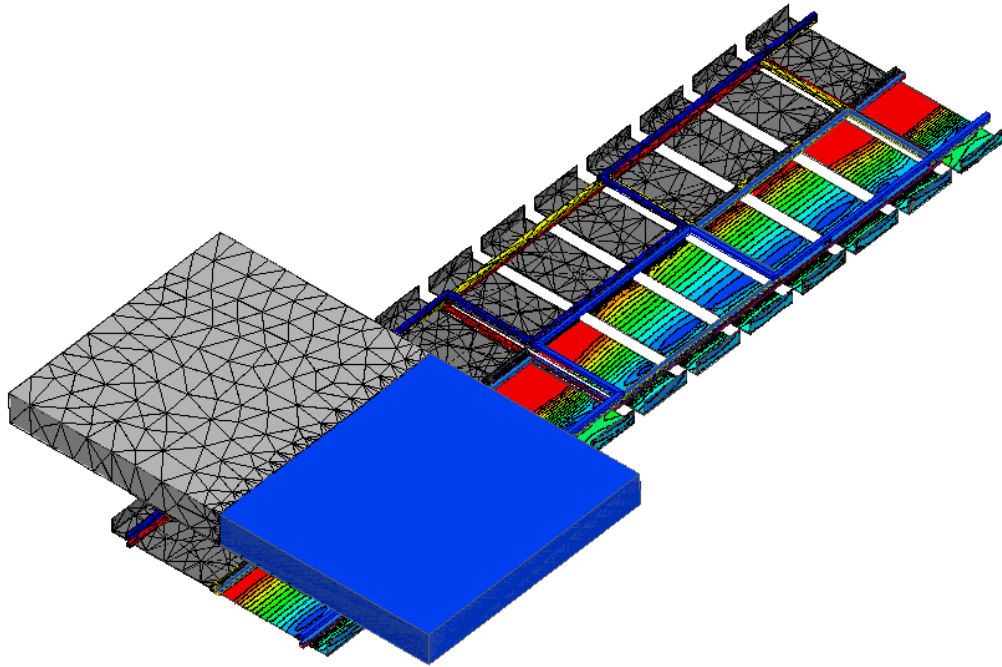




**INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA**

**Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica Energia e Automação**



## **Análise de Elementos Finitos de um Acoplador Magnético para Carregador Dinâmico Sem Contacto aplicado a VEs**

**Carlos Manuel Ribeiro Paiva**

**(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)**

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia  
Eletrotécnica – ramo de Energia

Orientador:

Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís

Júri:

Presidente: Doutor Luís dos Santos Redondo

Vogais:

Doutor Ricardo Jorge Ferreira Luís

Doutor Pedro Miguel Neves da Fonte

**Setembro de 2019**



## **RESUMO**

Nesta dissertação é descrita a modelação de um acoplador magnético para carregamento estacionário e dinâmico sem contacto de veículos elétricos, com o propósito de avaliar a sua viabilidade para aplicabilidade na vida real.

Numa primeira fase é introduzido o conceito de um sistema de transferência de energia sem contacto, categorizando para as várias tecnologias existentes. Posteriormente este conceito é individualizado para os veículos elétricos em que são especificadas as várias tecnologias e formas de carregamento, bem como as várias topologias de acopladores magnéticos atualmente existentes para carregamento sem contacto de veículos elétricos. São ainda expostos os parâmetros de avaliação da qualidade dos sistemas de carregamento dinâmico sem contacto para veículos elétricos, tendo por base os acopladores magnéticos.

Consequentemente, é exibido o desenvolvimento do modelo de elementos finitos de um acoplador magnético para o carregamento dinâmico aplicado a veículos elétricos, no qual são especificados os pormenores que resultam na sua construção e preparação para a realização de ensaios de qualidade, tais como a geometria, definição de materiais, excitação de circuitos elétricos, condições de fronteira, deslocamentos e número de elementos finitos utilizados.

Após isto é explicado o processo de análise utilizado, através de fundamentação teórica e formulação do método dos elementos aplicado a um elemento tetraedro de 1ª ordem, com o intuito de interligar com o modelo tridimensional do acoplador magnético. São ainda explicadas as análises por varrimento de frequência e temporal utilizadas no programa de simulação numérica, através do método dos elementos finitos.

Finalmente, com base nesta análise, os resultados para o modelo de acoplador magnético são mostrados, com o objetivo de avaliar estaticamente e dinamicamente, a qualidade da densidade do fluxo magnético, o fator de acoplamento e a eficiência do sistema de transferência de energia sem contacto.

## **PALAVRAS-CHAVE**

VEs, Transferência de energia sem contacto, Carregamento dinâmico, Acoplador magnético, Método dos elementos finitos, Grau de exposição biológico, Fator de acoplamento, Densidade de fluxo magnético, Densidade de corrente, Eficiência.



## **ABSTRACT**

This dissertation describes the modelling of a magnetic coupler for stationary and dynamic wireless charging of electric vehicles, to evaluate their viability for applicability in real life.

The concept of a wireless power transfer system is introduced, categorizing the various existing wireless power technologies. Subsequently, this concept is later individualized for the electric vehicles in which are specified the various technologies and forms of charging, as well as the multiple topologies of existing magnetic couplers. The quality evaluation parameters of the wireless power transfer systems of electric vehicles, based on magnetic couplers are also presented.

Hence the development of a specific finite element model of a magnetic coupler for dynamic loading applied to electric vehicles is shown. Details are specified that result in its construction and preparation for conducting quality tests, such as geometry, material definition, electrical circuit excitation, boundary conditions, displacements and number of finite elements used.

After this, the analysis process is explained, through theoretical basis and formulation of the method of the elements, applied to a 1st tetrahedron element to interconnect with the three-dimensional model of the magnetic coupler. Also explained are the frequency and time analyzes used in the numerical simulation program through the finite element method.

Finally, based on this analyzes, the results for magnetic coupler model are shown, to evaluate statically and dynamically, the quality of the magnetic flux density, the coupling factor, and the efficiency of the wireless power transfer system.

## **KEYWORDS**

EVs, Wireless Power Transfer, Dynamic Charging, Magnetic coupler, Finite Element Method, Level of biological exposure, Coupling factor, Magnetic flux density, Current density, Efficiency.



## **AGRADECIMENTOS**

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao orientador desta dissertação, o Sr. Prof. Eng.º Ricardo Luís, do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa – ISEL, pelo apoio, confiança e imensa disponibilidade mostrada ao longo do desenvolvimento desta dissertação, se não fosse pela sua motivação, esta não seria possível.

Em segundo lugar, um agradecimento em especial à ANSYS® Iberia pela disponibilização do software ANSYS® Maxwell, sem o qual não seria possível a obtenção de resultados e com isso a realização desta dissertação.

Em terceiro lugar, quero agradecer aos meus amigos e colegas do ISEL que partilharam esta aventura comigo e me ajudaram nos momentos mais difíceis principalmente ao Fábio Silva, João Vicente, João Gonçalves, Renato Reis e Tiago Adro, bem como aos meus amigos de longa data, André Gomes e Pedro Martinho, que sempre me animaram nos momentos menos bons e proporcionaram bons momentos na sua companhia.

Em quarto lugar agradecer ao ISEL, pelos conhecimentos instruídos a nível académico e pela metodologia de trabalho adquirida durante o período que a frequentei.

Agradeço também à empresa Bebilusa – Indústria e Comércio de Bebidas, por todos os conhecimentos adquiridos a nível profissional e por ser o catalisador de interesse na escolha do curso de Engenharia Eletrotécnica, bem como a todos os meus colegas de trabalho por todo o apoio emocional prestado.

Agradecer ainda à minha família em especial ao meu tio, Manuel Ribeiro, e à minha tia Celeste Ribeiro, por todos os conselhos e bons momentos que me proporcionaram em família e em especial ao meu primo Nuno Ribeiro por toda o auxílio e esclarecimentos prestados durante a minha vida académica, ele mostrou-me que até o mais simples problema de matemática pode ser divertido e interessante.

E por último e mais importante agradeço ao meu pai, Orlando Paiva e à minha mãe, Olívia Paiva, por todo o apoio psicológico e ajuda financeira que me proporcionaram, e por me terem instruído e instituído valores que me moldaram na pessoa que sou hoje, sem eles eu nunca poderia ter chegado aqui.



## LISTA DE SÍMBOLOS

### Símbolos

$A$	Potencial magnético
$a$	Aceleração do veículo [m/s <sup>2</sup> ]
$A_i$	Potencial nodal do nó $i$
$a_n, b_n, c_n, d_n$	Pesos
$A_s$	Área da secção [m <sup>2</sup> ]
$\vec{A}$	Vetor potencial magnético
$B$	Densidade de fluxo magnético [T]
$\vec{B}$	Vetor densidade de fluxo magnético [T]
$c$	Condição fronteira
$C_n$	Coefficiente de interpolação número $n$
$D$	Determinante da matriz
$D_{1-24}$	Dimensões do modelo [mm]
$e$	Elemento finito tetraedro
$f(x, y, z)$	Função escalar
$f_0$	Frequência de ressonância [Hz]
$F_a$	Força de atrito [N]
$H$	Intensidade de campo magnético [A/m]
$\vec{H}$	Vetor intensidade de campo magnético [A/m]
$I_\tau$	Corrente para instante $\tau$ [A]
$i$	Nó genérico do elemento tetraedro
$I_{ef}$	Corrente eficaz [A]
$I_{efL_A}$	Corrente eficaz da bobina $L_a$ [A]
$I_{efL_B}$	Corrente eficaz da bobina $L_b$ [A]
$I_p$	Corrente do primário [A]
$I_s$	Corrente do secundário [A]
$J$	Densidade de corrente [A/m <sup>2</sup> ]
$J_0$	Densidade de corrente aplicada [A/m <sup>2</sup> ]
$k$	Fator de acoplamento

