagnético (EMF) no corpo humano, em termos de distribuição da densidade de fluxo magnético e distribuição da intensidade do campo eléctrico. No subcapítulo 3.3, foram enumerados os níveis máximos de exposição a EMFs a que o corpo humano pode ser exposto, segundo o ICNIRP.

De forma a avaliar o impacto do fluxo criado pelas geometrias no corpo humano, foi desenvolvido um modelo do corpo humano para ser simulado conjuntamente com as geometrias.

O corpo humano é constituído por inúmeros tecidos e órgãos com diferentes características. A construção de um modelo realista do corpo humano deve ter em consideração todos os seus diferentes constituintes. Contudo, o modelo apresentaria um elevado grau de complexidade e apresentaria elevados custos computacionais. O grande objectivo deste estudo, não é avaliar o impacto dos EMFs num órgão ou numa zona localizada do corpo, mas sim quantificar os níveis de radiação de EMFs a que o corpo humano se encontra exposto para uma determinada geometria e para níveis de transferência de energia diferentes. Assim sendo, foi modelado um corpo humano com uma distribuição homogénea do seu volume.

A determinação dos parâmetros do material usado para simular o corpo humano foram calculados tendo em conta o facto de o corpo humano ser constituído, em média, por dois terços de massa muscular. Assim sendo, e tendo em consideração [49], foi determinado um material equivalente ao corpo humano com uma condutividade de 0.23 S/m e uma permitividade relativa de 10347.

Na Fig. 4.21 encontram-se representadas as distribuições da densidade do fluxo magnético

e a intensidade do campo eléctrico para a geometria DD, com e sem blindagem. As grandezas eléctricas do sistema, incluindo a potência de saída e I_p , encontram-se na Tabela 4.5 para as duas simulações. A blindagem da geometria DD da Fig.4.21, corresponde a uma estrutura que envolve o

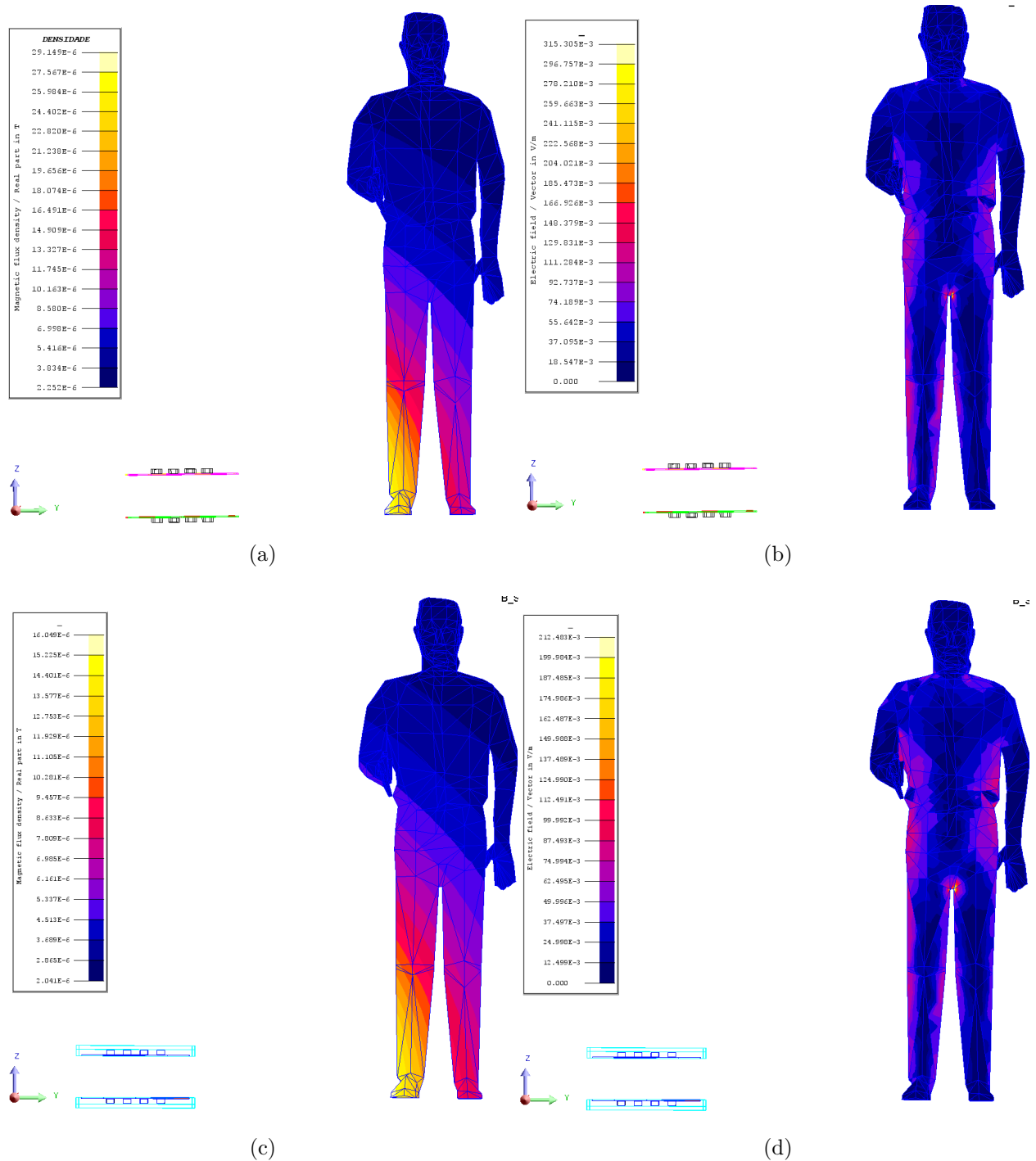


Figura 4.21: Distribuição dos EMFs no corpo humano: (a) Densidade de fluxo magnético sem blindagem na geometria, (b) Intensidade do campo eléctrico sem blindagem na geometria, (c) Densidade de fluxo magnético com blindagem na geometria, (d) Intensidade do campo eléctrico com blindagem na geometria.

Tabela 4.5: Parâmetros de simulação referentes à Fig. 4.21.

Geometria DD sem blindagem								
	I_p (A)	$Re(Z_r)$ (Ω)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	P_{perdas} (W)	$Rend.$	V_{C_p} (V)	V_{C_s} (V)
SP	26.05	7.21	5014.99	4848.27	166	0.967	1617.76	696.3
Geometria DD com blindagem								
SP	26	7.2	5021.94	4855.66	166.28	0.967	1614.88	696.83

núcleo e os enrolamentos do primário e do secundário (Fig. 4.22). Esta estrutura tem uma espessura de 1 cm e é formada por alumínio. O corpo humano encontra-se modelado numa escala real, com uma altura de 1,8 m. As simulações foram realizadas com a geometria a uma distância de aproximadamente 55 cm do corpo. Esta distância foi escolhida tendo em consideração o facto das estruturas de acoplamento estarem dimensionadas para serem fixas na frente do carro. Tendo em conta as dimensões médias de um veículo e a posição onde a estrutura vai ser fixa, uma pessoa pode encontrar-se a uma distância de aproximadamente 55 cm da estrutura de acoplamento magnético, representando o pior cenário para exposição a campos electromagnéticos.

Analisando a Fig. 4.21, verifica-se que os níveis de exposição a EMFs ultrapassam os valores máximos admissíveis. Como esperado, a zona do corpo com maior nível de exposição é o pé que se encontra mais próximo da estrutura, com um valor máximo de $29 \mu\text{T}$ (Fig. 4.21a) quando comparado com o valor limite correspondente a $6.25 \mu\text{T}$. Para a geometria com blindagem, o valor máximo da densidade de fluxo magnético decresceu aproximadamente $13 \mu\text{T}$. Contudo, este novo valor continua a encontrar-se acima do valor máximo permitido. Para contornar esta situação existem dois cenários possíveis: aumentar a espessura da blindagem ou reduzir o nível de potência transferida.

Destas simulações pode ser extraída outra informação importante: a forma de propagação das linhas do fluxo de fugas. As Figs. 4.21a e 4.21c, a menos da escala, são exactamente iguais, uma vez que a forma de propagação das linhas de fluxo é igual nos dois casos considerados.

Com esta informação e para posições de carregamento semelhantes, sabendo o nível de potência é possível estimar uma distância mínima segura para um ser humano circular. O valor da intensidade do campo eléctrico é inferior ao valor limite para as duas simulações (Figs. 4.21b e 4.21d). Assim sendo, a maior preocupação é o cumprimento do limite máximo de densidade de fluxo magnético imposto pelo ICNIRP. Foram efectuadas simulações para verificar o nível de potência limite admissível pela geometria, de forma a cumprir com o limite máximo de exposição a campos electromagnéticos para uma distância de 55 cm e o

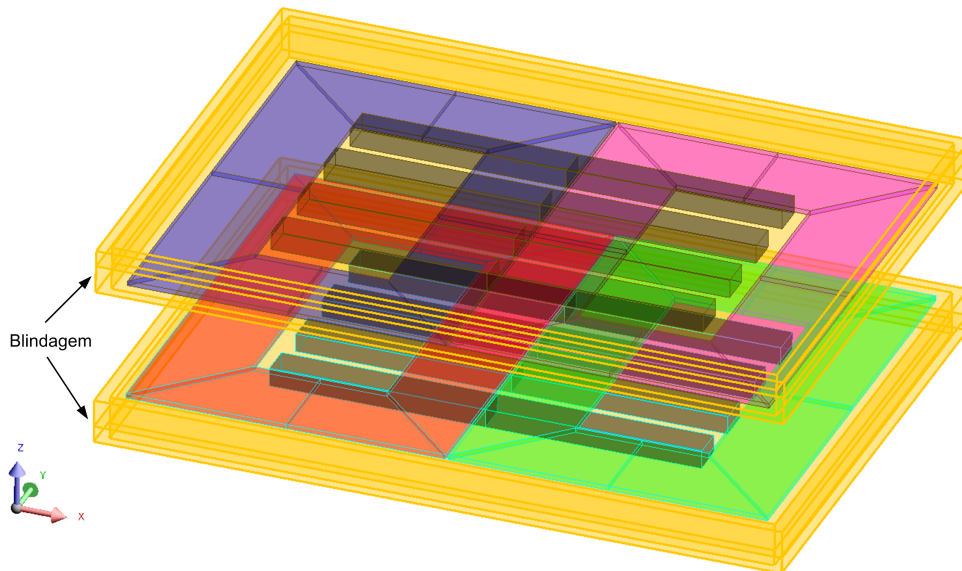


Figura 4.22: Blindagem da geometria DD.

valor de potência máximo encontrado é aproximadamente 1.1 kW. No entanto, é necessário ter em atenção que estes valores podem ser corroborados na prática, devido à composição do ar envolvente e à presença de material ferromagnético nas vizinhanças da estrutura, como a carroçaria do automóvel. A presença de materiais ferromagnéticos pode reduzir o número de linhas de fluxo que atinge o ser humano, reduzindo os níveis máximos de exposição, embora com o avanço do sector dos transportes, o uso de materiais ferromagnéticos (ferro, aço) estejam a ser substituídos por materiais paramagnéticos (fibra de carbono, plástico). Esta substituição tem como vantagem a redução das variações em L_p , L_s e M , mas o fluxo de fugas não é atenuado, aproximando os resultados das simulações ao caso prático. No anexo F encontram-se resultados de simulação adicionais e onde também são considerados desalinhamentos.

Capítulo 5

Resultados experimentais

Para validação dos modelos de simulação, foram desenvolvidas duas estruturas de acoplamento magnético referentes às geometrias DD e circular, bem como todo suporte para efectuar diferentes posições de carregamento. Na Fig. 5.1 encontra-se representada toda a montagem efectuada para a realização dos ensaios experimentais. O respectivo esquema eléctrico equivalente encontra-se representado na Fig. 5.2.

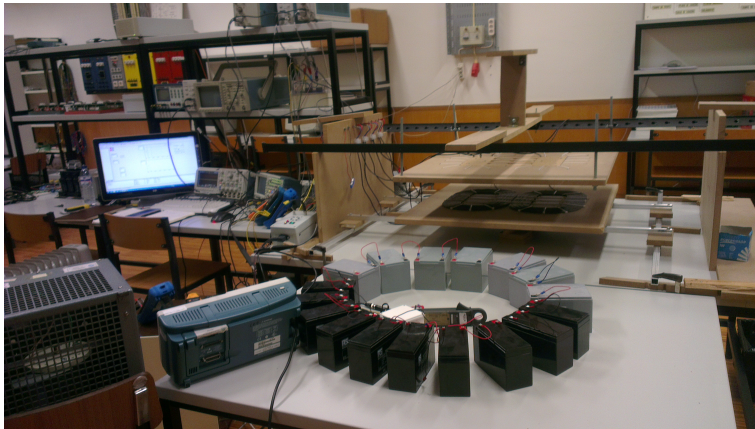


Figura 5.1: Montagem experimental utilizada para a realização dos ensaios experimentais.

Inicialmente, o sistema tinha sido concebido para que todas as tensões e correntes medidas fossem adquiridas pela plataforma dSpace. Esta plataforma tem por objectivo efectuar o controlo e o envio de pulsos para os drivers dos IGBTs, de forma a efectuarem a comutação entre os estados ON e OFF. Contudo, devido às elevadas frequências envolvidas não é possível fazer uma aquisição dos sinais com um número suficiente de pontos por período. Foram então utilizados osciloscópios para visualização dos sinais envolvidos, com capacidade de gravação no osciloscópio 3 (Fig 5.2). A alimentação do sistema é efectuada por duas fontes de tensão contínua (V_{dc1} e V_{dc2}), com níveis de tensão e corrente máximos correspondentes a 30 V e 3 A. Para um melhor entendimento dos aspectos construtivos e do material utilizado,

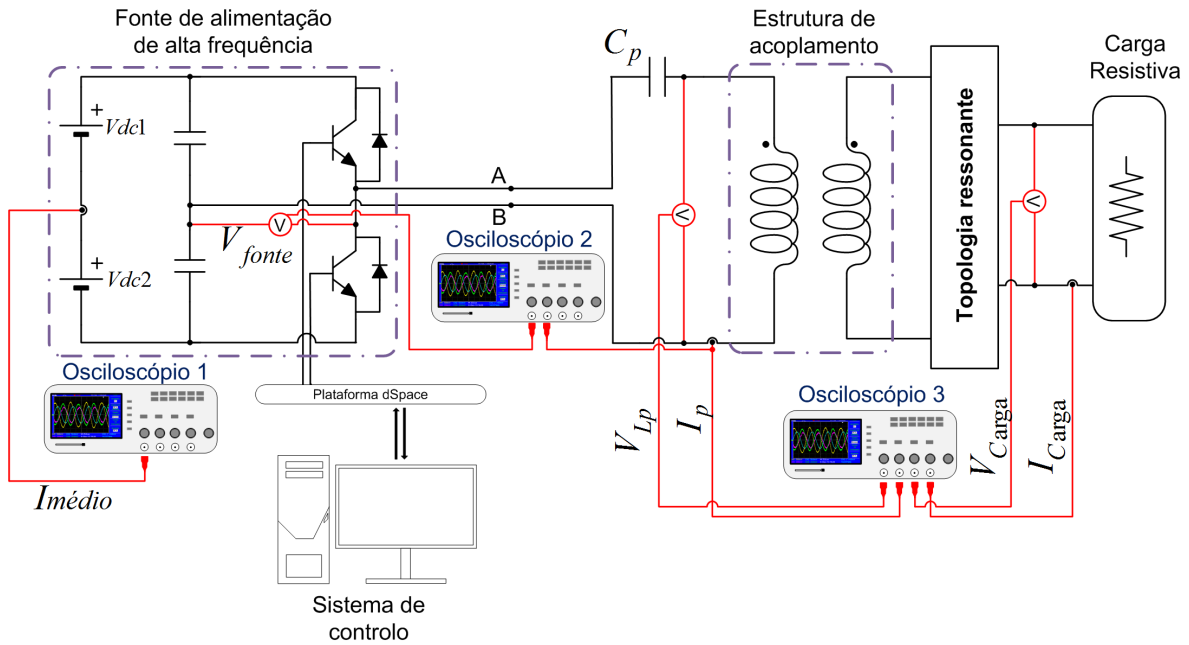


Figura 5.2: Esquema da montagem experimental.

recomenda-se a leitura do Apêndice G.

5.1 Posição de carregamento sem desalinhamentos

Antes de efectuar qualquer tipo de ensaio, foram analisados os parâmetros das geometrias (L_p , L_s e M). Os valores obtidos, representados na Fig. 5.3, são muito próximos dos valores simulados, apresentando no pior caso uma variação de 4 %. Esta diferença pode ser originada por diferentes factores, desde a presença de material ferromagnético na vizinhança, uma ligeira variação no entreferro ou a incerteza do LCR meter. O procedimento de determinação das indutâncias é descrito no apêndice H.

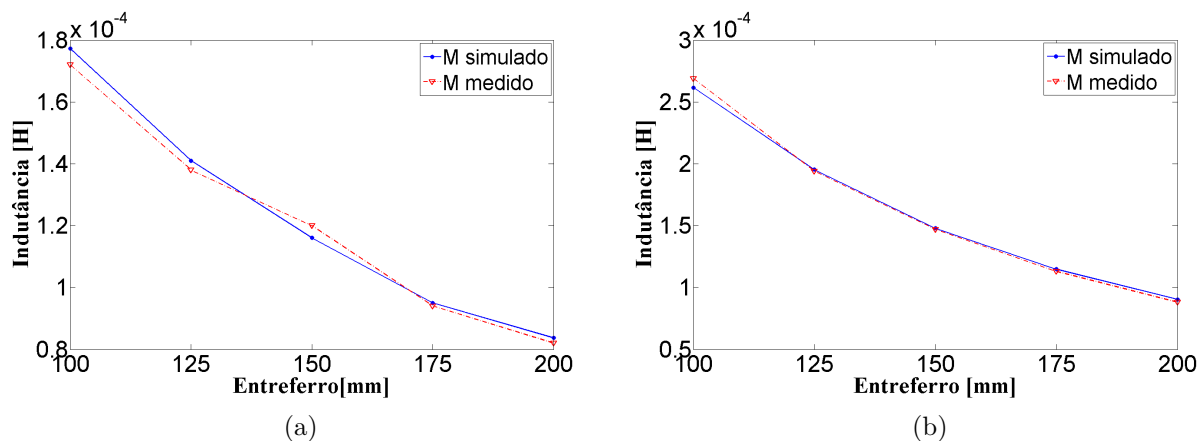


Figura 5.3: Variação da indutância mútua para: (a) Geometria circular, (b) Geometria DD.

Para analisar a performance do sistema, foram efectuadas diversas simulações onde foi variado o valor do entreferro entre 50 e 200 mm para um $R_{load} = 100 \Omega$. Para efectuar a ressonância foi utilizado um condensador de 470 nF para a geometria circular e um condensador de 235 nF para a geometria DD. Devido a limitações de material não foi possível obter pontos de ressonância semelhantes para as duas geometrias, existindo uma disparidade de aproximadamente 2 kHz entre os pontos de ressonância. Contudo, esta diferença provoca uma variação nos resultados obtidos inferior a 5 % (valor obtido em simulação). Foi utilizado como valor de referência um $I_{médio} = 2 A$ (Fig. 5.2). Devido à incapacidade de adquirir os sinais pela plataforma dSpace, o ponto de frequência óptimo teve de ser encontrado manualmente, por inspecção visual dos desfasamentos de I_p e V_{AB} (Osciloscópio 2 da Fig. 5.2).

Na Fig. 5.4 encontram-se representadas as curvas de rendimento e P_{load} das geometrias DD e circular referentes aos ensaios experimentais realizados para a topologia SU. Como esperado, para níveis de I_p semelhantes, a geometria DD oferece capacidades de transferência de energia superiores e com melhores rendimentos, uma vez que apresenta valores de resistência reflectida ($Re \{Z_r\}$) maiores. A discrepância de valores entre os resultados de simulação e os valores medidos está relacionada com a diferença nas formas de onda simuladas. As simulações efectuadas no software de elementos finitos Flux, considera como fonte de alimentação, uma fonte de tensão sinusoidal, enquanto no caso experimental, a onda da fonte de alimentação (V_{AB}) é uma onda quadrada de amplitude $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}$. De forma aos resultados experimentais poderem ser comparados na íntegra com os resultados de simulação, apenas podia ser considerada a componente fundamental da onda quadrada nos cálculos. Contudo, a relação de amplitude entre a componente fundamental e as restantes componentes é muito elevada, podendo ser efectuada uma aproximação, mas com erro semelhante ao dos gráficos da Fig. 5.4.

O valor das resistências dos enrolamentos e as perdas no núcleo são outras causas na diferença entre os resultados de simulação e práticos. Os valores das resistências de simulação são inferiores aos medidos nos ensaios experimentais devido ao condutor utilizado na construção das geometrias não ser *Litz wire* mas sim um condutor multifilar. O valor das perdas no núcleo na simulação são determinadas a posteriori à simulação e não estão contabilizadas nos gráficos da Fig. 5.4, embora sejam desprezáveis para os níveis de potência utilizados.

Semelhantes ensaios foram realizados utilizando a topologia SP. Devido aos níveis de tensão requeridos para o barramento DC serem superiores à capacidade das fontes DC, estas foram substituídas por um circuito rectificador alimentado por um autotransformador. Para

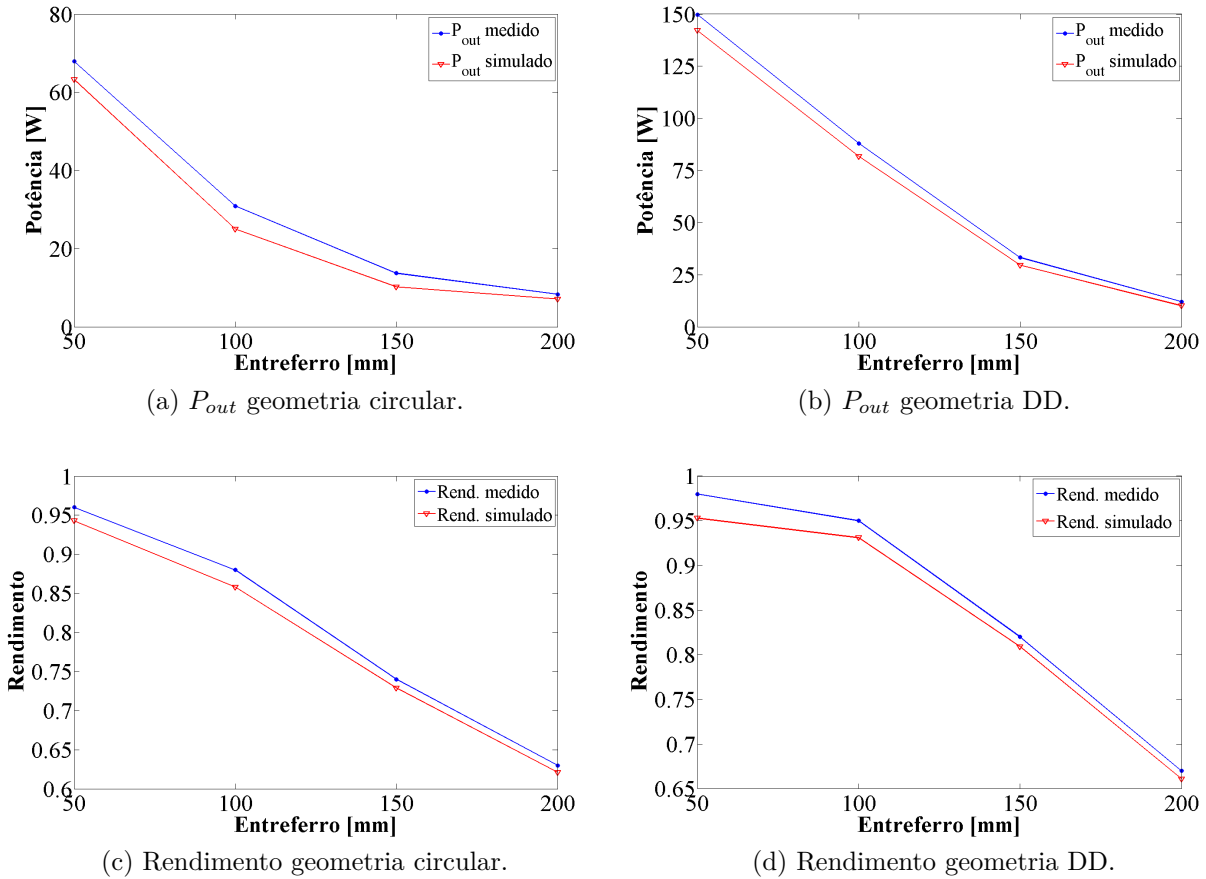


Figura 5.4: Níveis de rendimento e P_{out} , utilizando a topologia SU para variações de entreferro compreendidos entre 50 e 200 mm, para um $R_{load} = 100 \Omega$ e um $I_p = 4.7 A$.

uma melhor percepção do novo esquema de montagem, consultar a Fig. G.4 do Apêndice G. Contudo, para ser obtido o mesmo valor de I_p utilizado nos ensaios com a topologia SU era necessário, para baixos entreferros, níveis de tensão no barramento DC elevados (aprox. 300 V). Por questões de segurança e integridade da montagem não foram realizados os ensaios experimentais para entreferros inferiores a 150 mm. Na Tabela 5.1 encontram-se os resultados dos ensaios experimentais referentes à topologia SP para ambas as geometrias, utilizando um entreferro de 150 mm.

Comparando os resultados da Tabela 5.1 com os da Fig. 5.4 (para um entreferro de 150 mm), verifica-se um nível de transferência de energia superior utilizando a topologia SP, para o mesmo valor de I_p (com uma variação de $\pm 10\%$). Esta diferença nos valores de P_{out}

Tabela 5.1: Resultados experimentais utilizando a topologia SP, para um entreferro de 150 mm.

Geometria	I_p (A)	I_s (A)	V_{dc} (V)	V_{C_p} (V)	V_{C_s} (V)	P_{out} (W)	Rend.
Circular	4.45	1.14	67	152.4	174	138	0.944
DD	4.65	1.1	51	194.2	147.3	128	0.928

deve-se ao aumento do valor da resistência reflectida. Este aumento provoca, para o mesmo I_p , um aumento do valor de V_{dc} , reflectindo-se num aumento da tensão aos terminais do barramento DC. Os resultados da Tabela 5.1 permitem confirmar que para um entreferro de 150 mm, a geometria circular apresenta taxas de transferência superiores em relação à geometria DD. Como referenciado no capítulo 4, para entreferros superiores a 150 mm, o valor da resistência reflectida da geometria circular é superior ao valor da resistência reflectida da geometria DD, resultando num aumento da capacidade de transferência de energia e do rendimento para o mesmo valor de I_p . Os valores dos rendimentos da Tabela 5.1 são referentes apenas às estruturas de acoplamento magnético. Considerando todo o sistema, o valor do rendimento decresce para 84 % no caso da geometria circular e 80 % para a geometria DD. Esta diminuição do rendimento é devido às perdas por comutação dos IGBTs, causada pela diferença entre a frequência de comutação dos IGBTs e a frequência de ressonância do sistema. Idealmente, o rendimento do sistema era muito próximo do rendimento das estruturas, mas na prática este valor vai ser inferior devido às perdas de comutação. Estas perdas, mesmo que a frequência de comutação dos IGBTs seja igual à frequência de ressonância do sistema, nunca vão ser nulas, pois vai existir Δt entre o estado ON e OFF dos IGBTs. Embora num instante deste intervalo de tempo, uma das grandezas eléctricas (tensão ou corrente) seja nula, no restante intervalo de tempo vai apresentar valores diferentes de zero, resultando em perdas por efeito Joule. Quanto maior for este Δt , maiores vão ser os níveis de perdas existentes no conversor. É então importante ter transístores com tempos de comutação reduzidos e com uma elevada gama de frequências.

Para enfatizar a necessidade de o sistema se encontrar completamente compensado, foi verificado que para um $I_p = 4.5 A$ e um $V_{dc} = 96 V$, o sistema apresentava um rendimento de 93 %, com uma transferência de 252 W. Contudo, provocando um desfasamento de apenas 19° entre I_p e V_{AB} , o rendimento do sistema era de apenas 64 % devido às perdas existentes durante a comutação. Esta situação refere o funcionamento em modo capacitivo conducente a hard-switching (frequência de operação inferior à frequência de ressonância). Para além de reduzir o rendimento do sistema, os desfasamentos provocam comutações forçadas nos IGBTs, originando picos de corrente devido aos dV/dt s provocados pelas comutações. Estes picos de corrente podem ultrapassar os níveis máximos admissíveis pelos conversores e elementos passivos, reduzindo o seu tempo de vida útil. Por questões de segurança e limitações físicas, a máxima transferência de potência efectuada foi de 615 W para um entreferro de 150 mm e um $R_{load} = 100 \Omega$. Nesta situação, o rendimento da geometria DD foi de 91 %. O baixo rendimento deve-se às perdas por efeito Joule nos enrolamentos (aproximadamente

55 W).

Para verificar a independência do ponto óptimo de ressonância do valor da carga para uma determinada posição de carregamento, o valor da carga foi variado entre 50 e 200 Ω . Como esperado, o ponto óptimo de frequência manteve-se inalterado. Quanto ao nível de potência transferida, aumentou com o valor de R_{load} , comprovando os resultados de simulação descritos no capítulo 4.

5.2 Posição de carregamento com desalinhamentos

Avaliando agora o impacto dos desalinhamentos em M das geometrias, representado nos gráficos da Fig. 5.5b, verifica-se que os valores medidos experimentalmente, apresentam o mesmo comportamento dos valores simulados, com variações inferiores a 8 %. Como esperado no caso da geometria DD, uma variação sobre o eixo x apresenta um impacto superior em M quando comparado com uma variação semelhante, mas sobre o eixo y (Fig. 5.5b). Esta diferença no comportamento de M , dependendo da direcção da variação, apresenta uma dificuldade acrescida no controlo da geometria. No caso da geometria circular, devido ao seu formato simétrico, o comportamento da variação é semelhante segundo o eixo x e y (Fig. 5.5a).

Para analisar o impacto dos desalinhamentos na performance das geometrias, foi efectuado um ensaio experimental onde foram provocados desalinhamentos compreendidos entre 0 e 200 mm com um intervalo de 50 mm segundo os eixos x e y, para um entreferro de 150 mm. No caso da geometria circular apenas foram provocados desalinhamentos segundo o eixo x, devido à simetria da geometria. O valor de I_p aplicado é igual para ambas as geo-

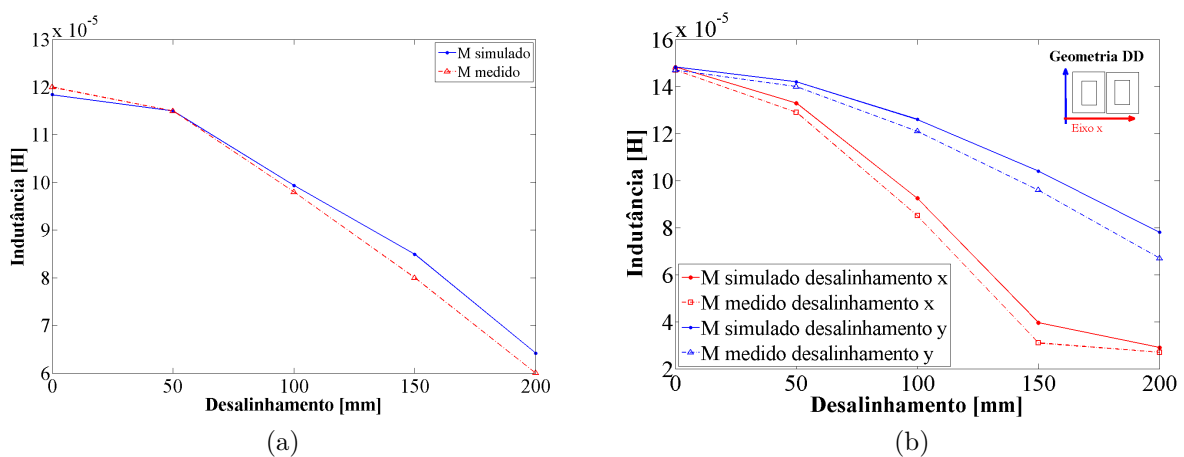


Figura 5.5: Variação da indutância mútua com desalinhamentos para: (a) Geometria circular, (b) Geometria DD.

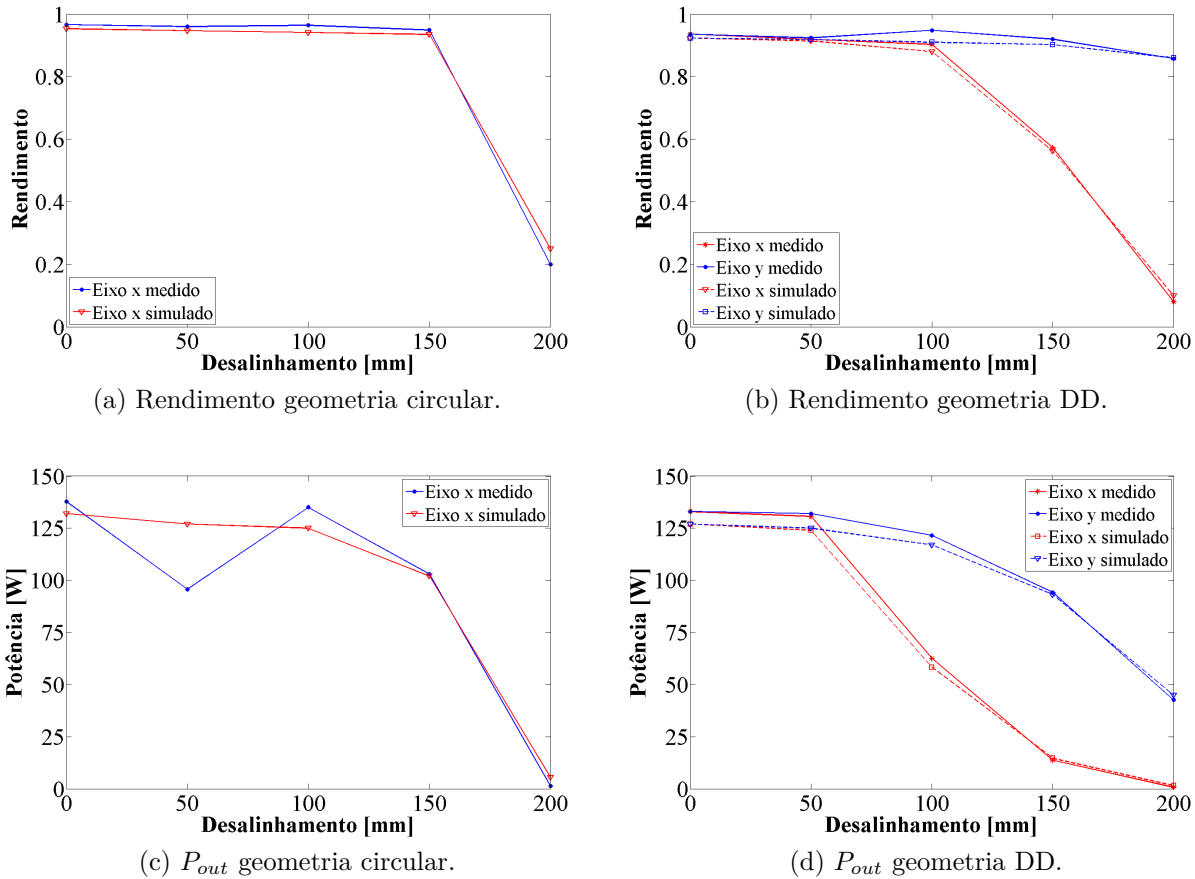


Figura 5.6: Níveis de rendimento e P_{out} para desalinhamentos compreendidos entre 0 e 200 mm, com um entreferro de 150 mm e um $I_p = 4.7$ A.

metrias, tendo um valor de 4.7 A com uma variação de $\pm 6\%$. Na Fig. 5.6 encontram-se os resultados obtidos para ambas as geometrias relativos ao rendimento e à potência de saída (P_{out}), utilizando a topologia SP.