$L$	Indutância [H]
$l$	Comprimento [m]
$L_{11-32}$	Fase dos condutores do primário
$L_{A-B}$	Fase dos condutores do secundário
$M$	Indutância mútua linear
$m$	Massa do veículo [kg]
$N$	Número de amostras recolhidas
$n'$	Vetor normal externo unitário
$N_i$	Função de interpolação referente ao nó $i$
$N_i^e$	Função de interpolação referente ao nó, $i$ , do elemento finito tetraedro, $e$
$P_{instTotal}$	Potência instantânea total [W]
$P_{MTP}$	Potência ativa média total do secundário [kW]
$P_{MTS}$	Potência ativa média total do secundário [kW]
$Q$	Fator de qualidade
$R$	Resistência [ $\Omega$ ]
$r$	Resíduo
$R_{DC}$	Resistência em corrente contínua [ $\Omega$ ]
$t$	Tempo [s]
$U_{func}$	Tensão de funcionamento das baterias [V]
$U_p$	Tensão do primário [V]
$U_s$	Tensão do secundário [V]
$V$	Volume do tetraedro
$v$	Velocidade final [m/s]
$v_0$	Velocidade inicial [m/s]
$\omega$	Frequência angular [rad/s]
$W$	Função de ponderação
$\omega_0$	Frequência angular de ressonância [rad/s]
$W_\gamma$	Função de ponderação para o nó $\gamma$
$x$	Posição final [m]
$x_0$	Posição inicial [m]
$y$	Solução exata
$y'$	Solução aproximada

$\alpha$	Número de nós do elemento tetraedro
$\beta$	Número total de nós desconhecidos
$\gamma$	Nó de um elemento finito
$\nabla$	Rotacional
$\eta$	Rendimento [%]
$\lambda$	Região
$\xi_0$	Constante dielétrica
$\rho$	Resistividade elétrica [ $\Omega \cdot m$ ]
$\sigma$	Condutividade elétrica [MS/m]
$\varphi$	Ângulo de fase [rad]
$\mu$	Permeabilidade magnética [H/m]
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa
$\Omega$	Domínio
$\Omega_\gamma$	Domínio parcial a qual o nó $\gamma$ pertence



## ABREVIATURAS

2D – Duas dimensões ou espaço bidimensional (de *two-dimensions*)

3D – Três dimensões ou espaço tridimensional (de *three-dimensions*)

AC – Corrente alternada (de *alternated current*)

AM – Modulação por amplitude (de *amplitude modulation*)

CAD – Desenho assistido por computador (de *computer assisted design*)

CAE – Engenharia assistida por computador (de *computer assisted engineering*)

CP – Acoplador unipolar circular (de *circular pad*)

DC – Corrente contínua (de *direct current*)

DDP – Acoplador bipolar duplamente retangular (de *double-d pad*)

DDQP – Acoplador bipolar duplamente retangular em quadratura (de *double-d quadrature pad*)

DRFPTB – Transferência de energia direcionada por radiofrequência em *beamforming* (de *directive radio frequency power beamforming transfer*)

GSM – Sistema global para comunicações móveis (de *global system for mobile communications*)

ICNIRP – Comissão internacional sobre proteção contra radiações não ionizantes (de *international commission on non-ionizing radiation protection*)

IEEE – Instituto de engenheiros eletrônicos e eletrotécnicos (de *institute of electrical and electronics engineers*)

IoT – Internet das coisas (de *internet of things*)

IPT – Transferência de energia por indução (de *inductive power transfer*)

LED – Díodo emissor de luz (de *light-emitting diode*)

M2M – Sistema de comunicação máquina a máquina (de *machine to machine*)

MCC – Acoplamento capacitivo magnético (de *magnetic capacitive coupling*)

MEF – Método dos elementos finitos (de *finite element method*)

MIC – Acoplamento indutivo magnético (de *magnetic inductive coupling*)

MRC – Acoplamento de ressonância magnética (de *magnetic resonance coupling*)

NBP – Novo acoplador bipolar (de *new bipolar pad*)

NDRFPT – Transferência de energia por radiofrequência não direcionada (de *non-directive radio frequency power transfer*)

RAM – Memória de acesso aleatório (de *random access memory*)

RF – Radio frequência (de *radio frequency*)

SDRAM – Memória de acesso aleatório dinâmica síncrona (de *synchronous dynamic random access memory*)

TV – Televisão (de *television*)

VE – Veículo elétrico (de *electric vehicle*)

WBAN – Redes sem contacto aplicadas a áreas do corpo (de *wireless body area network*)

Wi-Fi – Fidelidade sem contacto (de *wireless fidelity*)

WPT – Transferência de energia sem contacto (de *wireless power transfer*)

## **CONVENÇÕES**

### **1 – Bibliografia**

Neste trabalho as referências bibliográficas são efetuadas de acordo com a norma portuguesa em vigor, NP 405-1:1994. Dentro desta norma, optou-se pela utilização de citações entre parênteses com o número que lhe está atribuído na bibliografia.

A bibliografia contém as referências realizadas ao longo do texto, listadas segundo a ordem da primeira invocação no texto.

É considerada a utilização de abreviaturas, nos seguintes casos: nomes próprios de autores e editores literários; títulos de publicação em série, de acordo com a NP 139:1964; palavras e termos utilizados nas referências bibliográficas de acordo com a NP 3680:1989.

### **2 – Sistema de unidades de medida**

Neste texto é utilizado, salvo menção expressa em contrário, o Sistema Internacional (SI) de unidades de medida, bem como os símbolos e abreviaturas normalmente para os múltiplos e submúltiplos das diversas unidades. Por ser um sistema de unidades bem conhecido essas abreviaturas não são citadas na secção “Abreviaturas” contida neste documento.

### **3 – Utilização de estrangeirismos**

Ao longo desta dissertação utilizam-se alguns estrangeirismos fundamentalmente por dois motivos. O primeiro refere-se a palavras que ainda não se encontrem definidas na língua portuguesa e o segundo refere-se a palavras em que a mera tradução linguística faça perder o significado técnico atribuído às mesmas no original.

Assim, todos os estrangeirismos são realçados ao longo do texto em *itálico*.



# ÍNDICE

<b>Capítulo 1 .....</b>	<b>1</b>
<b>Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1 – Motivação do trabalho .....	1
1.2 – Objetivos .....	2
1.3 – Enquadramento do trabalho .....	3
1.4 – Estrutura da dissertação .....	3
<b>Capítulo 2 .....</b>	<b>5</b>
<b>Carregamento de Veículos Elétricos.....</b>	<b>5</b>
2.1 – Introdução .....	5
2.2 – Carregamento de Veículos Elétricos.....	10
2.3 – Topologias de acopladores magnéticos para carregamento de VEs .....	13
2.4 – Avaliação dos sistemas de carregamento sem contacto para VEs.....	18
2.4.1 – Coeficiente/Fator de Acoplamento Magnético (k).....	18
2.4.2 – Fator de Qualidade (Q).....	19
2.4.3 – Grau de Exposição Biológica.....	20
2.5 – Conclusões .....	22
<b>Capítulo 3 .....</b>	<b>23</b>
<b>Modelização dos Acopladores Magnéticos .....</b>	<b>23</b>
3.1 – Pré-Processamento .....	23
3.2 – Geometria.....	23
3.3 – Materiais e Circuitos Elétricos.....	26
3.3.1 – Materiais.....	26
3.3.2 – Circuitos Elétricos – Excitação .....	27
3.4 – Condições de Fronteira e Banda de Deslocamento.....	28
3.4.1 – Condições de Fronteira .....	28
3.4.2 – Banda de Deslocamento .....	31
3.5 – Malha de Elementos Finitos .....	34
3.6 – Conclusões .....	40

<b>Capítulo 4.....</b>	<b>41</b>
<b>Método dos Elementos Finitos 3D .....</b>	<b>41</b>
4.1 – Introdução.....	41
4.2 – Formulação do MEF tendo em vista o Modelo do Carregador Dinâmico Sem Contacto para VEs .....	42
4.2.1 – Estabelecimento das equações físicas do problema.....	43
4.2.2 – Modelação por elementos finitos.....	44
4.2.3 – Aplicação do método dos resíduos ponderados e discretização .....	48
4.2.4 – Aplicação do MEF e solução .....	50
4.3 – Análise por Varrimento Temporal .....	54
4.3.1 – Procedimento de Formulação da Análise por Varrimento Temporal usando o Método de Galerkin.....	54
4.3.2 – Processo de Análise e de Geração da Malha de Elementos Finitos .....	56
4.3.3 – Banda de Deslocamento .....	58
4.4 – Análise por Varrimento de Frequência .....	59
4.4.1 – Processo de Análise e Geração de Malha de Elementos Finitos .....	59
4.4.2 – Determinação dos parâmetros.....	61
4.5 – Conclusão .....	63
<b>Capítulo 5.....</b>	<b>65</b>
<b>Resultados de Simulação Numérica .....</b>	<b>65</b>
5.1 – Pós-Processamento.....	65
5.2 – Ensaio do acoplador magnético em regime estacionário .....	66
5.2.1 – Tempo de processamento vs número de elementos finitos.....	67
5.2.2 – Grau de exposição biológica.....	68
5.2.3 – Transferência de energia.....	75
5.2.4 – Fator de acoplamento.....	78
5.2.5 – Impedância dos condutores do primário e das bobinas do secundário.....	80
5.3 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico.....	81
5.3.1 – Movimento uniforme .....	81
5.3.1.1 – Grau de exposição biológica .....	83
5.3.1.2 – Transferência de energia .....	89
5.3.2 – Movimento Uniformemente Retardado .....	94
5.3.2.1 – Grau de exposição biológica .....	95
5.3.2.2 – Transferência de energia .....	99
5.3.3 – Potência Instantânea e energia transferida no secundário .....	100