Numa primeira análise dos resultados, verifica-se que para desalinhamentos inferiores a 150 mm, a geometria circular apresenta melhores rendimentos quando comparado com a geometria DD. Contudo, para desalinhamentos superiores, o rendimento da geometria circular cai abruptamente. Como mencionado no capítulo 3, para desalinhamentos superiores a 42% do diâmetro da geometria, a capacidade de transferência é nula. Esse limiar é, segundo as dimensões da geometria dimensionada, aproximadamente 250 mm. No gráfico da Fig. 5.6c é visível que o valor da potência de saída da geometria encontra-se próximo de zero ($P_{out} = 1.5$ W). No caso da geometria DD, o rendimento e a capacidade de transferência depende da orientação do desalinhamento. À semelhança da variação de M , o rendimento segundo o eixo x é muito inferior quando comparado com o eixo y. No entanto, segundo o eixo y, a geometria DD apresenta um rendimento de 0.85, para um desalinhamento de 200 mm e com uma potência transferida de 43 W. Embora este valor seja um terço da po-

tência transferida sem desalinhamento, é preciso ter conta que o valor do desalinhamento corresponde a 51 % da largura da geometria, enquanto no caso da geometria circular, a relação entre o desalinhamento e o diâmetro da geometria circular era de 31 %. A geometria DD, com uma superfície equivalente à da geometria circular e com a inserção de um enrolamento em quadratura (Apêndice E), permite ter melhores capacidades de transferência, com rendimentos superiores para posições de carregamento com e sem desalinhamentos.

O ponto de operação óptimo também vai ser alterado com o aumento do desalinhamento. Com a diminuição de M , o valor da frequência de ressonância óptima também vai decrescer. No caso da geometria circular, houve uma variação próxima de 500 Hz entre a posição de carregamento sem desalinhamento e com um desalinhamento de 200 mm. No caso da geometria DD, para um desalinhamento segundo o eixo x , a variação foi de aproximadamente 480 Hz, enquanto segundo o eixo y foi de 390 Hz. Devido ao processo de sincronismo ser por inspeção visual, pode existir um erro no valor das variações do ponto de frequência óptimo.

5.3 Carregamento de baterias

Para aproximar a montagem experimental da montagem equivalente ao de carregamento de baterias de veículos eléctricos, foi substituída a carga resistiva por um rectificador não controlado e um conjunto de baterias ligadas em série, com um nível de tensão 72 V. Para efectuar o ensaio foi utilizada a geometria DD e com os condensadores do primário e secundário iguais aos utilizados nos ensaios anteriores. A montagem experimental pode ser visualizada na Fig. G.5 do apêndice G. Este ensaio permitiu fornecer às baterias uma corrente com um valor médio de aproximadamente 0.9 A. Na Fig. 5.7a estão representadas as formas de onda da tensão (onda amarela) e da corrente (onda azul) medidas à saída do autotransformador. A onda a vermelho corresponde à multiplicação das ondas de tensão e corrente, correspondendo à forma de onda da potência instântanea fornecida pelo autotransformador. Em contraste com a forma sinusoidal da onda de tensão fornecida pela rede, a forma da onda da corrente apresenta zonas de valor nulo seguidas de uma forma sinusoidal. Esta forma deve-se aos tempos de condução dos díodos do rectificador colocado após o autotransformador, os quais são impostos pelas características da montagem, alterando-se dependendo da carga e da posição de carregamento.

As formas de onda da tensão e corrente aplicadas aos terminais das baterias encontram-se representadas na Fig. 5.7b. Uma vez mais, a onda amarela corresponde à tensão aos terminais das baterias e a onda azul corresponde à corrente aplicada às baterias. Como

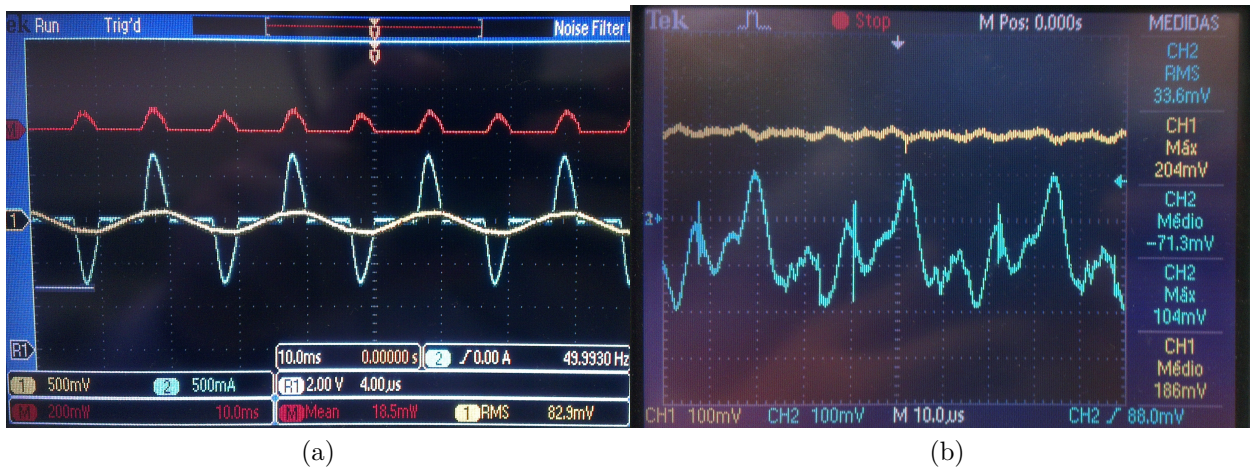


Figura 5.7: Formas de onda de tensão e corrente relativas ao ensaio com um conjunto de baterias: (a) Saída do autotransformador, (b) Aos terminais das baterias.

esperado, a tensão aos terminais das baterias é aproximadamente constante, com um ligeiro *ripple* devido às cargas não lineares existentes no sistema. A forma de onda não sinusoidal da corrente deve-se aos tempos de condução dos díodos do retificador colocado após o secundário da geometria DD. A elevada frequência da corrente e as grandes constantes de tempo dos condensadores e das indutâncias, são outras causas da forma de onda não sinusoidal da corrente aplicada às baterias.

Este ensaio experimental apresentou duas situações distintas: a primeira com $V_{C_s} \times 1.16 < V_{bat}$ e a segunda com $V_{C_s} \times 1.16 > V_{bat}$. A constante 1.16 que é multiplicada por V_{bat} , é devida ao condensador colocado aos terminais do retificador do secundário de forma a reduzir o *ripple* da tensão. Na primeira situação, como a tensão instântanea aplicada à entrada do retificador do secundário é inferior a 1.16 da tensão das baterias, este retificador não vai conduzir, fazendo com que o secundário fique em circuito aberto. Esta situação apresenta riscos elevados de destruição do sistema, porque se o desacoplamento do secundário com o primário não for feito de forma segura, com a redução da tensão do barramento, podem ser originados elevados valores de I_p , onde a única carga existente é a resistência do enrolamento do primário. Com o aumento controlado de I_p , a tensão aplicada aos terminais de C_s também vai aumentar. Quando esta tensão for superior a V_{bat} , o retificador do secundário vai entrar em condução. Nesta situação, o primário vê uma carga equivalente dada pelo nível de tensão das baterias sobre a corrente que lhe é aplicada. As formas de onda da Fig. 5.7b correspondem a esta situação.

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

6.1 Conclusões

Os veículos eléctricos são uma realidade e o seu constante crescimento no sector dos transportes contribui para o desenvolvimento de soluções mais cómodas que facilitem o dia a dia do utilizador. Os actuais sistemas de carregamento de baterias apresentam um obstáculo, pela necessidade de interveniência do utilizador no processo de carregamento. Os sistemas de carregamento sem fios, são sistemas que permitem a transferência de energia com um elevado entreferro, através de um campo eléctrico ou magnético variável. Para além de não necessitarem da intervenção do utilizador no processo de carregamento, estes sistemas podem ser utilizados em ambientes austeros e com grandes capacidades de transferência.

O sistema de carregamento por indução com topologias ressonantes (IPT), é um tipo de carregamento sem fios e permite a transferência de energia através de um campo magnético variável. Os sistemas IPT são constituídos maioritariamente por três componentes: uma fonte de alimentação de alta frequência, uma estrutura de acoplamento magnético e um controlador de tensão das baterias.

A estrutura de acoplamento magnético é um componente integrante nos sistemas IPT. Tem como objectivo possibilitar a transferência de energia para elevados entreferros. Uma estrutura de acoplamento magnético é constituída por duas partes: um primário e um secundário. Cada uma dessas partes contém um ou mais enrolamentos e um núcleo ferromagnético. O elevado entreferro requerido entre o primário e o secundário, reduz o valor do factor de acoplamento da estrutura, obrigando ao uso de frequências de funcionamento na ordem dos kHz para se obterem melhores desempenhos. Devido ao baixo factor de acoplamento, os valores das indutâncias de fugas vão ser elevados. O uso de topologias ressonantes permite

obter melhores taxas de transferência de energia, pois têm em consideração o valor das indutâncias de fugas durante o seu dimensionamento. Existem dois tipos de configurações: a configuração série e a configuração paralela. Estas configurações podem ser utilizadas, tanto no lado do primário como no lado do secundário. A sua escolha depende do tipo de utilização desejada assim como da fonte de alimentação disponível.

Como mencionado no parágrafo anterior, o factor de acoplamento é um parâmetro importante nos sistemas IPT. O seu valor depende das características físicas da estrutura de acoplamento magnético, da disposição dos enrolamentos ou do arranjo do núcleo. Existem diferentes geometrias de estruturas de acoplamento magnético numa tentativa de melhorarem o factor de acoplamento para elevados entreferros e com uma boa tolerância a desalinhamentos. As geometrias circular e DD, são duas geometrias que apresentam boas características para a implementação no carregamento de baterias em veículos eléctricos.

As duas geometrias escolhidas foram objecto de estudo ao longo desta dissertação, com a simulação de ambas as geometrias num software de elementos finitos para diferentes cenários, diferentes posições de carregamento e com diferentes topologias ressonantes. Os resultados obtidos por simulação foram posteriormente validados experimentalmente, através de um protótipo desenvolvido de raiz no decorrer deste trabalho.

O trabalho desenvolvido permitiu determinar o comportamento das diferentes geometrias para diferentes topologias ressonantes. A topologia série-paralela (SP), apresenta melhores performances ao nível de transferência de energia quando comparada com a topologia série-série (SS) ou a topologia série-sem compensação (SU), para a gama de frequências estudadas. A determinação dos diferentes parâmetros das geometrias tais como, o valor das suas indutâncias próprias, a indutância mútua, a análise do seu comportamento para diferentes entreferros e desalinhamentos, foi outro contributo deste trabalho.

A interação dos campos electromagnéticos gerados pelas geometrias num corpo humano situado na proximidade do sistema IPT, foi outro tema desenvolvido no âmbito deste trabalho. A inexistência, ou a reduzida informação existente sobre este tópico, foi um dos motivos que levou ao seu estudo. Os modelos de simulação desenvolvidos, permitiram concluir a necessidade de existir uma blindagem em torno da geometria, de forma a garantir que os limites de radiação máxima que o ser humano pode ser sujeito, não sejam ultrapassados.

Da comparação entre as duas geometrias estudadas, concluiu-se que a geometria DD apresenta melhores rendimentos e capacidades de transferência de energia para desalinhamentos inferiores a 150 mm. Embora para posições de carregamento sem desalinhamentos, a geometria circular tenha melhores performances quando comparada com a geometria DD,

essa diferença é anulada se a superfície de contacto da geometria DD for equivalente à da geometria circular, apresentando nesse caso melhores performances. Em suma, a geometria DD é uma geometria viável no carregamento de baterias de veículos eléctricos com espaço de progressão.

Parte do trabalho desenvolvido permitiu a publicação de um artigo, com o título “*Analysis and Modeling of Different Magnetic Coupling Topologies for IPT Battery Charging Systems*”, na conferência ISEF 2013 (decorrida em Setembro de 2013), onde foi apresentado pelo autor.

6.2 Trabalho futuro

O trabalho realizado permitiu a compreensão do funcionamento dos sistemas de carregamento indutivo e das estruturas de acoplamento magnético. Para continuação do trabalho realizado é sugerido:

- Desenvolvimento de estratégias de controlo para os conversores em H incorporados nos sistemas IPT.
- Desenvolvimento de um modelo geral que incorpore as estratégias de controlo dos conversores com os modelos das geometrias já desenvolvidos.
- Simulação do sistema segundo o modelo geral desenvolvido, para diferentes posições de carregamento e diferentes níveis de carga.
- Criação de uma banca computadorizada, para a realização de ensaios experimentais com uma maior precisão.
- Implementação dos algoritmos desenvolvidos para o controlo dos conversores numa plataforma DSP.
- Realização de ensaios experimentais com níveis de potência superior e verificação dos níveis de radiação electromagnética no seu envolvente.

Referências

- [1] S. Eaves, J. Eaves, "A cost comparison of fuel-cell and battery electric vehicles", *Journal of Power Sources*, vol. 130, pp. 1-2, 2004.
- [2] A. Khaligh, S. Dusmez, "Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, pp. 3475-3489, 2012.
- [3] M. Kline, I. Izyumin, B. Boser, S. Sanders, "Capacitive power transfer for contactless charging", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, pp. 1398-1404.
- [4] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, "Wireless power transfer: A survey of EV battery charging technologies", in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012, 2012 IEEE*, pp. 1804-1810.
- [5] Z. Chunbo, L. Kai, Y. Chunlai, R. Ma, C. Hexiao, "Simulation and experimental analysis on wireless energy transfer based on magnetic resonances", in *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, 2008. VPPC '08., 2008*, pp. 1-4.
- [6] A.P. Sample, D.A. Meyer, J.R. Smith, Analysis, "Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 58, pp. 544-554, 2011.
- [7] J. Hai, P. Brazis, M. Tabaddor, J. Bablo, "Safety considerations of wireless charger for electric vehicles", review paper, in *2012 IEEE Symposium on Product Compliance Engineering (ISPCE), 2012*, pp. 1-6.
- [8] M. Budhia, J.T. Boys, G.A. Covic, H. Chang-Yu, "Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems", *IEEE Transactions Industrial Electronics*, vol. 60, pp.318-328, 2013.
- [9] H.H. Wu, A. Gilchrist, K.D. Sealy, D. Bronson, "A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol.8, pp. 585-595, 2012.
- [10] H.H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, D. Bronson, "A 90 percent efficient 5kW inductive charger for EVs", in *IEEE Congress and Exposition on Energy Conversion (ECCE), 2012 IEEE, 2012*, pp. 275-282.
- [11] Z. Ying, Z. Ruihua, D. Yumei, "Study and optimized design of contactless power transformer for high speed maglev train", in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011*, pp. 1-4.