5.4 – Ensaio do carregador sem contacto em regime estacionário .....	103
5.4.1 – Emulação dos conversores eletrónicos.....	103
5.4.2 – Rendimento do acoplador magnético.....	108
5.5 – Conclusão.....	110
<b>Capítulo 6 .....</b>	<b>113</b>
<b>Conclusões .....</b>	<b>113</b>
6.1 – Considerações Finais .....	113
6.2 – Perspetivas de Desenvolvimento Futuro.....	115
<b>Bibliografia.....</b>	<b>117</b>
<b>Anexo A .....</b>	<b>121</b>
<b>Resultados Complementares .....</b>	<b>121</b>
A.1 – Ensaio do acoplador magnético em regime estacionário – Transferência de energia .....	122
A.2 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico – Movimento uniforme – Tempos de processamento vs número de elementos finitos .....	125
A.3 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico – Movimento uniforme – Grau de exposição biológica.....	126
A.4 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico – Movimento uniforme – Transferência de Energia .....	128
A.5 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico – Movimento uniformemente retardado – Tempos de processamento vs número de elementos finitos .....	130
A.6 – Ensaio do carregador sem contacto em regime estacionário – Tempos de processamento vs número de elementos finitos .....	131
<b>Anexo B.....</b>	<b>133</b>
<b>Elementos Complementares .....</b>	<b>133</b>
B.1 – Catálogo de condutores do tipo litz.....	133



## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 – Torre Wardencllyffe.....	5
Figura 2.2 – Diagrama genérico de um sistema de transferência de energia sem contacto. ....	6
Figura 2.3 – Classificação das tecnologias de carregamento sem contacto. ....	6
Figura 2.4 – Acoplamento Magnético Indutivo (IPT) (modificado de [3]).....	7
Figura 2.5 – Acoplamento Magnético por Ressonância (MRC) (modificado de [3]) .....	8
Figura 2.6 – Arquitetura de um sistema de transferência de energia por RF/micro-ondas (modificado de [3]).....	8
Figura 2.7 – Relação entre as tecnologias e as formas de carregamento de VEs (modificado de [11]). ....	11
Figura 2.8 – Tecnologias de carregamento de VEs: a) Por ligação à tomada; b) Por condução; c) Sem contacto (retirado de [16] [17]). ....	11
Figura 2.9 – Sistema de carregamento de veículos elétricos sem contacto usando IPT (modificado de [18]). ....	13
Figura 2.10 – Constituição básica de um acoplador magnético (modificado de [20]). ....	14
Figura 2.11 – Relacionamento entre as formas de carregamento de VEs e as topologias de acopladores magnéticos. ....	14
Figura 2.12 – Carregamento sem contacto estacionário/dinâmico aplicado a VEs: a) de longa trajetória; b) em bloco/segmentado (modificado de [21]). ....	15
Figura 2.13 – Acopladores de distribuição de fluxo magnético unilateral em bloco: a) Acoplador unipolar circular; b) Acoplador bipolar duplamente retangular; c) Acoplador duplamente retangular e em quadratura; d) Novo acoplador bipolar (modificado de [18], [22], [25]). ....	16
Figura 2.14 – Acopladores de distribuição de fluxo magnético unilateral de longa trajetória para carregamento estacionário e dinâmico (modificado de [33]). ....	17
Figura 2.15 – Acopladores de longa trajetória de 3ª geração tipo W: a) Monofásico; b) Monofásico em meandro; c) Trifásico convencional; d) Trifásico Proposto (modificado de [28]). ....	17
Figura 2.16 – Esquema elétrico de um circuito RLC. ....	20
Figura 3.1 – Acoplador magnético de carregamento de longa trajetória sem contacto do tipo W trifásico aplicado a VEs (retirado de [28]). ....	23
Figura 3.2 – Constituição do acoplador magnético de carregamento de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs. ....	24
Figura 3.3 – Constituição do acoplador magnético de carregamento de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs: a) Carril em formato W; b) Estrutura condutora do veículo; c) Bobina; d) Placa associada à estrutura condutora do veículo.....	24
Figura 3.4 – Constituição do acoplador magnético de carregamento de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs: Disposição dos condutores: a) L <sub>1</sub> ; b) L <sub>2</sub> ; c) L <sub>3</sub> . ....	25

Figura 3.5 – Vista frontal do modelo do acoplador magnético utilizado para a análise eletromagnética por varrimento temporal. ....	32
Figura 3.6 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento de frequência. Com região e segmentos de reta: a) Modelo integral; b) Modelo de simetria longitudinal....	32
Figura 3.7 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento de frequência. Sem região e segmentos de reta: a) Modelo integral; b) Modelo de simetria longitudinal. ....	33
Figura 3.8 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento temporal. Com região e segmentos de reta: a) Modelo integral; b) Modelo de simetria longitudinal. ....	33
Figura 3.9 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento temporal. Sem região e segmentos de reta: a) Modelo integral; b) Modelo de simetria longitudinal. ....	34
Figura 3.10 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento temporal. Com região, mas sem segmentos de reta: a) Modelo Integral; b) Modelo de Simetria Longitudinal. ....	34
Figura 3.11 – Distribuição da malha de elementos finitos para o modelo inteiro utilizado na análise eletromagnética por varrimento de frequência: a) Vista frontal; b) Vista lateral; c) Vista de topo. ....	36
Figura 3.12 – Distribuição da malha de elementos finitos para o modelo de simetria utilizado na análise eletromagnética por varrimento de frequência: a) Vista frontal; b) Vista lateral; c) Vista de topo. ....	37
Figura 3.13 – Distribuição da malha de elementos finitos para o modelo inteiro utilizado na análise eletromagnética por varrimento temporal: a) Vista frontal; b) Vista de lateral; c) Vista de topo.....	38
Figura 3.14 – Distribuição da malha de elementos finitos para o modelo de simetria utilizado na análise eletromagnética por varrimento temporal: a) Vista frontal; b) Vista lateral; c) Vista de topo.....	39
Figura 4.1 – Possíveis formas de análise pelo MEF em eletromagnetismo (modificado de [42])......	41
Figura 4.2 – Elemento tetraedro de 1ª ordem (modificado de [42]). ....	44
Figura 4.3 – Processo de formulação da análise por varrimento temporal usando o método de Galerkin.....	55
Figura 4.4 – Aproximações de superfície em objetos curvos (modificado de [46])......	56
Figura 4.5 – Processo de análise por varrimento temporal (esquerda) e de geração de malha inicial de elementos finitos (direita) (modificado de [46]). ....	57
Figura 4.6 – Processo de análise por varrimento de frequências (direita) e de geração de malha adaptativa de elementos finitos (esquerda) (modificado de [46])......	60
Figura 4.7 – Processo refinamento da malha adaptativa de elementos finitos (modificado de [46])......	61
Figura 4.8 – Determinação da resistência em corrente contínua e alternada. ....	62
Figura 4.9 – Determinação da indutância para materiais com características magnéticas lineares. ....	63
Figura 5.1 – Distribuição de ensaios do acoplador magnético em regime estacionário. ....	67

Figura 5.2 – Linhas de observação da densidade de fluxo magnético ao longo de X, Y e Z: a) Vista frontal; b) Vista de topo. ....	68
Figura 5.3 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de X, sem excitação definida no secundário à frequência de 5kHz: a) Modelo Inteiro; b) Modelo de simetria. ....	69
Figura 5.4 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de X, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria às frequências de: a) 10kHz; b) 20kHz ....	70
Figura 5.5 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de X, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria às frequências de: a) 50kHz; b) 100kHz. ....	71
Figura 5.6 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria à frequência de 20kHz, vista das linhas de observação ao longo de: a) Y; b) Z ....	72
Figura 5.7 – Definição de visualização da distribuição de densidade de fluxo magnético, B: a) Perspetiva isométrica do plano YZ; b) Vista frontal. ....	73
Figura 5.8 – Distribuição de densidade de fluxo magnético, B, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria à frequência de 20kHz, visualizado para o ângulo de corrente a: a) 0 rad; b) $\pi/4$ rad; c) $\pi/2$ rad; d) $3\pi/4$ rad. ....	74
Figura 5.9 – Definição de visualização da distribuição de densidade corrente, J para o modelo de simetria. ....	75
Figura 5.10 – Distribuição de densidade de corrente, J, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria, à frequência de 5kHz, visualizado para os ângulos de corrente a: a) 0 rad; b) $\pi/4$ rad; c) $\pi/2$ rad; d) $3\pi/4$ rad. ....	77
Figura 5.11 – Distribuição de densidade de corrente, J, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria à frequência de 100kHz, visualizado para os ângulos de corrente a: a) 0 rad; b) $\pi/4$ rad; c) $\pi/2$ rad; d) $3\pi/4$ rad. ....	78
Figura 5.12 – Atribuição da nomenclatura utilizada, com base na vista frontal ampliada do modelo inteiro. ....	79
Figura 5.13 – Distribuição de ensaios do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme. ....	82
Figura 5.14 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de X, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de: a) 50km/h; b) 120km/h. ....	84
Figura 5.15 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de Y, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de: a) 50km/h; b) 120km/h. ....	84
Figura 5.16 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de Z, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de: a) 50km/h; b) 120km/h. ....	85
Figura 5.17 – Distribuição de densidade de fluxo magnético, B, no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de 50km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm. ....	87