-
- [12] M. Nishimura, A. Kawamura, G. Kuroda, Z. Chi, E.K. Sato, "High Efficient Contactless Power Transmission System for the High Speed Trains", in IEEE Conference on Power Electronics Specialists, 2005 IEEE 36th, 2005, pp. 547-553.
- [13] Z. Pantic, B. Sanzhong, S.M. Lukic, "Inductively coupled power transfer for continuously powered electric vehicles", in IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, 2009, pp. 1271-1278.
- [14] G.A. Covic, J.T. Boys, M. Budhia, "Electric Vehicles- Personal transportation for the future", in Conference on World Electric Vehicle, 2011.
- [15] S. Boyune, S. Jaegue, L. Seokhwan, S. Seungyong, K. Yangsu, J. Sungjeub, J. Guho, "Design of a high power transfer pickup for on-line electric vehicle (OLEV)", in IEEE International Conference on Electric Vehicle (IEVC), 2012 IEEE International, 2012, pp. 1-4.
- [16] H. Jin, L. Wooyoung, C. Gyu-Hyeong, L. Byunghun, R. Chun-Taek, "Characterization of novel Inductive Power Transfer Systems for On-Line Electric Vehicles", in IEEE Conference and Exposition on Applied Power Electronics (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011, pp. 1975-1979.
- [17] R. Myunghyo, C. Honnyong, P. Yonghwan, B. Juwon, "Analysis of the contactless power transfer system using modelling and analysis of the contactless transformer", in IEEE Conference on Industrial Electronics Society, IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005, pp 7-14.
- [18] H.H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, P. Israelsen, J. Muhs, "A review on inductive charging for electric vehicles", in IEEE International Conference on Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011, pp. 143-147.
- [19] G.A. Covic, G. Elliott, O.H. Stielau, R.M. Green, J.T. Boys, "The design of a contact-less energy transfer system for a people mover system", in International Conference on Power System Technology, Proceedings vol 1, vol.71 pp. 79-84 ,2000.
- [20] A. Kawamura, K. Ishioka, J. Hirai, "Wireless transmission of power and information through one high frequency resonant AC link inverter for robot manipulator applications", in IEEE Conference on Industry Applications, Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE, vol 3, pp. 2367-2372 vol.2363, 1995.
- [21] D. Robertson, A. Chu, A. Sabitov, G.A. Covic, "High power IPT stage lighting controller", in Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2011 pp. 1974-1979.

- [22] J.E.I. James, A. Chu, D. Robertson, A. Sabitov, G.A. Covic, "A series tuned high power IPT stage lighting controller", in Congress and Exposition on Energy Conversion (ECCE), 2011, pp. 2843-2849.
- [23] A.K. RamRakhyani, S. Mirabbasi, C. Mu, "Design and Optimization of Resonance-Based Efficient Wireless Power Delivery Systems for Biomedical Implants", IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 5, pp. 48-63, 2011.
- [24] T. Bieler, M. Perrottet, V. Nguyen, Y. Perriard, "Contactless power and information transmission"; IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, pp. 1266-1272, 2002.
- [25] L. Xun, S.Y. Hui, "Simulation Study and Experimental Verification of a Universal Contactless Battery Charging Platform With Localized Charging Features", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, pp. 2202-2210, 2007.
- [26] M. Budhia, G. Covic, J. Boys, "A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems", in IEEE Conference on Industrial Electronics Society IECON 2010, 2010, pp. 2487-2492.
- [27] H. Chang-Yu, J.T. Boys, G.A. Covic, M. Budhia, "Practical considerations for designing IPT system for EV battery charging", in IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009, pp. 402-407.
- [28] M. Chigira, Y. Nagatsuka, Y. Kaneko, S. Abe, T. Yasuda, A. Suzuki, "Small-size light-weight transformer with new core structure for contactless electric vehicle power transfer system", in IEEE Congress and Exposition on Energy Conversion (ECCE), 2011, pp. 260-266.
- [29] H. Jin, L. Sungwoo, P. Changbyung, C. Gyu-Hyeoung, R. Chun-Taek, "High performance inductive power transfer system with narrow rail width for On-Line Electric Vehicles", in IEEE Congress and Conversion on Energy Conversion (ECCE), 2010, pp. 647-651.
- [30] "WiTricity."Corp. N.p., n.d. Web. 26 Feb. 2014.
- [31] "Shouldn't Your Charging System Be as Smart as Your EV?"Plugless Power. N.p., n.d. Web. 26 Feb. 2014.
- [32] "The Future Is Wireless EV Charging."Home. N.p., n.d. Web. 26 Feb. 2014.
- [33] J.T. Boys, G.A. Covic, A.W. Green, "Stability and control of inductively coupled power transfer systems", IEEE Proceedings on Electric Power Applications, vol.147, pp. 37-43, 2000.

-
- [34] O.H. Stielau, G.A. Covic, "Design of loosely coupled inductive power transfer systems", in PowerCon International Conference on Power System Technology 2000, Proceedings vol 1, vol.81, pp. 85-90, 2000.
- [35] W. Chwei-Sen, G.A. Covic, O.H. Stielau, "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, pp. 148-157, 2004.
- [36] W. Chwei-Sen, O.H. Stielau, G.A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, pp. 1308-1314, 2005.
- [37] L. Xun, W.M. Ng, C.K. Lee, S.Y. Hui, "Optimal operation of contactless transformers with resonance in secondary circuits", in IEEE Conference and Exposition on Applied Power Electronics APEC, 2008, pp. 645-650.
- [38] Papastergiou, K.D. and D.E. Macpherson, "An Airborne Radar Power Supply With Contactless Transfer of Energy-Part I: Rotating Transformer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.54 no.(5), p. 2874-2884, 2007.
- [39] Ayano, H., et al. "Highly efficient contactless electrical energy transmission system". in Conference on Industrial Electronics IECON, 2002.
- [40] "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300GHz)", International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, Editor 1999.
- [41] Shipeng, S., et al., "Electromagnetic analysis of a new magnetic core of transformer for a contactless electric vehicle charging". in Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011.
- [42] Wei, Z., et al. "A novel transformer for contactless energy transmission systems". in IEEE Congress and Exposition on Energy Conversion ECCE, 2009.
- [43] Xun, L. and S.Y. Hui. "Optimal Design of a Hybrid Winding Structure for Planar Contactless Battery Charging Platform". in IEEE Conference on Industry Applications, 2006.
- [44] Budhia, M., G.A. Covic, and J.T. Boys, "Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems.", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26 no. 11, pp. 3096-3108, 2011.
- [45] Nagatsuka, Y., et al. "Compact contactless power transfer system for electric vehicles." in Conference on Power Electronics Conference (IPEC), 2010.

- [46] Budhia, M., et al. "Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging". in IEEE Congress and Exposition on Energy Conversion (ECCE), 2011.
- [47] <http://www.cedrat.com/en/software/flux.html>
- [48] Budhia, M., G.A. Covic, and J.T. Boys. "Design and optimisation of magnetic structures for lumped Inductive Power Transfer systems.", in IEEE Congress and Exposition on Energy Conversion ECCE, 2009.
- [49] C. Gabriel, S. Gabriel, and E. Corthout, "The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz," *Phys. Med. Biolog.*, vol. 41, no. 11, pp. 2251-2269, Apr. 1996. Available: <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>.
- [50] Yoon-Ho, K. and J. Kang-Hwan, "Design and Implementation of a Rectangular-Type Contactless Transformer". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58 no. 12, pp. 5380-5384, 2011.
- [51] Datasheet, "SIFERRIT material N87 from Epcos", 2006.

Apêndice A

Equações

A.1 Impedância reflectida

O conhecimento do valor da impedância reflectida (Z_r) em sistemas ressonantes é necessário, não só para o cálculo do valor do condensador do primário (C_p), mas também para estimar as grandezas eléctricas do sistema sob diferentes condições de carregamento. O valor de Z_r é obtido através de

$$Z_{r_{xy}} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{s_{xy}}}, \text{ com } x, y \in \{S, P, U\}, \quad (\text{A.1})$$

com ω a corresponder à frequência do primário, M a corresponder à indutância mútua e Z_s a corresponder à impedância do secundário. Para garantir uma máxima transferência de energia, o secundário deve operar à mesma frequência do primário. O valor de $Z_{s_{xy}}$ depende do tipo de topologia ressonante utilizada no secundário: série, paralela ou sem compensação. Em A.2, A.3 e A.4 encontram-se as equações de Z_s para as topologias série, paralela e sem compensação.

$$Z_{s_{xS}} = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_s + R_{load}, \text{ com } x \in \{S, P, U\} \quad (\text{A.2})$$

$$Z_{s_{xP}} = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s + \frac{1}{R_s + R_{load}}}, \text{ com } x \in \{S, P, U\} \quad (\text{A.3})$$

$$Z_{s_{xU}} = j\omega L_s + R_s + R_{load}, \text{ com } x \in \{S, P, U\}. \quad (\text{A.4})$$

A equação de $Z_{r_{xU}}$ é obtida substituindo A.4 em A.1, obtendo

$$Z_{r_{xU}} = \frac{\omega^2 M^2}{(R_s + R_{load}) + j\omega L_s}. \quad (\text{A.5})$$

Retirando a parte complexa do denominador e decompondo a equação na sua parte real e parte imaginária, obtém-se

$$Z_{r_{xU}} = \frac{\omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}{(R_s + R_{load})^2 + (\omega L_s)^2} - j \frac{\omega^3 M^2 L_s}{(R_s + R_{load}) + (\omega^2 L_s)^2},$$

que corresponde ao valor dado na Tabela 2.1.

Semelhante análise pode ser efectuada para $Z_{r_{xS}}$, através da substituição de A.2 em A.1, obtendo-se

$$\begin{aligned} Z_{r_{xS}} &= \frac{\omega^2 M^2}{(R_s + R_{load}) + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})} = \\ &= \frac{\omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}{(R_s + R_{load})^2 + (\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})^2} - j \frac{\omega^2 M^2 (\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})}{(R_s + R_{load})^2 + (\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})^2}. \end{aligned}$$

Como a frequência do secundário é igual à frequência do primário, C_s pode ser substituído por $C_s = 1/\omega^2 L_s$. Caso as frequências fossem diferentes, C_s podia ser simplificado pela mesma expressão, desde que a frequência da expressão apresentasse uma nomenclatura diferente da frequência do primário. Substituindo C_s na equação anterior, obtém-se

$$Z_{r_{xS}} = \frac{\omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}{(R_s + R_{load})}.$$

De forma a simplificar a dedução de $Z_{r_{xP}}$, é necessário simplificar A.3. Substituindo C_s pela sua expressão equivalente e passando a parte complexa do denominador para o numerador, é obtida a equação

$$Z_{S_{xP}} = j\omega L_s + \frac{(r_s + R_{load})}{1 + j\omega C_s (R_s + R_{load})} = \frac{(R_s + R_{load})(1 - \omega^2 L_s C_s) + j\omega L_s}{1 + j\omega C_s (R_s + R_{load})} \Leftrightarrow$$

$$Z_{S_{xP}} = \frac{j\omega L_s}{1 + j \left(\frac{(R_s + R_{load})}{\omega L_s} \right)}.$$

Nas equações seguintes é efectuada a dedução de $Z_{S_{xP}}$, substituindo a equação $Z_{S_{xP}}$

simplificada em A.1.

$$Z_{r_{xP}} = \frac{\omega^2 M^2}{\frac{j\omega L_s}{1 + j \frac{(R_s + R_{load})}{\omega L_s}}} = \frac{M^2((R_s + R_{load}) - j\omega L_s)}{L_s^2}$$

$$Z_{r_{xP}} = \frac{(R_s + R_{load})M^2}{L_s^2} - \frac{\omega M^2}{L_s}$$

A.2 Condensador do primário

O valor do condensador do primário (C_p) é encontrado igualando o valor da reactância da fonte ($Im\{Z_{fonte}\}$) a zero. Como o valor de $Im\{Z_{fonte}\}$ é dependente de Z_r , a equação de C_p vai ser diferente consoante o tipo de compensação existente no secundário. Em A.6 encontram-se as equações da impedância vista pela fonte para as diferentes topologias do primário.

$$Z_{fonte} = \begin{cases} R_p + \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + Z_{r_{Sx}}, \text{ Topologia série no primário} \\ \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + R_p + Z_{r_{Px}}}}, \text{ Topologia paralela no primário} \\ R_p + j\omega L_p + Z_{r_{Ux}}, \text{ Topologia sem compensação no primário,} \end{cases}, x \in \{S, P, U\}$$

(A.6)

A dedução das equações de C_p que se encontram na Tabela 2.2, é efectuada nas páginas seguintes.

Topologia SS

$$Z_{fonte} = R_p + j(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}) \Rightarrow Im\{Z_{fonte}\} = 0 \Leftrightarrow C_p = \frac{1}{L_p \omega^2}$$

Topologia SP

$$Z_{fonte} = R_p + j(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} - \frac{\omega M^2}{L_s}) \Rightarrow Im\{Z_{fonte}\} = 0 \Leftrightarrow \omega^2 L_p C_p L_s - L_s - \omega^2 M^2 C_p = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow C_p = \frac{1}{\omega^2(L_p - \frac{M^2}{L_s})}$$

Topologia PS

$$\begin{aligned} Z_{fonte} &= \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + \frac{\omega^2 M^2}{(R_s + R_{load})}}} = \frac{1}{(R_s + R_{load}) + j\omega C_p(\omega^2 M^2 + j\omega L_p(R_s + R_{load}))} = \\ &= \frac{(\omega^2 M^2 + j\omega L_p(R_s + R_{load}))(((R_s + R_{load}) - \omega^2 C_p L_p(R_s + R_{load}))) - j(\omega^3 C_p M^2)}{((R_s + R_{load}) - \omega^2 C_p L_p(R_s + R_{load}))^2 + (\omega^3 C_p M^2)^2} = \\ &= \frac{\omega^4 M^2 L_p C_p (R_s + R_{load}) - \omega^4 M^2 C_p L_p (R_s + R_{load}) + \omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}{((R_s + R_{load}) - \omega^2 C_p L_p (R_s + R_{load}))^2 + (\omega^3 C_p M^2)^2} + \\ &\quad + j \frac{\omega L_p (R_s + R_{load})^2 - \omega^5 M^4 C_p - \omega^3 C_p L_p^2 (R_s + R_{load})^2}{((R_s + R_{load}) - \omega^2 C_p L_p (R_s + R_{load}))^2 + (\omega^3 C_p M^2)^2} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \text{Im} \{ Z_{fonte} \} = 0 \Leftrightarrow \omega L_p (R_s + R_{load})^2 - \omega^5 M^4 C_p - \omega^3 C_p L_p^2 (R_s + R_{load})^2 = 0 \Leftrightarrow \end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow C_p = \frac{L_p}{\left(\frac{\omega^4 M^4}{(R_s + R_{load})^2} + \omega^2 L_p^2 \right)}$$

Topologia PP

$$\begin{aligned} Z_{fonte} &= \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + \frac{(R_s + R_{load})M^2}{L_s^2} - j\frac{\omega M^2}{L_s}}} = \\ &= \frac{(R_s + R_{load})M^2 + j(\omega L_p L_s^2 - \omega M^2 L_s)}{L_s^2 + j\omega C_p((R_s + R_{load})M^2 + j(\omega L_p L_s^2 - \omega M^2 L_s))} = \\ &= \frac{((R_s + R_{load})M^2 + j(\omega L_p L_s^2 - \omega M^2 L_s))((L_s^2 - \omega^2 L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)}{(L_s^2 - \omega L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)^2 + (\omega C_p (R_s + R_{load})M^2)^2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{j(\omega C_p(R_s + R_{load})M^2)}{(L_s^2 - \omega L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)^2 + (\omega C_p(R_s + R_{load})M^2)^2} = \\
& = \dots + j \frac{\omega L_s^4 L_p - (R_s + R_{load})^2 M^4 \omega C_p - \omega^3 L_p^2 C_p L_s^4 + \omega^3 M^2 C_p L_p L_s^3 - \omega M^2 L_s^3}{L_s^2 - \omega L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)^2 + (\omega C_p(R_s + R_{load})M^2)^2} \\
& + \frac{+\omega^3 M^2 L_p C_p L_s^3 - \omega^3 M^4 C_p L_s^2}{L_s^2 - \omega L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)^2 + (\omega C_p(R_s + R_{load})M^2)^2} \Rightarrow \text{Im}\{Z_{fonte}\} = 0 \Leftrightarrow \\
& C_p(- (R_s + R_{load})^2 M^2 \omega - \omega^3 L_p^2 L_s^4 + 2\omega^3 M^2 L_p L_s^3 - \omega^3 M^4 L_s^2) = -(\omega L_s^4 L_p - \omega M^2 L_s^3) \Leftrightarrow \\
& C_p = \frac{L_p - \frac{M^2}{L_s}}{\left(\frac{M^2(R_s + R_{load})}{L_s}\right)^2 + \omega^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s}\right)^2}
\end{aligned}$$

Apêndice B

Geometrias

Devido à inexistência de um estudo comparativo entre todas as geometrias referenciadas na Tabela B.1, a comparação das diferentes geometrias é efectuada segundo a literatura. Assim sendo, a Tabela B.1 encontra-se delimitada em diferentes segmentos, onde cada segmento é composto por duas ou mais geometrias que estão a ser comparadas entre si.

Tabela B.1: Vantagens e desvantagens das diferentes geometrias de acoplamento magnético.

Geometria	Vantagens	Desvantagens
Núcleo U	✓ Menores perdas no núcleo [41].	✗ Distribuição assimétrica das linhas de fluxo.
Núcleo C	✓ Maior densidade de fluxo magnético. ✓ Melhor factor de acoplamento.	
Núcleo U com enrolamento concentrado		
Núcleo U com enrolamento distribuído	✓ Melhor factor de acoplamento [42].	
Núcleo E		✗ Apresenta um rendimento 20 % inferior [50].
Núcleo rectangular	✓ Melhor factor de acoplamento. ✓ Valores de v_s 45% superiores. ✓ Valores de I_s 45% superiores [50].	
Núcleo rectangular com enrolamento dupla face	✓ Boa tolerância a desalinhamentos. ✓ Rendimento de 93 % para entreferros de 90 mm. ✓ Estrutura compacta.	✗ Apresenta uma indutância de fugas na face superior, diminuindo k . ✗ Diminuição do rendimento com a inserção de uma estrutura de blindagem [45].

<p>Núcleo rec- tangular frac- cionado com enrolamento dupla face</p>	<p>✓ Apresenta <i>vs</i> superiores. ✓ Maiores densidades de fluxo magnético.</p>	<p>✗ Menor rendimento uma vez que as perdas do cobre no enrolamento do secundário aumentam. ✗ Maior risco de saturação do material ferromagnético. ✗ Menor k.</p>
<p>Núcleo circular maciço</p>		<p>✗ Susceptibilidade a desalinhamentos. ✗ Acoplamento nulo para desalinhamentos superiores a 42 % do tamanho da geometria. ✗ Baixo rendimento para elevados entreferros [28]. ✗ Maiores dimensões para a mesma gama de potências. ✗ Maior fragilidade devido ao volume do núcleo maciço.</p>
<p>Núcleo H com enrolamento du- pla face</p>	<p>✓ Estrutura mais compacta, com redução do núcleo e dos enrolamentos. ✓ Melhor tolerância a desalinhamentos [28]. ✓ Rendimento de 98 % com um entreferro de 70 mm.</p>	
<p>Núcleo circular fraccionado</p>	<p>✓ Apresenta densidades de fugas reduzidas, cumprindo a regulamentação [40]. ✓ Rendimentos na ordem dos 90 %. ✓ Aumento da potência de saída através do aumento do comprimento das barras do núcleo [44]. ✓ Baixa variação de L_p e L_s. ✓ Relação de 56 % entre o diâmetro do enrolamento e o diâmetro da geometria.</p>	<p>✗ Barras do núcleo mais propensas a saturação. ✗ Diminuição da indutância do enrolamento com a inclusão da estrutura de blindagem, devido ao cancelamento do fluxo [46]. ✗ Elevada sensibilidade a objectos metálicos nas suas vizinhanças. ✗ A altura do caminho do fluxo é proporcional a um quarto do diâmetro da topologia e a metade do comprimento do núcleo[26]. ✗ Não permite transferência de energia em movimento. ✗ Desalinhamentos para baixos entreferros, provocam elevadas variações na potência de saída.</p>

Núcleo tubular	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Melhor k [26]. ✓ Transferência de energia 1.6 vezes superior. ✓ Boa tolerância a desalinhamentos. ✓ Compacto. ✓ Menores perdas do cobre devido à redução do tamanho do enrolamento. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Pior factor de acoplamento para entreferros inferiores a 120 mm devido à menor superfície de contacto [26]. ✗ Profundidade ligeiramente superior, quando comparado com o núcleo circular. ✗ Sensibilidade a objectos metálicos nas suas vizinhanças.
Núcleo DD	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Permite a transferência de energia em movimento e/ou parado. ✓ Elimina o caminho do fluxo na parte de trás do núcleo, através do cancelamento do fluxo por parte dos enrolamentos planares que constituem ambas as partes da estrutura. ✓ As barras do núcleo obrigam o fluxo principal a radiar num único sentido, logo a estrutura de blindagem apenas necessita de blindar as <i>stray fields</i>. ✓ A altura do caminho do fluxo é proporcional a um meio do diâmetro da topologia. ✓ Com a introdução de um enrolamento em quadratura no secundário, a geometria apresenta uma melhor tolerância a desalinhamentos na horizontal. ✓ Pode ser acoplado com um secundário de formato circular de núcleo fraccionado. 	<ul style="list-style-type: none"> ✗ Os enrolamentos do secundário apenas conseguem acoplar as componentes horizontais do fluxo [8]. ✗ Necessita de mais matéria-prima.

Apêndice C

Ferrites

As ferrites são compósitos formados principalmente por óxido de ferro (Fe_2O_3). Os restantes materiais que constituem as ferrites variam consoante o tipo de aplicação destas. Para aplicações de alta frequência são utilizadas ferrites compostas por zinco-manganésio ou zinco-níquel. Estes tipos de ferrites apresentam baixos níveis de coercividade (H_C), sendo designadas por ferrites macias. A coercividade de um material dá indicação da facilidade com que o material inverte a direcção do campo magnético. Valores reduzidos de H_C indicam facilidade de mudança de direcção do campo magnético, reduzindo o valor das perdas por ciclo histerético. A sua elevada resistividade previne o aparecimento de correntes de Foucault no núcleo, outra causa de perdas no núcleo.

As ferrites macias mais comuns são:

- **Ferrite Zinco-Manganésio (MnZn)** - Apresenta níveis de permeabilidade e de saturação superiores quando comparada com NiZn.
- **Ferrite Zinco-Níquel (NiZn)** - Apresenta valores de resistividade superiores quando comparada com MnZn, sendo indicada para aplicações com frequências na gama dos MHz.

A modelização dos núcleos foi efectuada utilizando as características do material N87 da Epcos. Este material é utilizado em aplicações como fontes comutadas, transformadores de alta-frequência, entre outras. As suas principais propriedades encontram-se listadas na Tabela C.1. A curva de magnetização de material e a curva de perdas do material em função da frequência encontram-se representadas nas Fig. C.1a e C.1b, respectivamente.

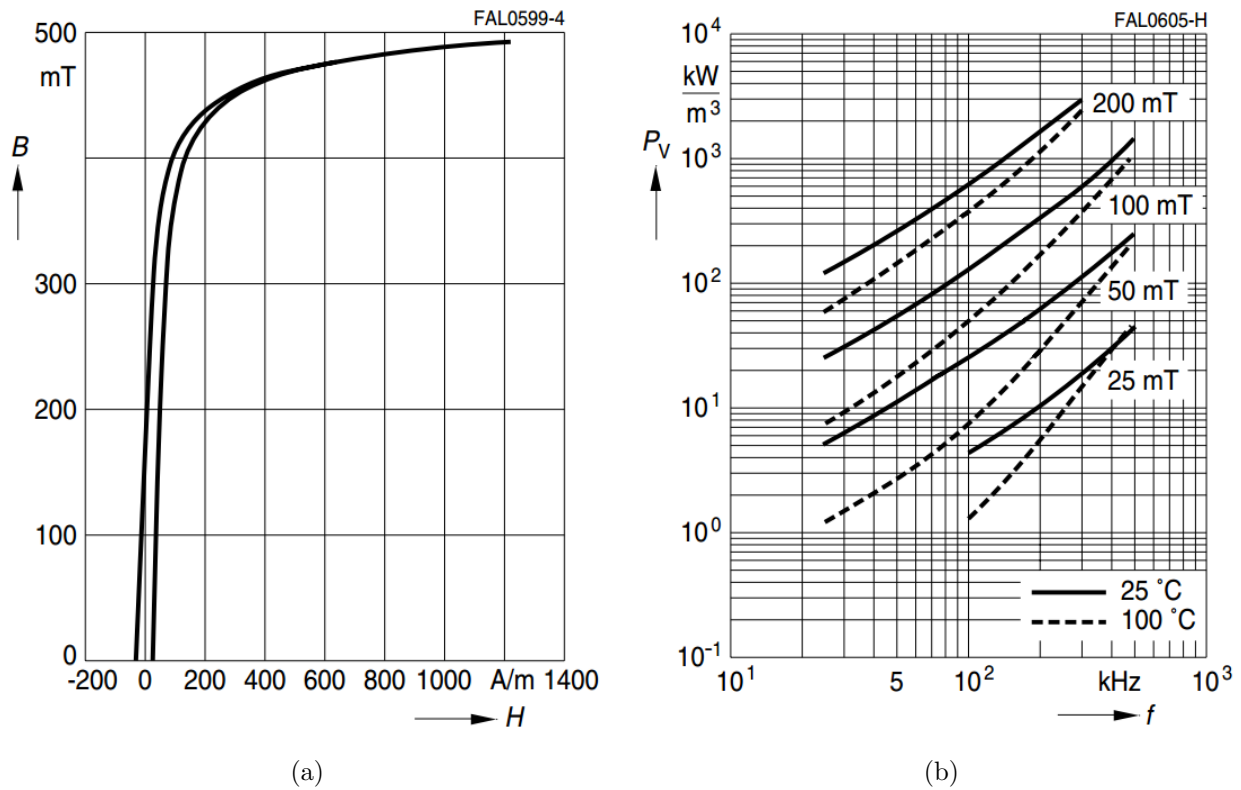


Figura C.1: Curvas características do material N87: (a) Curva de magnetização ($f= 10$ kHz, $T= 25$ °C) , (b) Perdas relativas no núcleo em função da frequência [51].

Tabela C.1: Propriedades do material N87.

Característica	Símbolo	Valor	Unidade
Permeabilidade inicial ($T = 25$ °C)	μ_i	2200 ± 25 %	-
Densidade do Fluxo ($H = 1200$ A/m, $f = 10$ kHz)	B_s (25 °C)	490	mT
Força coerciva ($f = 10$ kHz)	H_C (25 °C)	21	A/m
Gama de frequências		25 - 500	kHz
Ponto de Curie	T_C	> 210	°C
Resistividade	ρ	10	Ωm
Perdas relativas	P_v		
25 kHz, 200 mT, 100 °C		57	kW/m^3
100 kHz, 200 mT, 100 °C		375	kW/m^3
300 kHz, 100 mT, 100 °C		390	kW/m^3
500 kHz, 50 mT, 100 °C		215	kW/m^3

Apêndice D

Resultados de simulação adicionais

Neste apêndice vão ser mostrados alguns resultados de simulação complementares relativos à performance das geometrias abordadas. Todos os resultados expostos são referentes às simulações realizadas no capítulo 4.

D.1 Posição de carregamento sem desalinhamentos

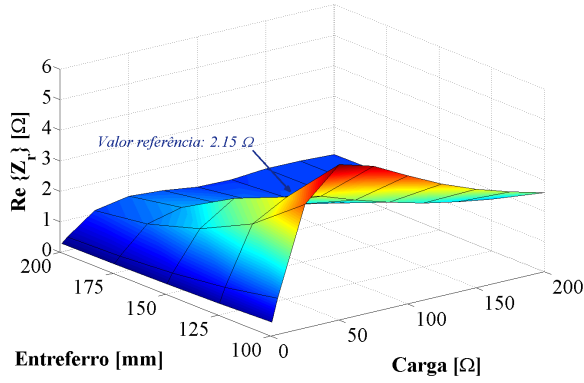
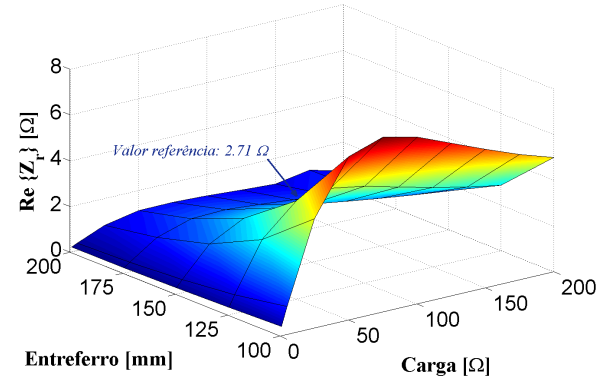
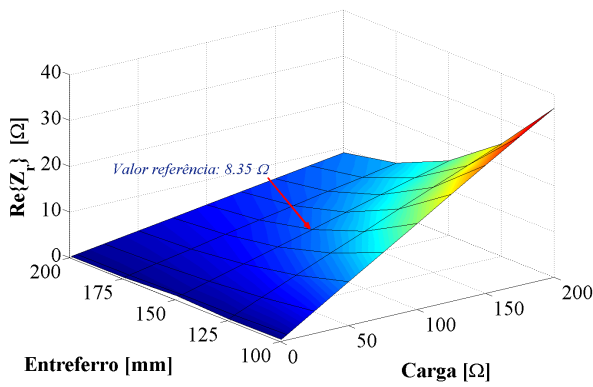
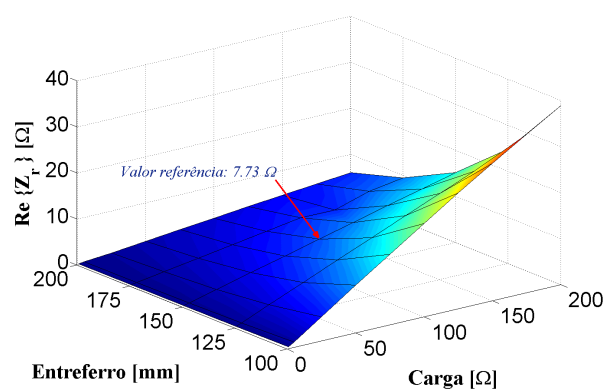
Uma das características mais importantes dos sistemas ressonantes é o valor da resistência reflectida ($Re \{Z_r\}$), uma vez que esta se encontra directamente relacionada com a potência transferida. Na Fig. D.1 encontram-se os valores de $Re \{Z_r\}$ para as geometrias DD e circular utilizando as topologias SU e SP.

Como esperado, o valor de $Re \{Z_r\}$ da topologia SP, para valores de carga elevados, é bastante superior quando comparado com a topologia SU, uma vez que para elevadas cargas, a influência da carga é superior à influência de M , reduzindo o valor $Re \{Z_r\}$ para a topologia SU (Tabela 2.1).

Utilizando a topologia SP, é possível obter bons rendimentos para entreferos elevados, à custa do aumento da resistência da carga (esta resistência corresponde a uma resistência equivalente das baterias após acção rectificadora). Contudo, com este aumento, o valor de corrente aplicado às baterias decresce, aumentando o seu tempo de carregamento.

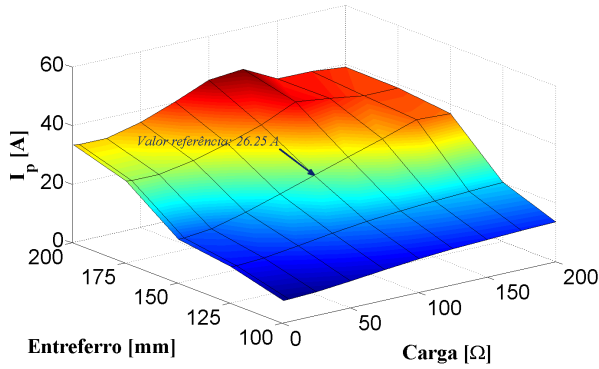
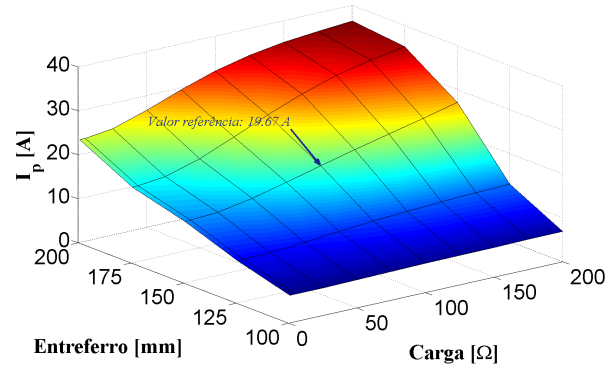
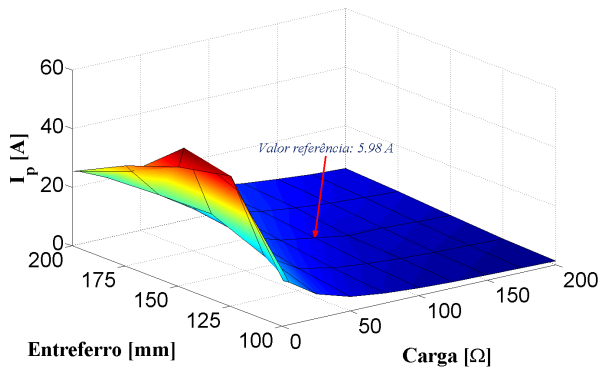
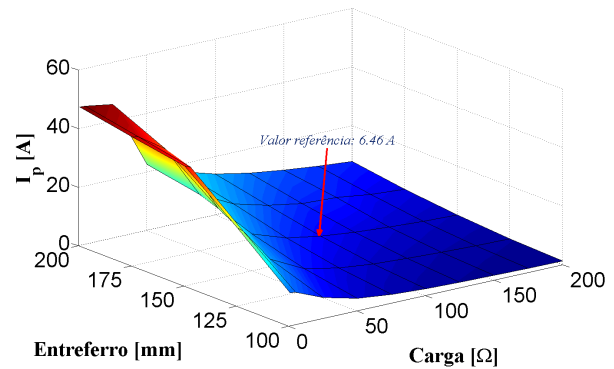
A corrente do primário (I_p) é outro parâmetro que necessita de ser tido em conta, uma vez que é responsável pelo rendimento do sistema e pode tomar valores que ultrapassam os limites físicos da estrutura. Na Fig. D.2 encontram-se os perfis de I_p para as geometrias circular e DD, utilizando as topologias SU e SP. Os perfis de I_p utilizando a topologia SP apresentam níveis máximos inferiores, resultado do valor de $Re \{Z_r\}$ ser superior (Fig. D.1).