Figura 5.18 – Distribuição de densidade de fluxo magnético, B, no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de 120km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 500mm; c) 1000mm e d) 1766,7mm.....	88
Figura 5.19 – Distribuição da densidade de corrente, J, no modelo de simetria à frequência de 5kHz e à velocidade de 50km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm.....	90
Figura 5.20 – Distribuição da densidade de corrente, J, no modelo de simetria à frequência de 5kHz e à velocidade de 120km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 500mm; c) 1000mm e d) 1766,7mm.....	91
Figura 5.21 – Distribuição da densidade de corrente, J, no modelo de simetria à frequência de 100kHz e à velocidade de 50km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm.....	92
Figura 5.22 – Distribuição da densidade de corrente, J, no modelo de simetria à frequência de 100kHz e à velocidade de 120km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 500mm; c) 1000mm e d) 1766,7mm.....	93
Figura 5.23 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz, vista da linha de observação ao longo de: a) X b) Y e c) Z. ....	97
Figura 5.24 – Distribuição de densidade de fluxo magnético, B, no modelo de simetria à frequência de 20kHz, visualizado para as posições do secundário a: a) 0m; b) 7m; c) 10,4m e d) 11,7m. ....	98
Figura 5.25 – Distribuição da densidade de corrente, J, no modelo de simetria à frequência de 20kHz, visualizado para as posições de: a) 0m; b) 7m; c) 10,4m e d) 11,7m.....	100
Figura 5.26 – Forma de onda da tensão e corrente impostas na fase L <sub>12</sub> do primário no modelo de simetria do acoplador magnético para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto. ....	107
Figura 5.27 – Forma de onda da tensão e corrente impostas na fase L <sub>B</sub> do secundário no modelo de simetria do acoplador magnético para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto. ....	107
Figura 5.28 – Gráfico do rendimento em função do ângulo de defasamento da tensão do secundário para o modelo de simetria do acoplador magnético. ....	110
Figura A.1 – Distribuição de densidade de corrente, J, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria, à frequência de 10kHz, visualizado para os ângulos de corrente a: a) 0 rad; b) $\pi/4$ rad; c) $\pi/2$ rad; d) $3\pi/4$ rad.....	122
Figura A.2 – Distribuição de densidade de corrente, J, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria, à frequência de 20kHz, visualizado para os ângulos de corrente a: a) 0 rad; b) $\pi/4$ rad; c) $\pi/2$ rad; d) $3\pi/4$ rad.....	123
Figura A.3 – Distribuição de densidade de corrente, J, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria, à frequência de 50kHz, visualizado para os ângulos de corrente a: a) 0 rad; b) $\pi/4$ rad; c) $\pi/2$ rad; d) $3\pi/4$ rad.....	124
Figura A.4 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz, à velocidade de 70km/h, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, vista da linha de observação ao longo de X. ....	126

Figura A.5 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz, à velocidade de 70km/h, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, vista da linha de observação ao longo de Y.....	127
Figura A.6 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz, à velocidade de 70km/h, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, vista da linha de observação ao longo de Z. ....	127
Figura A.7 – Distribuição da densidade de corrente, J, no modelo de simetria à frequência de 5kHz e à velocidade de 70km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm. ....	128
Figura A.8 – Distribuição da densidade de corrente, J, no modelo de simetria à frequência de 100kHz e à velocidade de 70km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm. ....	129
Figura B.1– Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 1Hz e 10kHz. ....	133
Figura B.2 – Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 10kHz e 20kHz. ....	134
Figura B.3– Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 20kHz e 50kHz. ....	134
Figura B.4– Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 50kHz e 100kHz. ....	135
Figura B.5– Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 100kHz e 200kHz. ....	135



## ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.1– Comparação e aplicações das diferentes tecnologias de carregamento sem contacto. (modificado de [3], [4], [10]).	9
Tabela 2.2 – Vantagens e desvantagens das tecnologias de carregamento de VEs (modificado de [11]).	12
Tabela 2.3 – Níveis de referência para a exposição do público em geral e ocupacional a densidade de fluxo magnético, $B$ .	22
Tabela 3.1 – Dimensões do modelo do acoplador magnético com base nas figuras 3.3 e 3.4.	25
Tabela 3.2 – Atribuição dos materiais.	26
Tabela 3.3 – Características dos materiais.	27
Tabela 3.4 – Definição da excitação por corrente das fases do primário.	28
Tabela 3.5 – Definição do deslocamento da região/fronteira.	30
Tabela 3.6 – Linhas de observação.	30
Tabela 3.7 – Definição da banda e do deslocamento.	31
Tabela 3.8 – Número de elementos finitos.	35
Tabela 3.9 – Características da análise eletromagnética por varrimento de frequência.	35
Tabela 5.1 – Tempos de processamento de análise dos modelos e número de elementos finitos para o ensaio do acoplador magnético em regime estacionário.	68
Tabela 5.2– Fator de Acoplamento, $k$ , com excitação do secundário definida no modelo de simetria, para as frequências de 5, 10, 20, 50 e 100kHz.	79
Tabela 5.3 – Resistência e Indutância dos condutores do primário e bobinas do secundário, com excitação definida no secundário, no modelo inteiro e de simetria, para as frequências de 20kHz.	81
Tabela 5.4 – Distribuição do modelo de simetria pelas várias conjugações de velocidades do secundário e frequência de correntes do primário.	82
Tabela 5.5 – Instantes respetivas posições espaciais escolhidas do secundário em relação ao primário em relação à banda de deslocamento, para o ensaio em regime dinâmico movimento uniforme.	83
Tabela 5.6 – Instantes e respetivas posições espaciais escolhidas do secundário em relação ao primário, para o ensaio em regime dinâmico movimento uniformemente retardado.	95
Tabela 5.7 – Valores de potência instantânea total e energia no secundário para ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme, no modelo de simetria.	102
Tabela 5.8 – Valores de potência instantânea total e energia no secundário para ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniformemente retardado, no modelo de simetria.	102
Tabela 5.9 – Dimensionamento do número de ramos em paralelo de acordo com as secções dos condutores do primário e secundário do modelo de simetria do acoplador magnético para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto.	105

Tabela 5.10 – Número de ramos em paralelo e de condutores do primário e secundário do modelo de simetria do acoplador magnético com base na frequência para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto. ....	106
Tabela 5.11 – Definição das entradas e saídas aplicadas ao modelo de simetria do acoplador magnético, para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto. ....	106
Tabela 5.12 – Potência média total do primário, do secundário e rendimento do modelo de simetria do acoplador magnético para o ângulo de defasamento de 0 radianos, nas frequências de 5, 10, 20, 50 e 100kHz. ....	109
Tabela A.1 – Tempos de processamento e número de elementos finitos resultantes da análise dos modelos para o ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico em movimento uniforme. ....	125
Tabela A.2 – Tempos de processamento e número de elementos finitos resultantes da análise do modelo de simetria para o ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniformemente retardado. ....	130
Tabela A.3 – Tempos de processamento e número de elementos finitos resultantes da análise dos modelos para o ensaio do carregador sem contacto em regime estacionário. ....	131

## Capítulo 1

### Introdução

#### 1.1 – Motivação do trabalho

A dependência energética nos combustíveis fósseis têm provocado um conjunto de questões relacionadas com o aumento das emissões de gases efeito de estufa, tais como as alterações climáticas e a redução da qualidade do ar. Com o propósito de reduzir esta dependência, tem-se assistido a um crescente interesse na utilização de fontes de energia de origem renovável e na utilização dos veículos elétricos (VEs), visto que:

- A eficiência de um sistema de tração elétrico é bastante superior ao de combustão;
- São silenciosos resultando numa baixa poluição sonora;
- Na sua utilização são livres de emissões de gases efeito de estufa.

No entanto, estes ainda possuem desvantagens tais como o elevado tempo de carregamento, mesmo utilizando o carregamento rápido quando comparado com os veículos de combustão interna, e o maior inconveniente inerente aos VEs, as baterias. Fatores inerentes a estas como a baixa capacidade, resultando em peso adicional e no aumento as dimensões do veículo, bem como em reduzidas distâncias percorridas após carregamento, quando comparado com os veículos de combustão interna, e ainda o elevado custo, reduzido tempo de vida e insatisfatória densidade de energia quando comparado com os combustíveis fósseis.

Com o propósito de colmatar algumas destas contrapartidas, surge o interesse pelo o estudo de um ambicioso sistema de transferência de energia constituído por acopladores magnéticos sem contacto para carregamento dinâmico de longa trajetória aplicado a VEs, o qual elimina quaisquer dilemas associados com o carregamento por contacto, pois permite que em carregamento estacionário o condutor apenas necessite de estacionar o veículo e para o carregamento dinâmico seja possível com que este percorra grandes distâncias sem que tenha de parar para carregar, permitindo assim uma redução na quantidade de baterias usadas pelo veículo quando comparado com o carregamento por contacto [1], [2].

Deste modo e para este trabalho será modelado um sistema de transferência de energia sem contacto para carregamento dinâmico de longa trajetória aplicado a veículos elétricos, para que possa ser estudado através da análise pelo método dos elementos finitos (MEF), usando o ambiente de simulação numérica o ANSYS® Maxwell.

## 1.2 – Objetivos

O trabalho apresentado nesta dissertação situa-se no âmbito da análise através do MEF do modelo de um acoplador magnético de longa trajetória sem contacto para ser utilizado como carregador dinâmico em VEs.

Assim, esta dissertação apresenta como principais objetivos:

- Introdução ao conceito de carregador sem contacto, bem como os vários métodos de apreciação dos acopladores magnéticos, aplicados a VEs;
- Construção do modelo de elementos finitos do acoplador magnético para carregador dinâmico de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs;
- Definição de parâmetros de estudo do modelo do acoplador magnético para carregador dinâmico de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs;
- Introdução e formulação do MEF no espaço tridimensional (3D) utilizando elementos finitos do tipo tetraedro de 1ª ordem. Utilização do método de Galerkin para obtenção das análises de elementos finitos por varrimento temporal e de frequência utilizadas no modelo do acoplador magnético para carregador dinâmico de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs;
- Exposição e análise de resultados obtidos para uma gama de valores de frequência e velocidade, através das simulações do modelo do acoplador magnético para carregador dinâmico de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs.

Através dos objetivos acima referidos, é possível analisar e avaliar o modelo do acoplador magnético quanto à sua eficiência, fator de acoplamento e grau de exposição biológica.