Nas Figs. D.2a e D.2b encontram-se representados os perfis de I_p das geometrias circular

(a) $Re \{Z_r\}$ da geometria circular para a topologia SU.(b) $Re \{Z_r\}$ da geometria DD para a topologia SU.(c) $Re \{Z_r\}$ da geometria circular para a topologia SP.(d) $Re \{Z_r\}$ da geometria DD para a topologia SP.Figura D.1: Perfis de $Re \{Z_r\}$ das geometrias circular e DD.

e DD utilizando a topologia SU. Para valores de carga e entreferro elevados, o valor de I_p da geometria circular com a topologia SU está a diminuir. Embora nestas situações, o valor de $Re \{Z_r\}$ também esteja a decrescer, a variação da reactância reflectida ($Im \{Z_r\}$) apresenta maior impacto. Como a frequência da fonte de alimentação é fixa, vai existir uma reactância não compensada, diminuindo o valor de I_p . Esta reactância não compensada pode ser vantajosa, uma vez que limita o nível de I_p . No caso da geometria DD, I_p não diminui devido ao valor das indutâncias dos enrolamentos do primário e secundário serem maiores, resultando numa impedância final de maior valor. No entanto, é possível verificar uma redução do declive da superfície de I_p com o aumento do entreferro e da carga (Fig. D.1b).

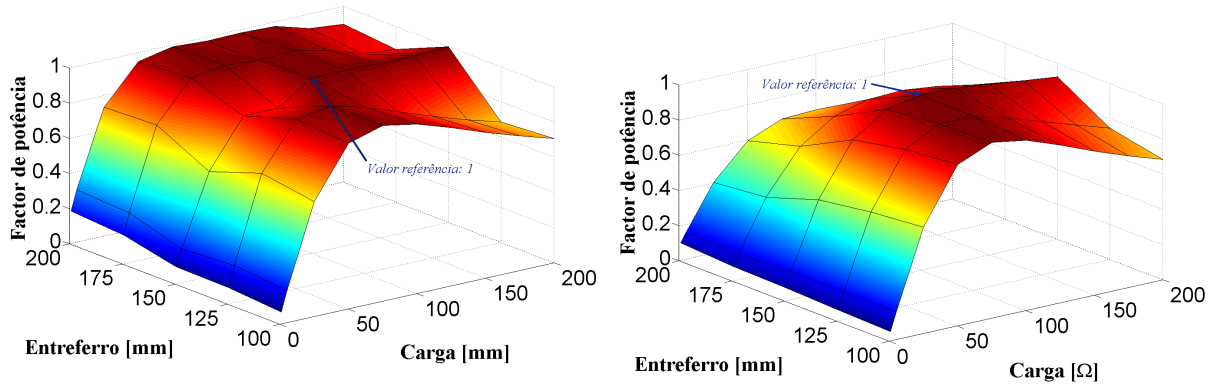
Os perfis de I_p utilizando a topologia SP, encontram-se representados na Fig. D.2c e D.2b. O formato dos perfis para ambas as geometrias apresenta o formato esperado, pois o valor de $Re \{Z_r\}$ aumenta para valores de carga superiores. Os elevados valores de I_p para baixas cargas, são resultado de valores de $Re \{Z_r\}$ próximos de zero. Em termos físicos,

(a) I_p da geometria circular para a topologia SU.(b) I_p da geometria DD para a topologia SU.(c) I_p da geometria circular para a topologia SP.(d) I_p da geometria DD para a topologia SP.Figura D.2: Perfis de I_p das geometrias circular e DD.

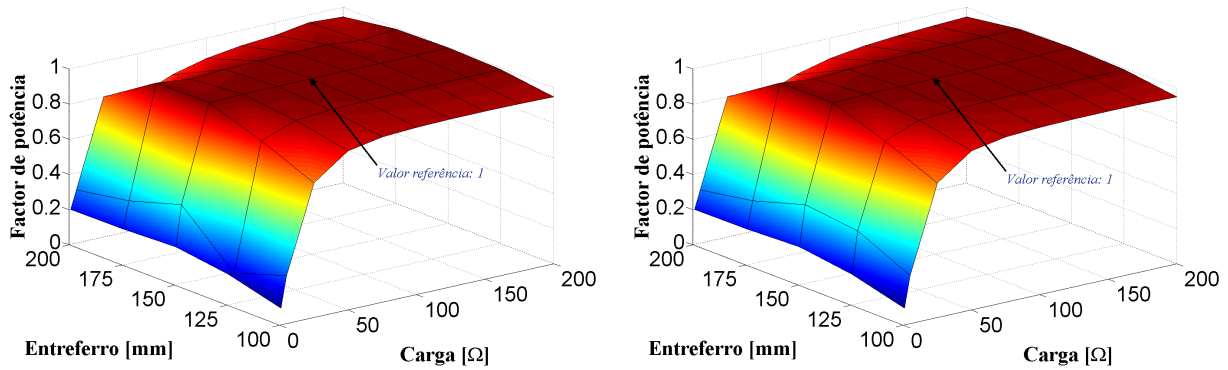
ambas as topologias apresentam situações onde o nível de I_p ultrapassa o limite físico da estrutura. O controle de I_p pode ser feito reduzindo o nível de tensão do barramento DC que se encontra ligado ao inversor do primário, ou através da mudança da frequência de funcionamento do inversor do primário, de forma a aumentar a reactância não compensada. Esta segunda alternativa, não deve ser utilizada para níveis de potência elevados, devido ao aumento das perdas por efeito de Joule no inversor e ao aumento dos picos de corrente.

O factor de potência do sistema permite avaliar a relação entre a frequência de ressonância do sistema e a frequência de comutação da fonte. Na Fig. D.3 encontram-se representados os perfis do factor de potência utilizando as topologias SU e SP. Uma vez mais, a topologia SP apresenta melhores resultados quando comparada com a topologia SU. A topologia SU apresenta variações do factor de potência para variações do entreferro ou do nível de carga (Fig. D.3a e Fig. D.3b). Estas variações devem-se à dependência de $Im\{Z_r\}$ em relação a estes parâmetros, dificultando o controlo do sistema.

A independência de $Im\{Z_r\}$ em função da carga para a topologia SP, é comprovada pelas Figs. D.3a e D.3b, onde para um entreferro constante, o factor de potência mantém-se inalterado, independentemente do valor da carga. Para valores de carga inferiores a $25\ \Omega$, os



(a) Factor de potência da geometria circular para a topologia SU. (b) Factor de potência da geometria DD para a topologia SU.



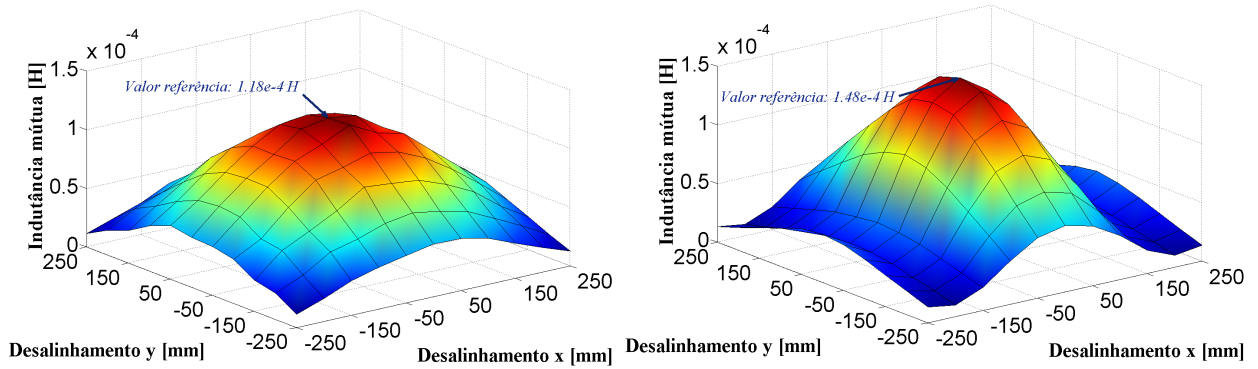
(c) Factor de potência da geometria circular para a topologia SP. (d) Factor de potência da geometria DD para a topologia SP.

Figura D.3: Perfis do factor de potência das geometrias circular e DD.

valores de I_p são muito elevados conduzindo o núcleo à saturação. Se o nível de tensão da fonte for reduzido de forma a serem obtidos níveis de I_p dentro dos limites de operação, o valor do factor de potência melhora para valores similares aos obtidos para cargas superiores.

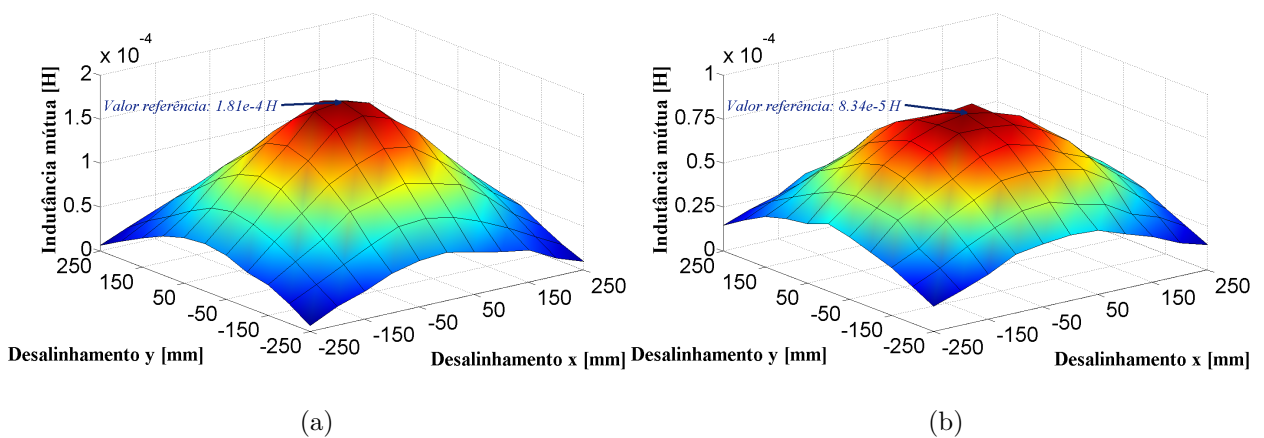
D.2 Posição de carregamento com desalinhamentos

Para posições de carregamento com desalinhamentos, a variação do parâmetro M é um factor determinante na capacidade de transferência de energia do sistema. Na Fig. D.4 encontram-se representados os perfis de M para desalinhamentos de ± 250 mm, considerando um entreferro de 150 mm. Nos sistemas IPT, todos os parâmetros encontram-se relacionados entre si, estando dependentes uns dos outros. Comparando os formatos das superfícies de M das geometrias circular e DD com os respectivos perfis de $Re\{Z_r\}$ representados na Fig. 4.8d e na Fig. 4.17d, é visível uma similaridade entre eles. Esta similaridade deve-se à dependência de $Re\{Z_r\}$ com M . A melhoria de M da geometria DD, para desalinhamentos no eixo x superiores a 200 mm, foi analisada e discutida no capítulo 5.



(a) Indutância mútua da geometria circular.

(b) Indutância mútua da geometria DD.

Figura D.4: Perfis de M com desalinhamentos de ± 250 mm, para um entreferro de 150 mm.

(a)

(b)

Figura D.5: Perfis de M da geometria circular para: (a) Entreferro de 100 mm, (b) Entreferro de 200 mm.

Na Fig. D.5 encontram-se representados dois perfis de M da geometria circular, considerando dois entreferros distintos. Estas simulações tiveram como objectivo verificar que o comportamento de M para vários desalinhamentos era independente do valor do entreferro. Contudo, com o aumento do entreferro, a variação de amplitude M entre o centro e outro ponto vai ser menor, sendo visível pela superfície mais achatada da Fig. D.5b quando comparada com a superfície da Fig. D.5a. Para consolidar a afirmação anterior, foi considerada a variação entre os pontos $(x,y)=(0,0)$ e $(x,y)=(250,0)$ para os entreferros de 100 e 200 mm. Para um entreferro de 100 mm, foi obtida uma variação de M correspondente a $125 \mu H$. No caso de um entreferro de 200 mm, essa variação correspondeu a $45 \mu H$. Embora o comportamento da variação de M seja semelhante nos dois casos, a variação da amplitude é mais acentuada para menores entreferros.

Apêndice E

Enrolamentos quadratura

A tolerância a desalinhamentos é uma das características mais importantes em sistemas de carregamento sem fios. Na análise efectuada aos resultados das simulações dos núcleos circular e DD com desalinhamentos, verificou-se uma queda de rendimento e perda de transferência de energia. Nesta secção vão ser descritos e explicadas designs que permitem melhorar a tolerância a desalinhamentos.

E.1 Enrolamento em quadratura

O fluxo magnético pode ser decomposto em duas componentes: horizontal e vertical. A disposição dos enrolamentos nas estruturas de acoplamento magnético, define a componente do fluxo magnético que é capturado. As geometrias abordadas apenas captam uma dessas componentes. A geometria circular, capta apenas a componente vertical do fluxo, enquanto na geometria DD, capta a componente horizontal. No caso da geometria circular, pela regra da mão direita, é perceptível a componente do fluxo que é captada pelo secundário da geometria. Contudo, no caso da geometria DD, essa percepção não é imediata. Por facilidade de compreensão, observe-se a Fig. E.1. Nessa figura, encontram-se representados os fluxos criados na geometria DD. Devido à disposição dos enrolamentos, é criado na coluna central da geometria um fluxo correspondente à soma das contribuições de fluxo criado por cada um dos enrolamentos. Esta coluna torna possível a captação da componente horizontal do fluxo.

De forma a maximizar as capacidades de transferência do sistema, é importante que as estruturas de acoplamento magnético consigam captar ambas as componentes do fluxo. Para captação das duas componentes do fluxo, é necessário um enrolamento extra, designado por enrolamento em quadratura. A sua disposição na estrutura depende do tipo de componente

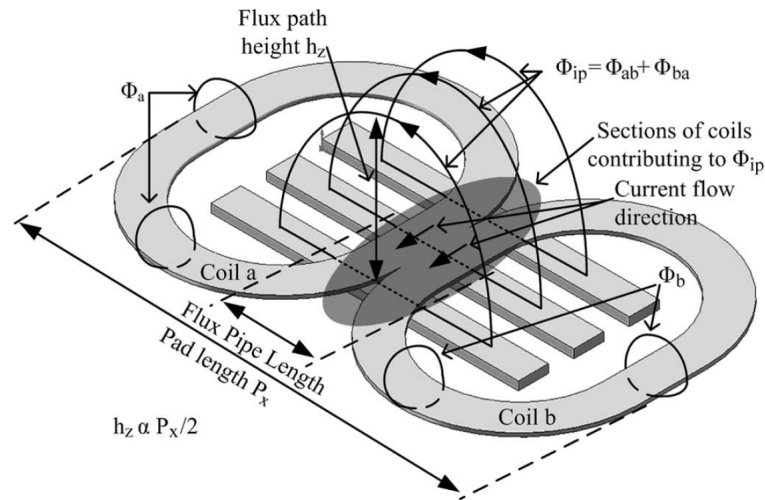


Figura E.1: Modelo da geometria DD com os principais fluxos criados [8].

a captar. Na Fig. E.2, encontram-se duas disposições do enrolamento em quadratura, para a captação de diferentes componentes do fluxo. Na primeira geometria (Fig.E.2a), a disposição do enrolamento permite a captação da componente horizontal. No caso da geometria DD (Fig. E.2b), o enrolamento em quadratura, permite a captação da componente vertical do fluxo. A inclusão deste enrolamento apenas é necessária no secundário da geometria.

Foram realizados diferentes ensaios na geometria circular, numa tentativa de captação da componente horizontal do fluxo. Contudo os resultados revelaram-se insatisfatórios, devido à incapacidade de desacoplamento entre os enrolamentos da geometria e o(s) enrolamento(s) em quadratura. O desacoplamento entre os enrolamentos implica que o fluxo criado por ambos os enrolamentos, não sejam anulados entre si.

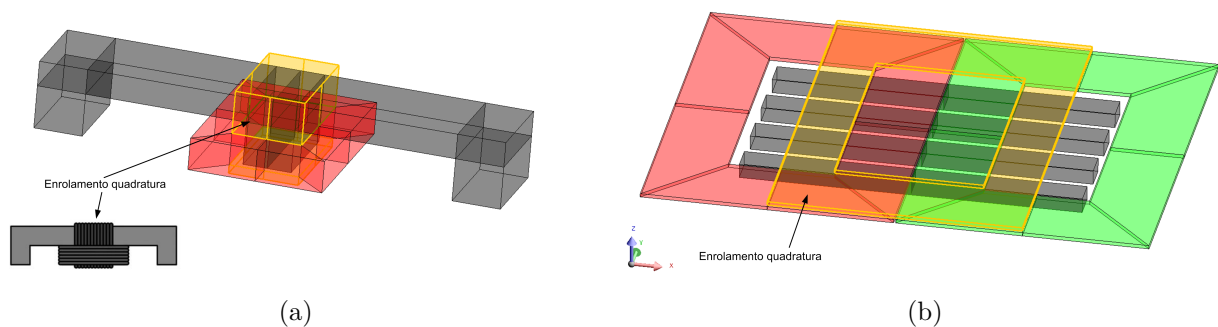


Figura E.2: Disposição dos enrolamentos quadratura para captação das componentes do fluxo: (a) Horizontal, (b) Vertical.

E.1.1 Geometria DD

De forma a verificar as vantagens da inclusão de um enrolamento em quadratura na geometria DD, vão ser analisados alguns resultados dados em [8]. Este enrolamento é ligado em paralelo com os enrolamentos do secundário. Na Fig.E.3, encontram-se representados os resultados relativos à capacidade de transferência de energia e às zonas de carregamento da geometria DD com e sem o enrolamento quadratura. As siglas *Q* e *Circ.* denominam o enrolamento em quadratura e a geometria circular, respectivamente. A potência não compensada (P_{su}), caracteriza o nível máximo de transferência e é dada por

$$P_{su} = V_{oc}I_{sc},$$

onde V_{oc} corresponde à tensão em circuito aberto da geometria e I_{sc} corresponde à corrente de curto circuito da geometria.

Na Fig. E.3a encontram-se representadas as curvas de P_{su} , para as várias geometrias e para desalinhamentos segundo o eixo x e y. A melhoria da performance da geometria DD para desalinhamentos segundo o eixo x é evidente, com taxas de transferência de energia superiores quando comparada com a performance para desalinhamentos segundo o eixo y (Fig. E.3a). Para além de aumentar a capacidade de transferência de energia, aumenta também a superfície de carregamento possível (Fig. E.3b).

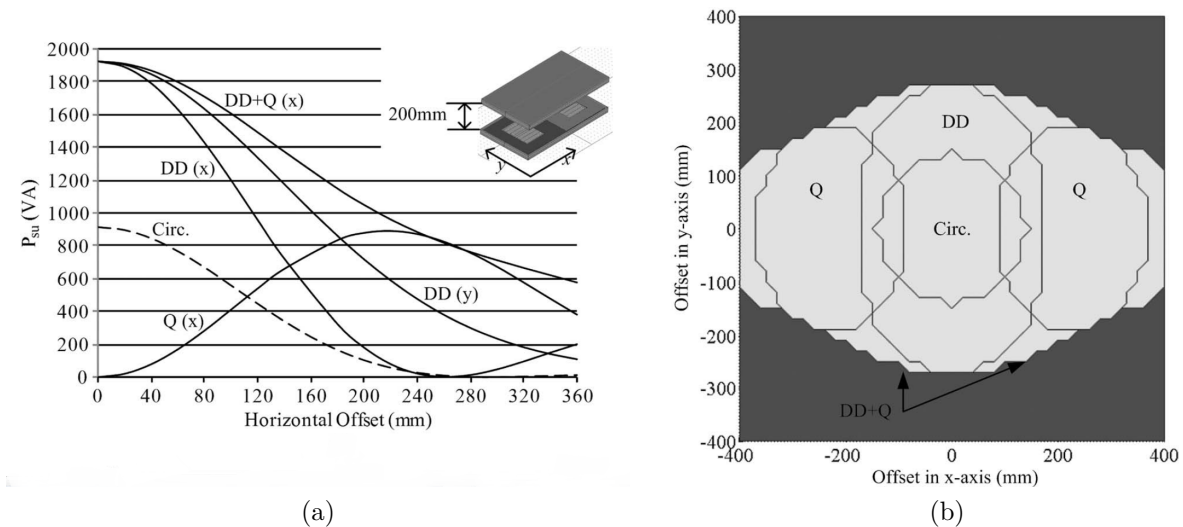


Figura E.3: Resultados da geometria DD com a inclusão do enrolamento em quadratura, para desalinhamentos segundo x e y. (a) Curvas de potência para a geometria DD, DD+Q e circular [8], (b) Zonas de carregamentos para as diferentes geometrias [8].

Apêndice F

EMF no corpo humano

Neste apêndice vão ser mostrados alguns resultados de simulação adicionais. As simulações realizadas tiveram por objectivo avaliar o nível de radiação no ser humano para diferentes posições de carregamento.

F.1 Condições de funcionamento

Na Fig. F.1 encontra-se o esquema eléctrico equivalente utilizado nas simulações. A grande diferença destas simulações reside no tipo de fonte de alimentação utilizado. O uso de uma fonte de corrente permite avaliar melhor os níveis de radiação, uma vez que o fluxo criado depende do valor da corrente que percorre o enrolamento do primário (I_p). Com o objectivo de transferir uma potência de 2 kW para uma carga $R_{load} = 100 \Omega$ através de um entreferro de 150 mm a fonte de corrente apresenta um valor eficaz de 17 A. Foram também simulados desalinhamentos entre 0 e 250 mm nos eixos x e y.

No capítulo 4, foi definida uma distância mínima de 55 cm entre o ser humano e a estrutura de acoplamento magnético. Contudo, esta distância pode aumentar, se a posição de fixação da estrutura de acoplamento magnético for alterada. Foi então definida uma nova distância mínima entre o ser humano e a estrutura de acoplamento magnético, correspondendo

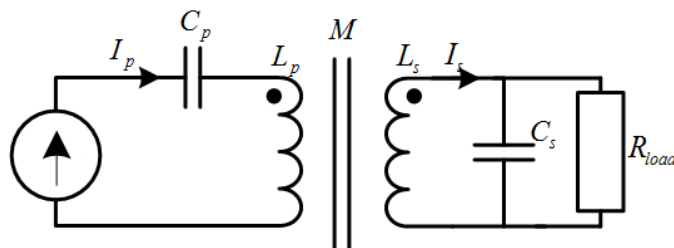


Figura F.1: Circuito eléctrico equivalente para a topologia SP com uma fonte de corrente.

a 80 cm.

A composição do corpo humano é igual à utilizada no capítulo 4, uma vez que a frequência de funcionamento do sistema corresponde a 20 kHz.

F.2 Resultados de simulação

Na Fig. F.2 encontram-se representados diferentes resultados de simulação para desalinhamentos entre 0 e 250 mm. Uma vez mais, verifica-se que os desalinhamentos segundo o eixo x apresentam um maior impacto na potência transferida e no rendimento do sistema quando comparados com os desalinhamentos segundo o eixo y. O uso de uma fonte de corrente permite verificar que, com o aumento do valor do desalinhamento, a capacidade de transferência do sistema decresce (Fig. F.2b).

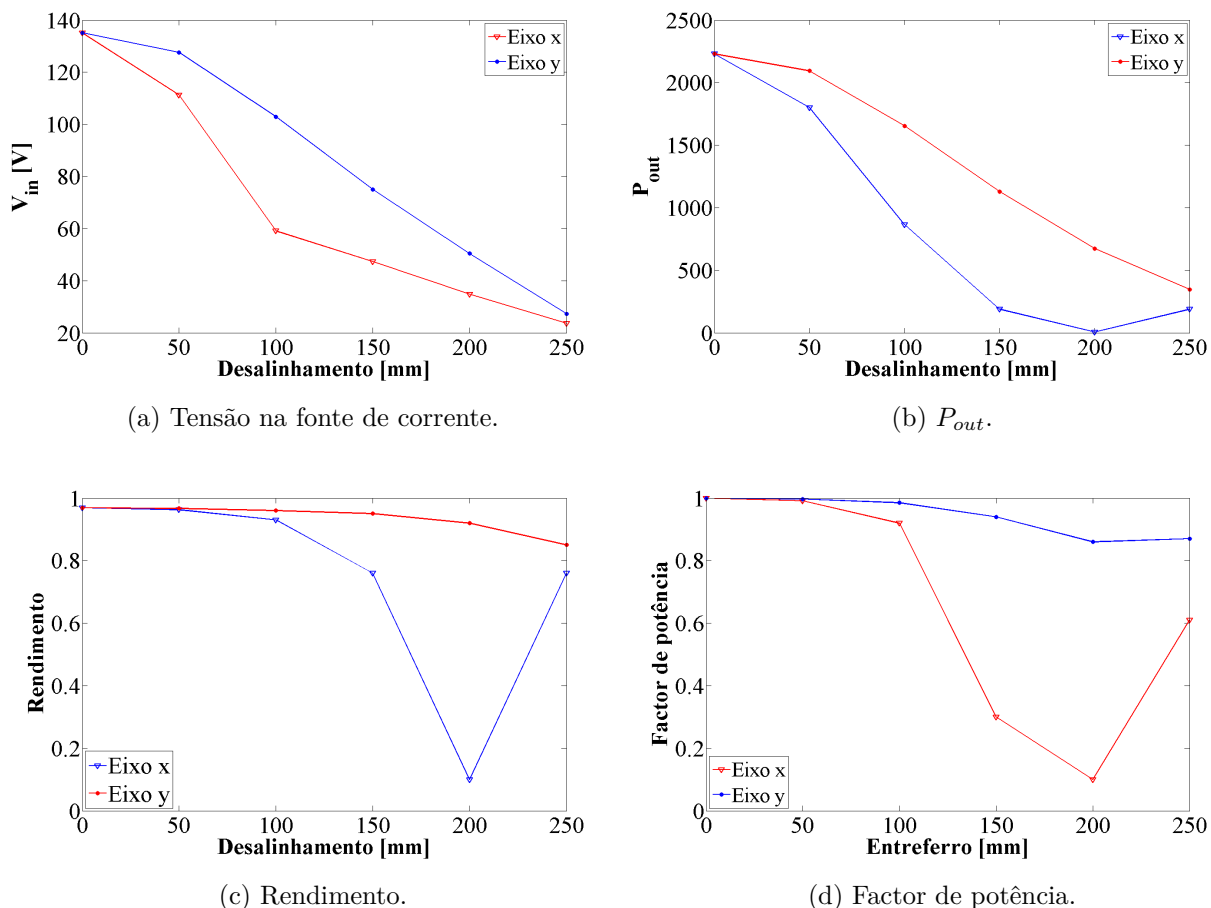


Figura F.2: Resultados de simulação para desalinhamentos entre 0 e 250 mm, para um entreferro de 150 mm, um $I_p = 17 A$ e um $R_{load} = 100 \Omega$.

Quanto às limitações físicas do sistema, devido ao uso de uma fonte de corrente constante com um valor eficaz de 17 A, os limites físicos da estrutura não são ultrapassados. O

valor da tensão aos terminais do condensador do primário é aproximadamente constante, correspondendo a 1055 V. No caso da tensão aplicada aos terminais do condensador do secundário, o valor está compreendido entre 30 e 176 V.

Para avaliar o impacto dos desalinhamentos na distribuição do fluxo no corpo humano e o efeito da blindagem na estrutura, foram analisadas duas posições de carregamento: a primeira posição não considera desalinhamentos, sendo a posição de carregamento ideal, enquanto a segunda apresenta um desalinhamento de 250 mm segundo o eixo y. Na Fig. F.3 encontram-se representadas as distribuições da densidade de fluxo magnético no corpo humano para ambas as posições de carregamento selecionadas com e sem blindagem.

Na Fig. F.3a é visível que a distribuição de fluxo magnético no ser humano situa-se próximo do valor limite imposto pelo ICNIRP ($6.25 \mu H$).

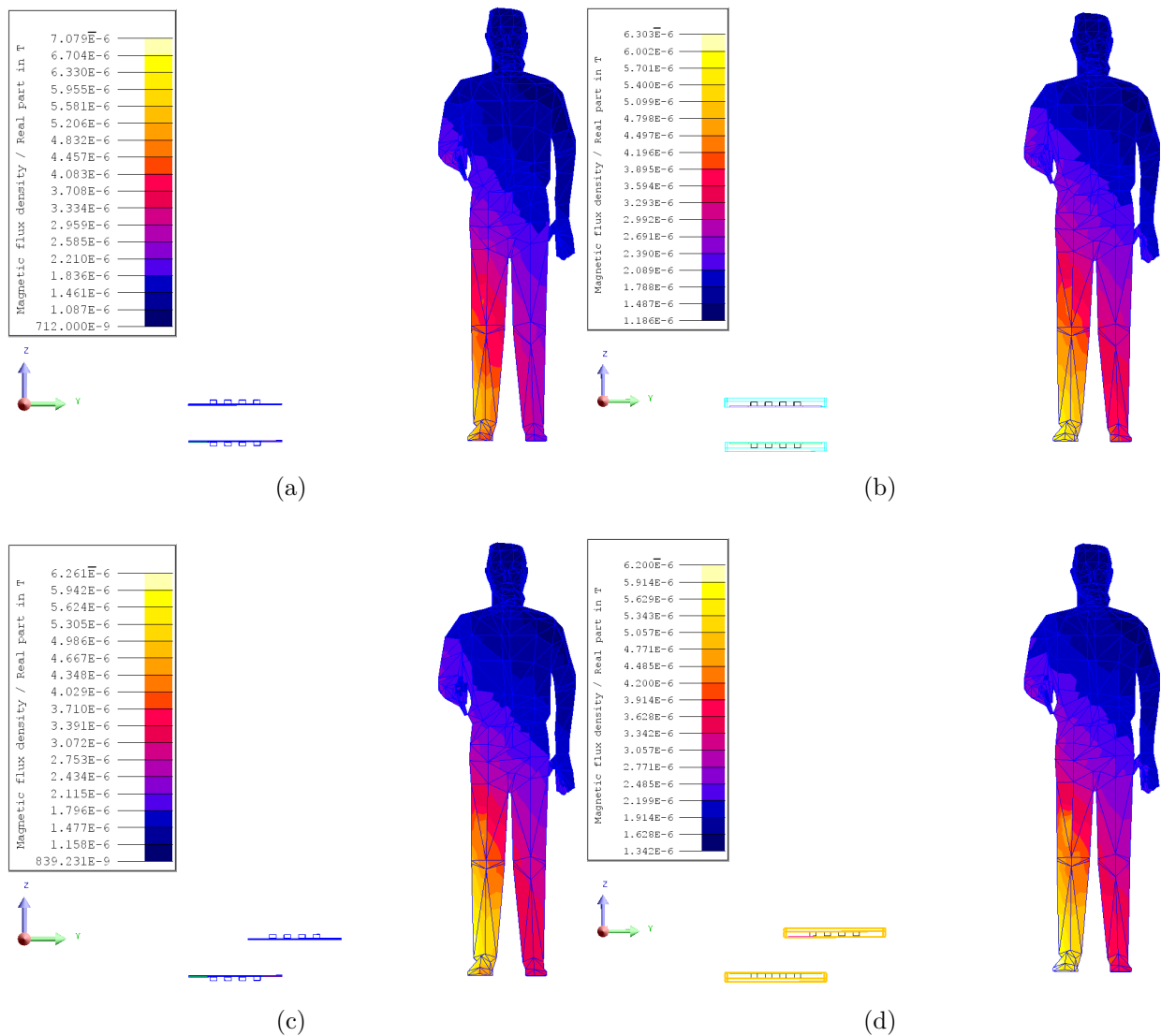


Figura F.3: Distribuição da densidade de fluxo magnético no corpo humano: (a) Posição $(x,y)=(0,0)$ sem blindagem, (b) Posição $(x,y)=(0,0)$ com blindagem, (c) Posição $(x,y)=(0,250)$ sem blindagem, (d) Posição $(x,y)=(0,250)$ com blindagem.

Comparando com a Fig. F.3b, onde foi introduzida uma blindagem, existe uma ligeira atenuação no valor máximo da densidade de fluxo magnético. No caso de desalinhamento, a densidade de fluxo magnético encontra-se dentro dos limites impostos pelo ICNIRP, para a situação sem blindagem (Fig. F.3c) e com blindagem (Fig. F.3d). A blindagem na estrutura para a posição de carregamento com desalinhamento, não traz nenhum benefício ao sistema, pois comparando gama de valores da Fig. F.3c e da Fig. F.3d, verifica-se que são semelhantes, concluindo que a blindagem não apresenta melhorias. No entanto, é preciso ter em atenção o facto de o sistema quando se encontra desalinhado não estar a trabalhar à frequência de ressonância.

Apêndice G

Implementação do protótipo

Para validação dos resultados teóricos foram desenvolvidas as geometrias circulares e DD, assim como todo o suporte necessário à sua fixação. Foi também implementado um braço de IGBTs para gerar uma onda quadrada à frequência desejada. Este apêndice descreve todo o processo de montagem das geometrias e do suporte para a realização dos ensaios.

Na Fig. G.1, encontram-se representados os primários das geometrias circular e DD. A base de suporte do primário é constituída por placas de fibra de madeira de média densidade (MDF), por facilidade de manuseabilidade e por ser um material paramagnético. Os enrolamentos são formados por um condutor multifilar com uma secção de 4 mm^2 e um revestimento de policloreto de vinilo.

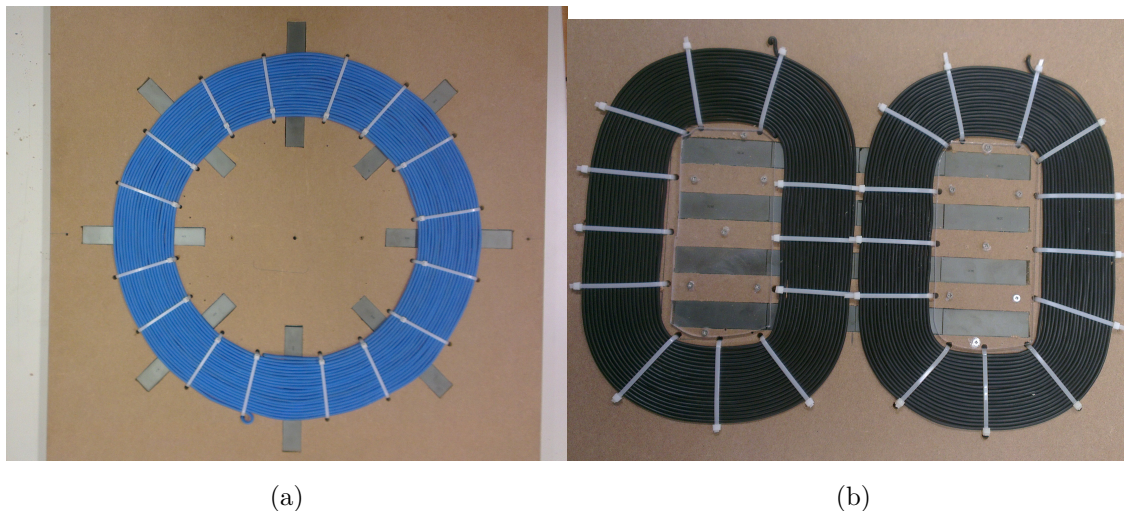


Figura G.1: Primário das geometrias: (a) circular, (b) DD.