### **1.3 – Enquadramento do trabalho**

A dissertação enquadra-se no âmbito da conclusão do curso de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica tendo sido desenvolvida no Instituto Superior de Engenharia de Lisboa. Esta foca-se essencialmente na modelização e análise por elementos finitos de um sistema de transferência de energia sem contacto para o carregamento dinâmico de veículos elétricos.

### **1.4 – Estrutura da dissertação**

A dissertação está dividida em seis capítulos, sendo este o capítulo da introdução, onde é feita a exposição do enquadramento, motivação e objetivos da dissertação.

O segundo capítulo introduz o conceito do carregador sem contacto e categoriza as várias tecnologias, particularizando para a aplicação a VEs, onde são enunciadas as formas e tecnologias de carregamento, bem como a constituição de um sistema de carregamento sem contacto. Subsequentemente são mencionadas com base nas formas de carregamento as diferentes topologias de acopladores magnéticos atualmente existentes para o carregamento sem contacto de VEs. Para completar são enunciados os parâmetros de avaliação da qualidade dos sistemas de carregamento dinâmico sem contacto para VEs, específicos para os acopladores magnéticos.

No terceiro capítulo apresenta-se o desenvolvimento do modelo de elementos finitos do acoplador magnético, no qual são desenvolvidos tópicos como a construção da geometria, definição de materiais e excitações, bem como são estabelecidas as condições de fronteira e deslocamentos ao modelo do sistema de transferência de energia sem contacto para o carregamento dinâmico de veículos elétricos. Neste capítulo é ainda estipulado o número de elementos finitos para cada uma das respetivas análises, os quais permitem um equilíbrio entre a qualidade das simulações e tempo de computação a efetuar ao modelo.

No quarto capítulo é dado ênfase ao processo de análise utilizado, através da fundamentação teórica e formulação do MEF aplicado ao desenvolvimento de acopladores magnéticos. É feita uma apresentação genérica, transpondo-se para programa de simulação utilizado onde são explicadas as análises utilizadas para a obtenção de resultados.

Posteriormente no capítulo cinco são analisados os resultados de simulação numérica obtidos considerados essenciais à avaliação do desempenho e caracterização do modelo, através das várias simulações dos modelos criados, utilizando o programa de análise de elementos finitos.

Para finalizar, o sexto capítulo é dedicado às conclusões, sendo examinado todo o trabalho desenvolvido ao longo desta dissertação, propondo-se ainda algumas perspectivas de desenvolvimento futuro.

## Capítulo 2

# Carregamento de Veículos Elétricos

### 2.1 – Introdução

Nos finais do século XIX a transmissão de energia sem contacto (*wireless*) começou a dar os seus primeiros passos através de H. R. Hertz o qual, em 1888, provou a existência de ondas eletromagnéticas ao gerar uma descarga elétrica entre um transmissor e recetor através de um entreferro. Com base nos trabalhos de Hertz, em 1891, Nikola Tesla desenvolveu uma bobina de indução de alta tensão, a qual usou para demonstrar a transmissão de energia sem contacto, patenteando-a mais tarde em 1897. Em 1899, Nikola Tesla energizou 200 lâmpadas fluorescentes e um motor elétrico a 25 milhas da sua fonte de energia, utilizando transmissão de energia sem contacto. Com apoio financeiro, em 1901, Nikola Tesla começou a construção da Torre Wardenclyffe com intuito de esta ser uma estação de radiotelegrafia transatlântica e um protótipo para um sistema de transferência de energia sem contacto a nível mundial (figura 2.1).



Figura 2.1 – Torre Wardenclyffe.

No entanto, após vários atrasos na construção e contrariedades técnicas o projeto ficou sem fundos acabando por ser abandonada e demolida em 1916, não se registrando quaisquer avanços nesta tecnologia [3]. Todavia, atualmente com o crescente número de dispositivos eletrônicos móveis e com recente interesse nos veículos elétricos esta tecnologia tem conhecido novos desenvolvimentos.

O conceito de um sistema de transferência de energia sem contacto (WPT) genérico é equivalente ao de um transformador, sendo este constituído por um primário (transmissor) ligado a uma fonte de energia o qual transmite energia através de um entreferro usando campos eletromagnéticos ou elétricos ou ainda por micro-ondas para um secundário (recetor) ligado a uma carga elétrica (figura 2.2).

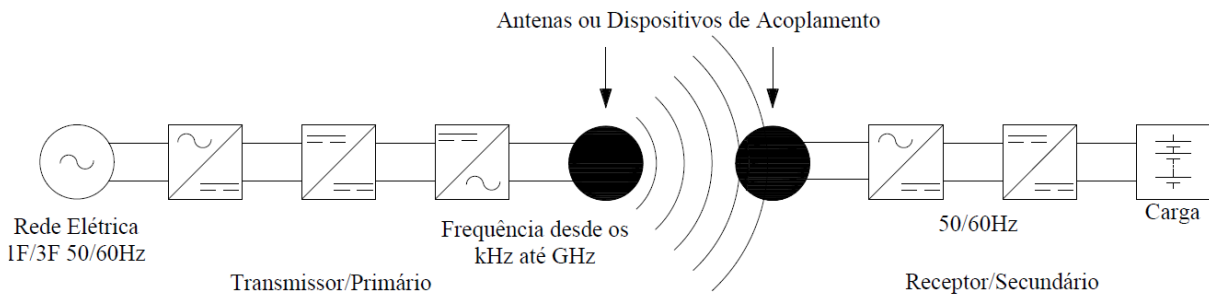


Figura 2.2 – Diagrama genérico de um sistema de transferência de energia sem contacto.

Estes sistemas podem ser classificados quanto à distância e às diferentes formas de carregamento da seguinte forma apresentada na figura 2.3 [3]–[5].

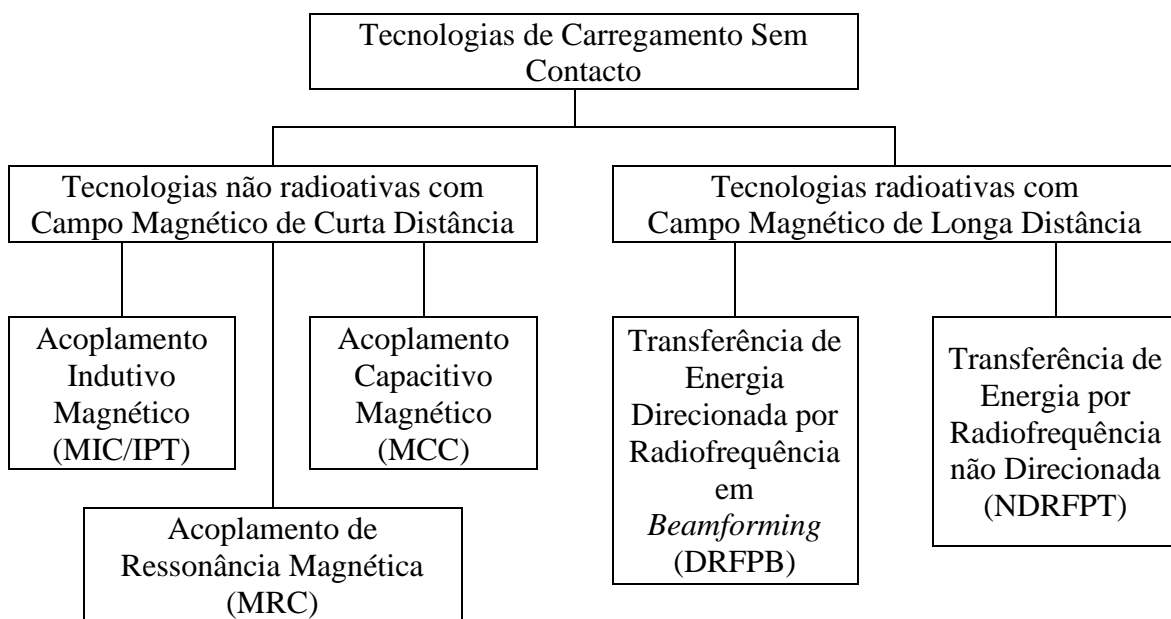


Figura 2.3 – Classificação das tecnologias de carregamento sem contacto.

No que se refere ao Acoplamento Capacitivo Magnético (MCC), este está dependente da área disponível onde é aplicado, o que para um dispositivo portátil e mesmo para o caso de um VE torna-se difícil gerar densidade de potência suficiente para efetuar o seu carregamento. Já a transferência de energia por radiofrequência em *beamforming* (DRFPB) a sua limitação reside no facto do transmissor precisar de saber a localização exata do recetor de modo a efetuar a transferência de energia. Devido às limitações destas duas tecnologias, o carregamento sem contacto é normalmente realizado através das outras restantes três técnicas.

Acoplamento Indutivo Magnético (MIC/IPT) – baseado no campo magnético de indução o qual permite a transferência de energia entre duas bobinas separadas por um entreferro, com base na lei de Ampère, a bobine do primário, transmissora de energia, é percorrida por uma corrente alternada a qual gera um campo magnético variável ao longo do tempo, inferior a um comprimento de onda, induzindo uma tensão e corrente na bobina do secundário, recetora de energia (figura 2.4). Estes sistemas podem ser classificados em acoplamento próximo (*closely coupled*) como é o caso dos transformadores em que operam à frequência da rede (50/60 Hz) e acoplamento solto (*loosely coupled*) [6] que é o caso dos sistemas WPT que operam com uma frequência na ordem dos kHz. Deste modo a eficiência deste sistema está dependente da frequência de funcionamento, do fator de qualidade (Q) inerente ao circuito de compensação, do fator de acoplamento magnético (k) próprio da geometria e da distância entre bobinas a qual varia entre os 10 e os 25 cm. Apesar da limitada distância de transmissão de energia, a potência de carregamento deste sistema é bastante elevada (da ordem dos kW para carregamento de veículos elétricos) [3], [4], [7], [8].

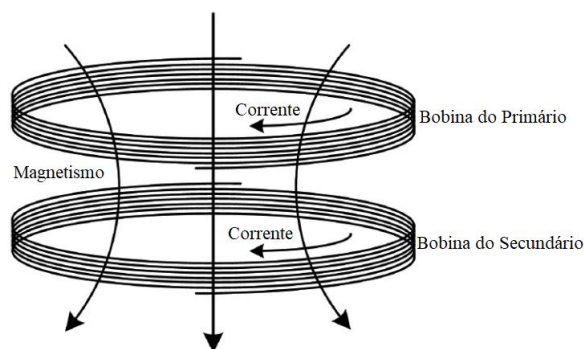


Figura 2.4 – Acoplamento Magnético Indutivo (IPT) (modificado de [3]).

Acoplamento de Ressonância Magnética (MRC) – este sistema é a junção do acoplamento indutivo e ressonância elétrica o qual transfere energia elétrica através de campos magnéticos

variáveis entre duas bobinas ressonantes fortemente acopladas, estando ambas a funcionar à mesma frequência de ressonância, possibilitando assim uma elevada eficiência energética por parte do sistema (figura 2.5). Devido à propriedade da ressonância este possui a vantagem de ser imune a campos magnéticos “vizinhos”, de não requer “linha de visão” para a transferir energia e permite que um transmissor possa transferir energia para vários recetores. A frequência a que este sistema opera é na ordem dos MHz. Tal como o IPT a eficiência do MRC depende dos mesmos fatores apresentados no sistema anteriormente descrito [3], [4], [7], [8].

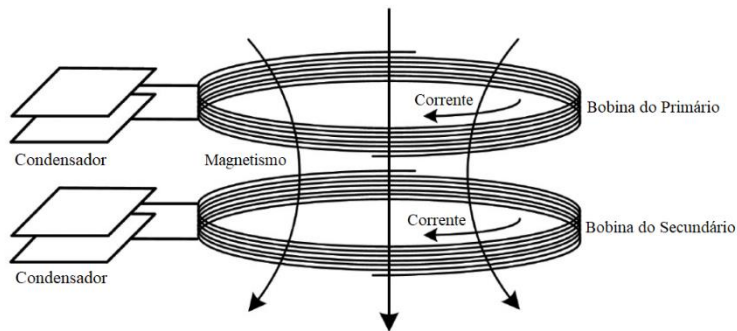


Figura 2.5 – Acoplamento Magnético por Ressonância (MRC) (modificado de [3]).

Transferência de Energia por Radiofrequência não Direcionada (NDRFPT) – esta tecnologia utiliza radiofrequência (RF)/micro-ondas difundidas como um meio para transportar energia, sendo que estas se propagam à velocidade da luz. O sistema em questão inicia a transferência de energia ao converter AC para DC seguido da conversão DC para RF através de um magnetrão do lado transmissor. Após se propagar através do ar, a RF/micro-ondas é capturada pela antena recetora e convertida para eletricidade outra vez, através de um conversor de RF para DC (figura 2.6). O intervalo de frequência a que este sistema opera varia desde os 300 MHz até aos 300 GHz [9].

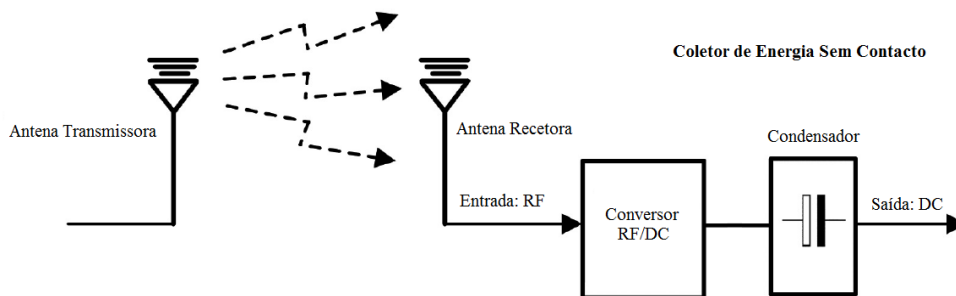


Figura 2.6 – Arquitetura de um sistema de transferência de energia por RF/micro-ondas (modificado de [3]).

A tabela 2.1 compara e mostra as diferentes aplicações das tecnologias de carregamento sem contacto, entre estas está o carregamento de VEs.

Tabela 2.1– Comparação e aplicações das diferentes tecnologias de carregamento sem contacto. (modificado de [3], [4], [10]).

<b>Tecnologia de carregamento sem contacto</b>	<b>Potência</b>	<b>Eficiência</b>	<b>Alcance</b>	<b>Vantagens</b>	<b>Desvantagens</b>	<b>Aplicações</b>
<b>MIC/IPT</b>	Elevada	Elevada	Pequeno	Seguro para humanos; Implementação simples e de baixo custo.	Curta distância de carregamento; Efeito de aquecimento	Manipulação de Robots; Veículos subaquáticos automatizados; Motores/Geradores de indução; VEs; Comboios de alta velocidade; Implantes biomédicos
<b>MRC</b>	Elevada	Elevada	Médio	Carregamento de vários dispositivos em simultâneo;	Complexa Implementação.	VEs; Implantes biomédicos; Escova de dentes indutiva; TVs; Iluminação; Interruptores de parede; Sistemas de Aquecimento; Carregadores sem contacto para portáteis, tablets e telemóveis; Poços petrolíferos; Minas de carvão; bicicletas elétricas; <i>Displays</i> LED; Redes inteligentes.
<b>NDRFPT</b>	Elevada	Baixa	Elevado	Apropriado para aplicações móveis.	Não é seguro quando a exposição à densidade de RF é elevada.	Transmissão televisiva; Transmissão radio em AM; GSM; Routers Wi-Fi; Satélites; WBANs; IoT; M2M; Redes inteligentes.

## 2.2 – Carregamento de Veículos Elétricos

Atualmente existem 3 formas de carregamento de VEs [11]–[15], umas já implementadas, outras na sua fase de desenvolvimento, sendo categorizadas da seguinte forma:

- Estático – o motor do VE encontra desligado e fora da estrada durante um longo período (maior do que 5 minutos). Para além disso o condutor não tem intenção de usar o veículo em breve. Exemplos: estacionado em casa, no escritório ou no supermercado, etc.;
- Estacionário – o motor do veículo pode estar ligado ou desligado, no entanto este já não se encontra em deslocamento durante um curto período (menor do que 5 minutos). Além do mais, é provável que o condutor esteja dentro do veículo, a caminho do seu destino ou pretende usar o veículo novamente em breve. Exemplos: localizado em semáforos, paragens de autocarros e de táxis ou locais de cargas e descargas;
- Dinâmico – o veículo encontra-se em movimento com o condutor a caminho do seu destino, sendo que o tempo de carregamento depende da velocidade deste ou das dimensões da infraestrutura do carregador. Para mais o VE está a ser conduzido em uma faixa de tráfego compartilhada ou uma pista dedicada. Exemplos: Autoestradas, estradas estrategicamente selecionadas.

Cada uma destas formas de carregamento de VEs podem ser efetuadas e relacionadas (figura 2.7) através das seguintes tecnologias de carregamento de VEs apresentadas [11], sendo que cada uma destas apresenta um conjunto de vantagens e desvantagens inerentes às mesmas, tabela 2.2.

- Carregamento por ligação à tomada – o VE necessita de estar estacionado e tem que estar fisicamente ligado a uma fonte de energia, figura 2.8a);
- Carregamento por condução – o VE está em contacto com as linhas de energia através de um pantógrafo, figura 2.8b);
- Carregamento sem contacto – a energia é transferida sem contacto para o VE através de acoplamento indutivo ou ressonância magnética, figura 2.8c).

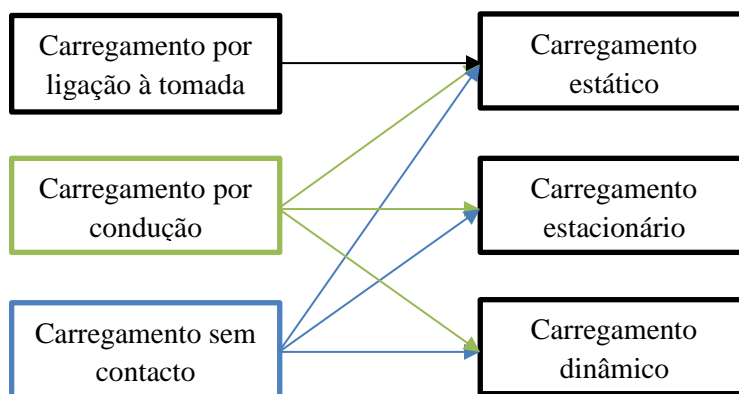


Figura 2.7 – Relação entre as tecnologias e as formas de carregamento de VEs (modificado de [11]).