Os enrolamentos foram fixos à estrutura através do uso de serrilhas plásticas, uma vez mais por ser um material paramagnético. O núcleo de cada estrutura é constituído por blocos I de 93x28x16 mm formados por o material N87.

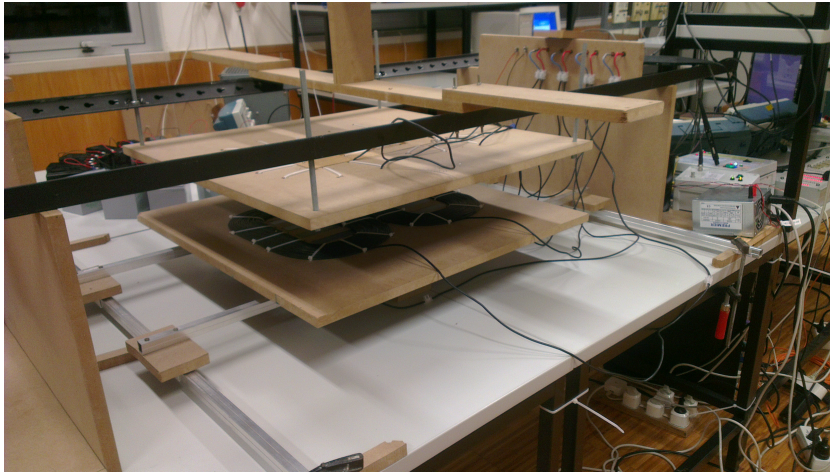


Figura G.2: Estrutura de suporte.

De forma a permitir a realização de vários ensaios sob diferentes posições de carregamento, foi desenvolvido um suporte para as estruturas (Fig. G.2) onde podem ser provocados desalinhamentos de ± 270 mm e variações de entreferro entre 0 e 240 mm. Inicialmente, as fontes de alimentação DC encontravam-se directamente ligadas ao braço de IGBTs, sem a existência de um barramento DC intermédio. Contudo, devido às elevadas frequências de comutação, a energia armazenada no sistema durante as transições entre os estados ON e OFF dos IGBTs tinha de fluir para algum lado, provocando enormes picos de corrente nas fontes de alimentação. Foi então colocado um barramento DC intermédio para absorver essas variações de energia. Na Fig. G.3 encontra-se uma comparação, para as mesmas condições, do comportamento de $I_{médio}$ (corrente medida no ponto médio das fontes) antes e depois da colocação do barramento intermédio. Também foi colocado um *snubber* aos terminais do braço de IGBTs de forma a reduzir as sobretensões transitórias durante as comutações entre os estados ON e OFF.

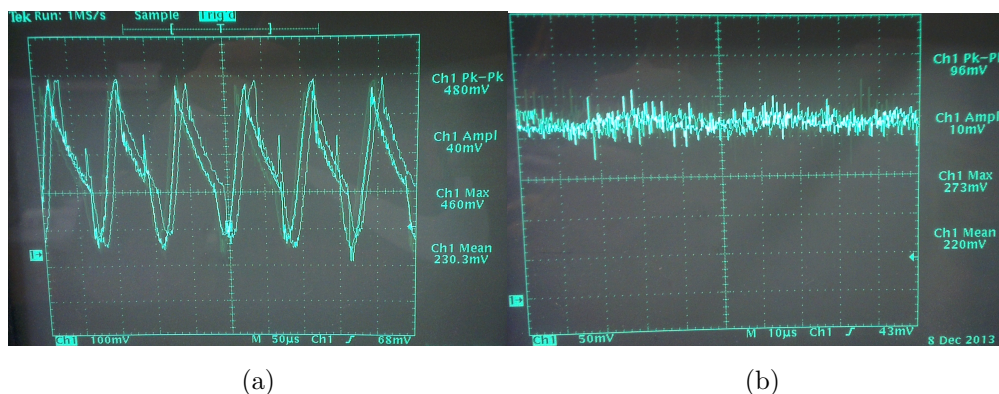


Figura G.3: Forma de onda de $I_{médio}$: (a) antes da colocação do barramento DC (b) depois da colocação do barramento DC.

Com o decorrer dos ensaios laboratoriais, aquando a realização dos ensaios com a topologia SP, verificou-se que as fontes de tensão DC, que tinham sido usadas até ao momento, não ofereciam capacidade suficiente para as condições de funcionamento que tinham sido previstas. Foi necessário substituir estas fontes por um circuito rectificador alimentado por um autotransformador. Na Fig. G.4 encontra-se o novo esquema da montagem com o autotransformador como fonte de alimentação.

Para aproximar os ensaios experimentais do carregamento de baterias de veículos eléctricos, foi substituída a carga resistiva por um conjunto de baterias ligadas em série e alimentadas por um rectificador colocado aos terminais do enrolamento do secundário. Na Fig. G.5 encontra-se a montagem realizada com as baterias a funcionarem como carga.

Na Fig. G.6 é efectuada uma exposição do material utilizado durante os ensaios experimentais.

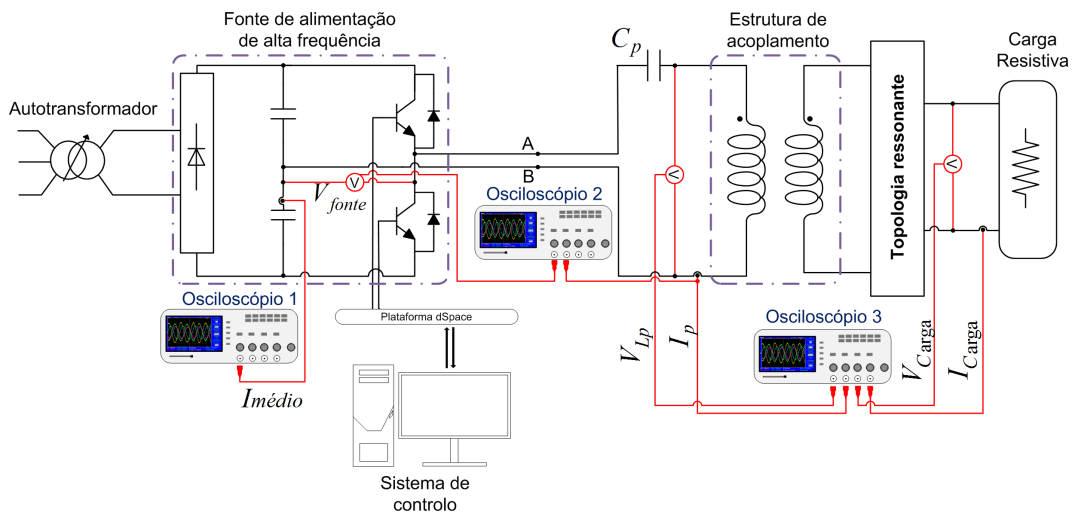


Figura G.4: Esquema de montagem experimental com o autotransformador.

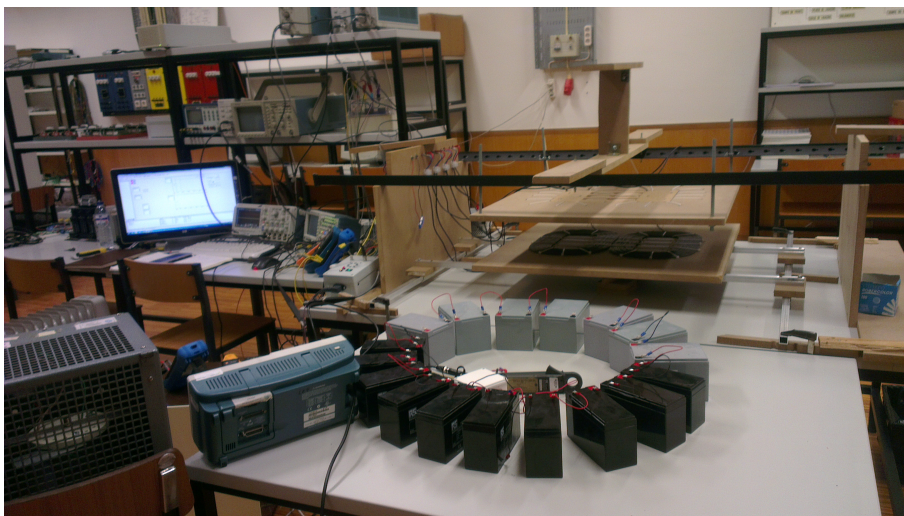
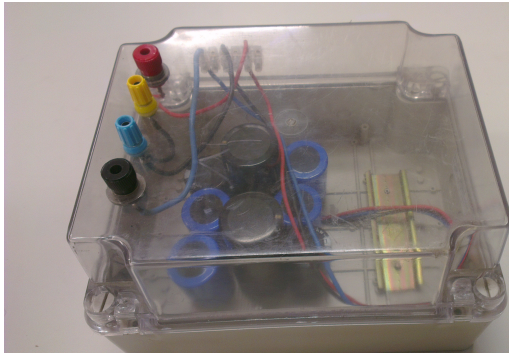
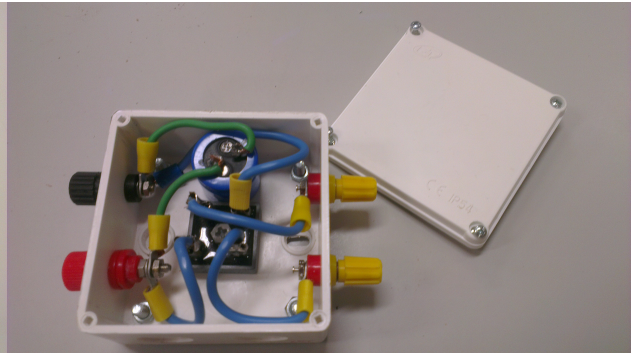


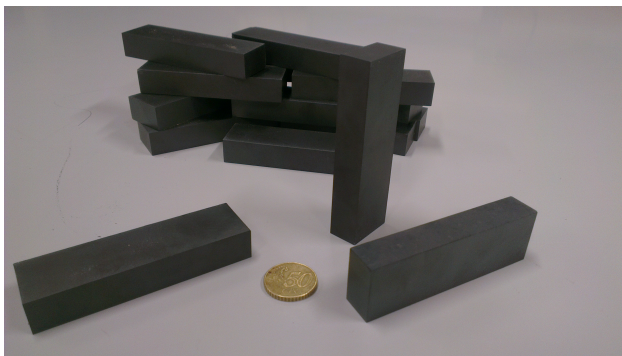
Figura G.5: Montagem experimental efectuada para a realização dos ensaios com um conjunto de baterias.



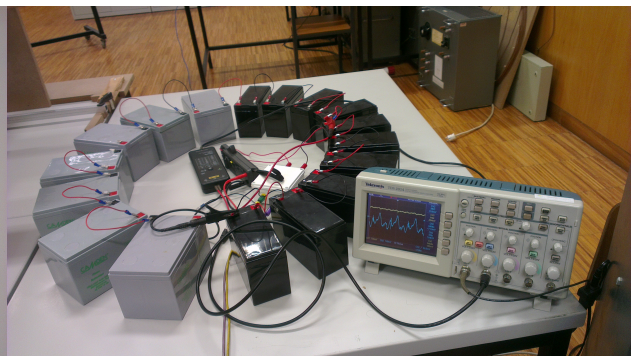
(a) Barramento DC.



(b) Rectificador.



(c) Núcleos ferromagnéticos.



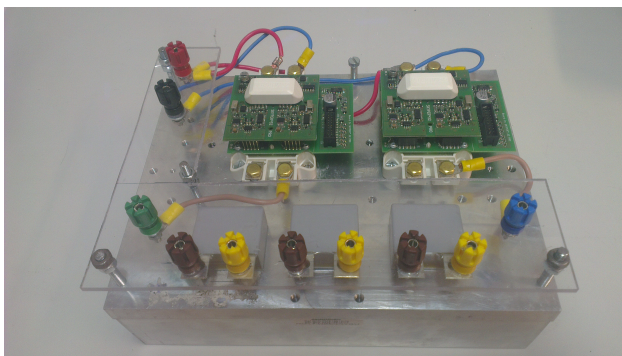
(d) Baterias



(e) Sensores de tensão.



(f) Sensores de corrente.



(g) Braço de IGBTs.



(h) Osciloscópios.

Figura G.6: Material utilizado na realização dos ensaios experimentais.

Apêndice H

Determinação das indutâncias

A medição das indutâncias mútuas e próprias dos enrolamentos das diferentes geometrias foi feito com recurso a um *LCR meter* (Fig.H.1). Este equipamento permite medir o valor das indutâncias e das resistências dos enrolamentos para diferentes frequências. A medição dos diferentes valores foi efectuada na escala de 10 kHz, uma vez que esta se aproximava mais da frequência de funcionamento do sistema.

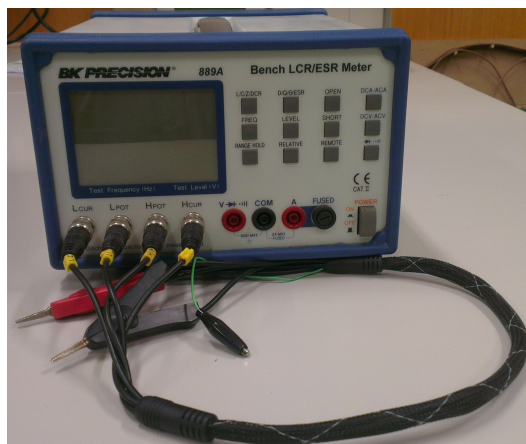


Figura H.1: *LCR meter*.

Na presença de um núcleo ferromagnético, a soma de dois enrolamentos corresponde à soma das suas indutâncias mais (ou menos) duas vezes o valor da indutância mútua entre estas. A soma (ou a diferença) da contribuição do valor da indutância mútua no resultado final depende da direcção do fluxo criado pelos enrolamentos. Se o fluxo de ambos os enrolamentos apresenta a mesma direcção, a contribuição da indutância mútua é somada ao valor da indutância total, caso contrário é subtraída. Sendo assim, é possível determinar com o *LCR meter*, o valor da indutância mútua entre o primário e o secundário e entre os enrolamentos do primário (ou do secundário) da geometria DD.

Na Fig. H.2 encontra-se uma representação, vista de topo, da disposição dos enrola-

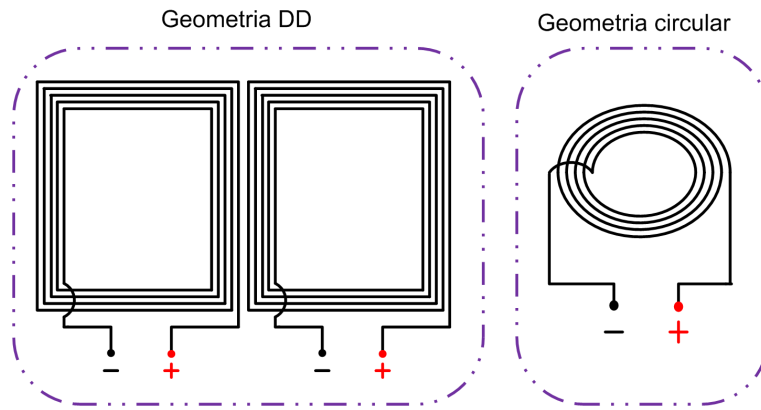


Figura H.2: Disposição dos enrolamentos do primário para as geometrias DD e circular, respectivamente.

mentos e os seus respectivos terminais. Se a corrente entrar pelos terminais positivos dos enrolamentos, pela regra da mão direita, a direcção aponta no sentido do leitor. Na medição da indutância mútua (M), na geometria circular, entre o primário e o secundário, a corrente entra pelo terminal positivo do primário e sai pelo terminal negativo, de forma a proporcionar a soma dos respectivos fluxos. Esta situação é válida, considerando o terminal negativo do primário e o terminal positivo do secundário *shuntados*. Se as ligações de *shunt* forem invertidas (o terminal negativo do primário é *shuntado* com o terminal negativo do secundário), os fluxos anulam-se e a contribuição de M é subtraída ao valor da indutância total.

No caso da geometria DD, a determinação de todos os parâmetros M é ligeiramente mais complexa devido à existência de diferentes contribuições dos quatro enrolamentos. A determinação de M entre os enrolamentos do primário e do secundário é igual ao procedimento realizado para a geometria circular. No entanto, para calcular o valor da indutância do primário/secundário, a forma de ligação dos enrolamentos é diferente, uma vez que se encontram dispostos no mesmo plano. Para que os fluxos nos enrolamentos do primário e do secundário possam ser somados, os terminais negativos dos enrolamentos têm de ser *shuntados*. Desta forma, garantimos que a direcção da corrente na coluna central dos enrolamentos apresenta a mesma direcção. Com as ligações dos enrolamentos do primário e secundário efectuadas, a medição do M total é feita de forma análoga à geometria circular.