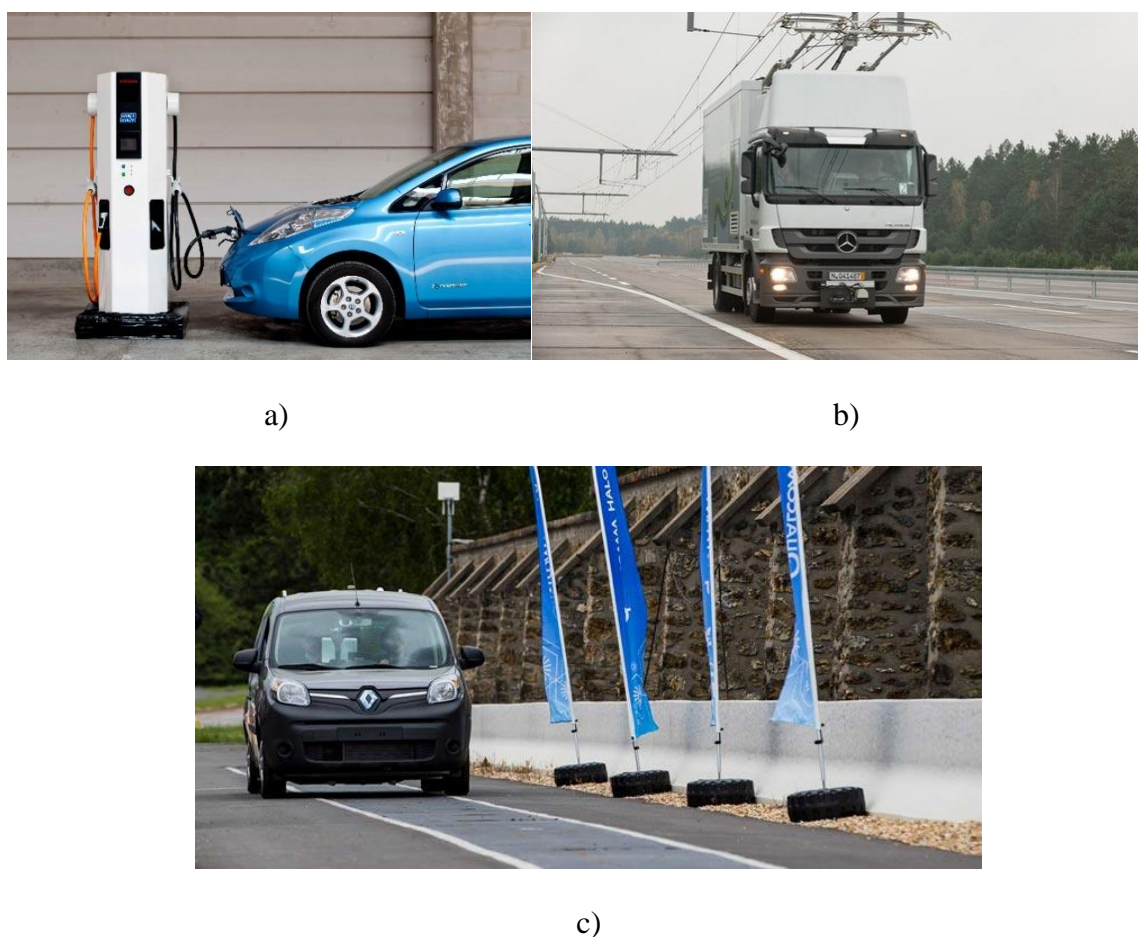


Figura 2.8 – Tecnologias de carregamento de VEs: a) Por ligação à tomada; b) Por condução; c) Sem contacto (retirado de [16] [17]).

Tabela 2.2 – Vantagens e desvantagens das tecnologias de carregamento de VEs (modificado de [11]).

Carregamento por ligação à tomada		Carregamento por condução		Carregamento sem contacto	
Vantagens	Desvantagens	Vantagens	Desvantagens	Vantagens	Desvantagens
Tecnologia bem desenvolvida.	Desconforto para o utilizador; Longos tempos de carregamento; Dimensão e custo das baterias; Preço elevado dos VEs; Veículo precisa de estar estacionado.	Fácil instalação; Dimensão reduzida das baterias; Maiores distâncias percorridas; Conforto para o utilizador; Mobilidade acrescida.	Poluição visual; Sistema de pantógrafo dispendioso.	Dimensão reduzida das baterias; VEs de preço reduzido; Maior autonomia; Conforto para o utilizador; Poluição visual inexistente; Mobilidade acrescida.	Infraestrutura onerosa.

Como é possível constatar o carregamento sem contacto apresenta-se como uma forma de mitigar as principais deficiências inerentes aos VEs. Esta tecnologia de carregamento tem por base o acoplamento indutivo e é constituída por um sistema que funciona do modo apresentado na figura 2.9.

Assim, de acordo com a figura 2.9 a corrente da fonte de alimentação AC é convertida para DC através de um conversor AC-DC com correção do fator de potência. Posteriormente esta é convertida novamente para AC a alta frequência, passando por um circuito de compensação antes da bobina do primário transferir energia para o secundário. No entanto, é importante ter em consideração a possibilidade de haver falha de isolamento da bobina do primário, deste modo um transformador de alta frequência isolado deve ser inserido entre o inversor e a bobine do primário de modo a haver mais segurança e proteção no sistema. Sendo assim, a corrente de alta frequência na bobine transmissora gera um campo magnético alternado que induz uma tensão alternada na bobine recetora. Ao ressoar com o circuito de compensação do secundário, a potência transferida e a eficiência do sistema são significativamente melhoradas. Por fim, dentro do veículo a corrente em AC em alta frequência é retificada de modo a poder carregar as baterias do VE [18].

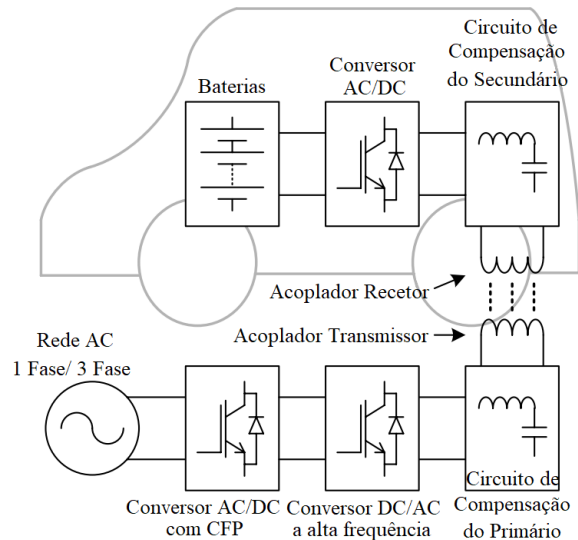


Figura 2.9 – Sistema de carregamento de veículos elétricos sem contacto usando IPT (modificado de [18]).

## 2.3 – Topologias de acopladores magnéticos para carregamento de VEs

Como foi mencionado anteriormente um sistema de carregamento sem contacto para VEs é constituído pelos seguintes componentes:

- Conversores Eletrónicos de Potência e respetivos circuitos de potência;
- Circuitos de compensação;
- Acopladores magnéticos.

Sendo que este último é uma parte essencial do sistema para carregamento sem contacto de VEs, o qual sem uma correta análise e modelização pode resultar num sistema ineficiente para a transferência de energia.

Um acoplador magnético é constituído essencialmente por três camadas, figura 2.10, na camada superior estão as bobinas em que são usados condutores de litz com o intuito de reduzir as perdas nas bobinas provocadas pelos efeitos pelicular e de proximidade. Debaixo destas, uma camada de um material ferromagnético que é colocada com o propósito de conduzir o fluxo magnético. Para finalizar sob esta, uma camada constituída por um material de proteção, como é o caso do alumínio, também designado de armadura, o qual tem como objetivos confinar o fluxo magnético a alta frequência entre os acopladores transmissor e recetor e de reduzir as perdas por correntes de Foucault [18], [19].

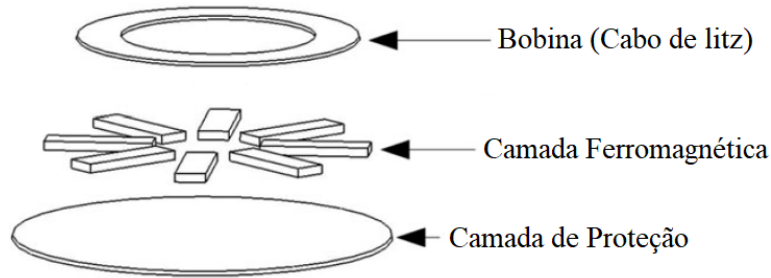


Figura 2.10 – Constituição básica de um acoplador magnético (modificado de [20]).

Normalmente, um sistema de carregamento sem contacto para VEs é constituído por pelo menos dois acopladores magnéticos, um localizado no lado do primário denominado acoplador transmissor e um localizado do lado do secundário colocado no VE denominado acoplador recetor. Dependendo da forma de carregamento do VE o acoplador transmissor pode ser classificado quanto à sua topologia, figura 2.11, podendo ser em bloco/segmentada ou ainda de longa trajetória. É importante ainda referir que por razões óbvias a topologia de acopladores em bloco/segmentada é a única que pode ser utilizada para o acoplador recetor [16] e [18].

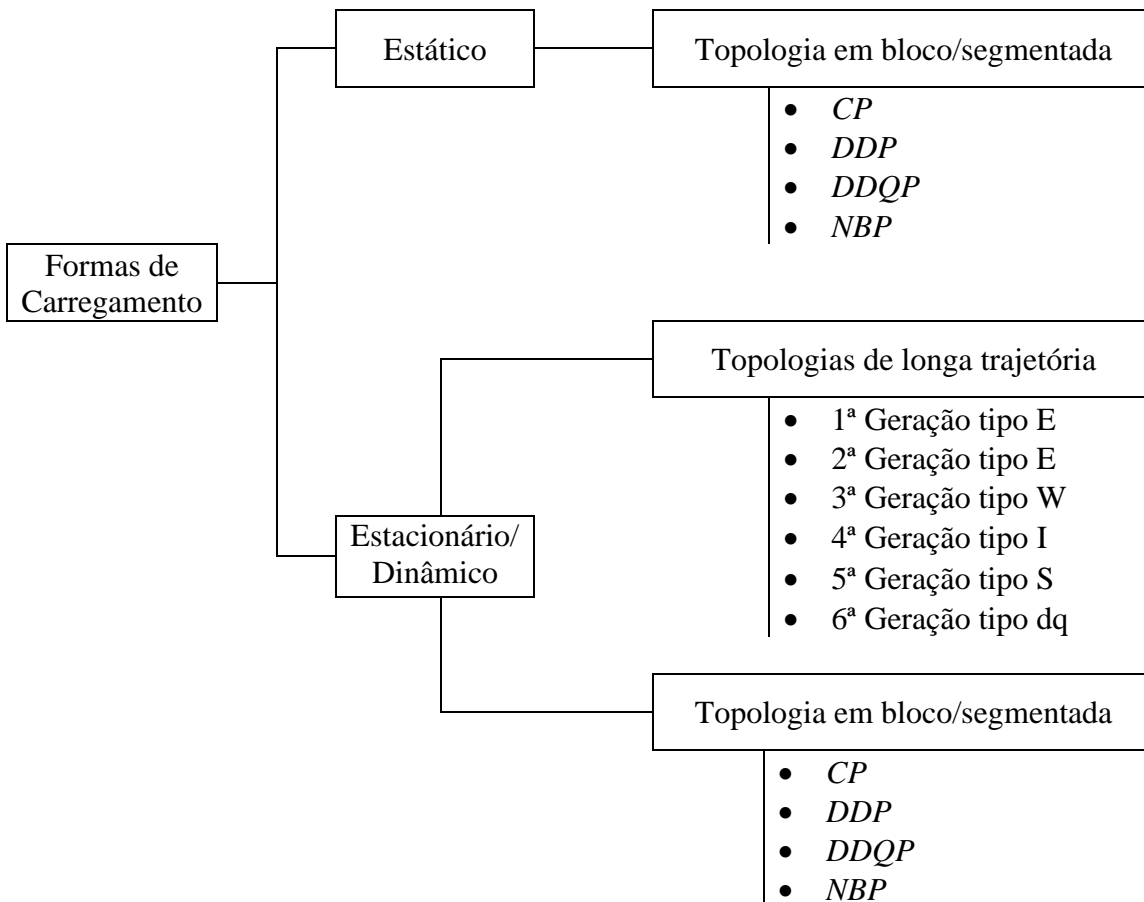


Figura 2.11 – Relacionamento entre as formas de carregamento de VEs e as topologias de acopladores magnéticos.

É importante mencionar que apesar de ambas as topologias de acopladores magnéticos serem exequíveis para carregamento estacionário e dinâmico, figura 2.12, a topologia de acopladores em bloco/segmentada apresenta-se mais vantajosa, uma vez que, esta apresenta maior rendimento, menores interferências eletromagnéticas, derivado de um maior fator de acoplamento quando comparado com a topologia de longa trajetória [18].

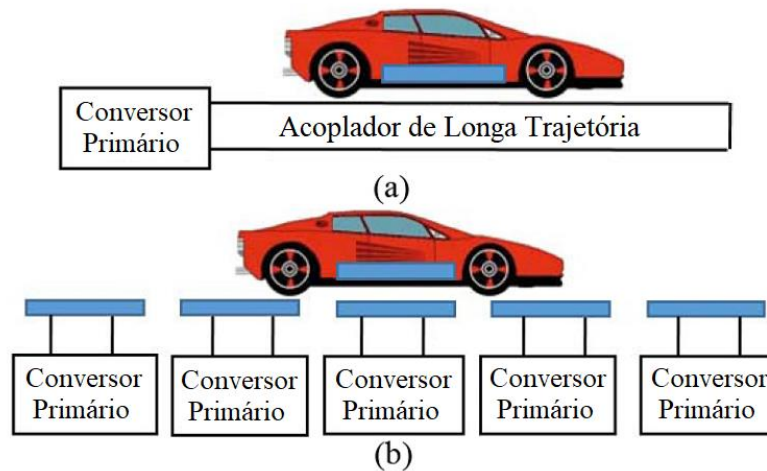


Figura 2.12 – Carregamento sem contacto estacionário/dinâmico aplicado a VEs: a) de longa trajetória; b) em bloco/segmentado (modificado de [21]).

No que se refere às topologias em bloco/segmentada, atualmente, existem quatro modelos, figura 2.13, acoplador unipolar circular (CP) [20], acoplador bipolar duplamente retangular (DDP) [22], [23], acoplador bipolar duplamente retangular em quadratura (DDQP) [22], [24], [25] e o novo acoplador bipolar (NBP) [6], [25]. É importante mencionar que cada um destes acopladores de topologia em bloco/segmentada surge de um melhoramento do fator de acoplamento ou da redução dos custos de fabrico em relação ao anterior, de acordo com a ordem anteriormente apresentada.

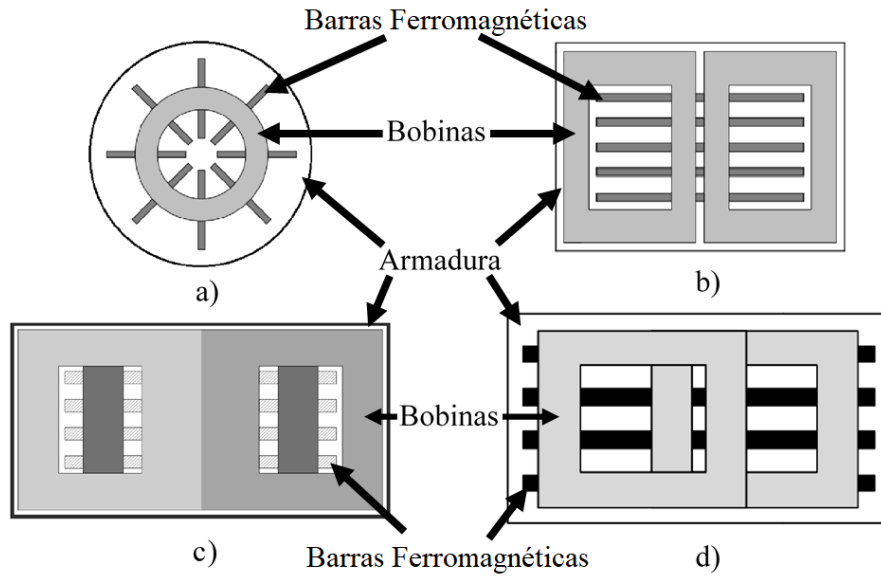


Figura 2.13 – Acopladores de distribuição de fluxo magnético unilaterial em bloco: a) Acoplador unipolar circular; b) Acoplador bipolar duplamente retangular; c) Acoplador duplamente retangular e em quadratura; d) Novo acoplador bipolar (modificado de [18], [22], [25]).

Em relação às topologias de longa trajetória, presentemente existem seis modelos de acoplador transmissor cada um categorizado pela sua geração e em alguns casos específicos pela forma do material ferromagnético, em E [26], [27], W [26], [28], I [26], [29], [30] e S [31], [32], como se apresenta na figura 2.14.

Tendo em conta a topologia de longa trajetória de terceira geração tipo W, esta está dependente da disposição dos condutores podendo ainda apresentar quatro modelos adicionais, monofásico, monofásico em meandro, trifásico convencional e trifásico proposto, figura 2.15. Cada uma destas topologias de longa trajetória de terceira geração surge com o intuito de uma redução do fluxo magnético de dispersão em relação às anteriores, de acordo com a disposição anteriormente exibida, ou seja, o modelo trifásico proposto é o que apresenta maior redução do fluxo de dispersão, para além poder transferir mais energia para o acoplador recetor, a par com o trifásico convencional, [28].

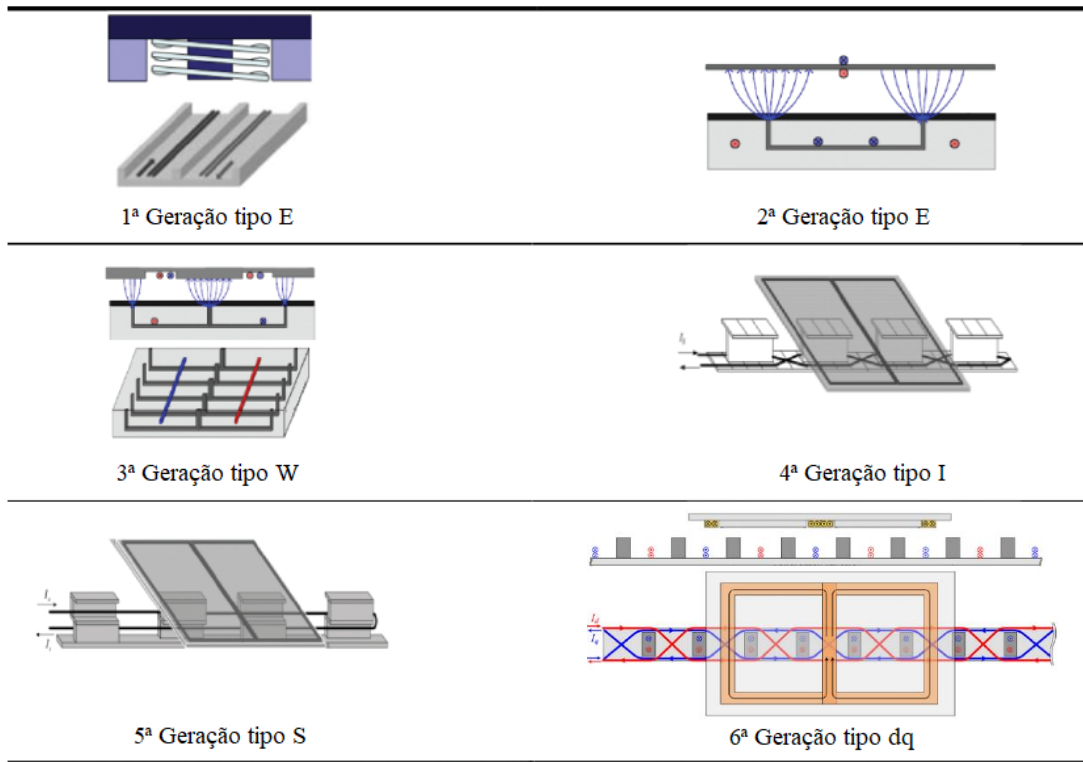


Figura 2.14 – Acopladores de distribuição de fluxo magnético unilateral de longa trajetória para carregamento estacionário e dinâmico (modificado de [33]).

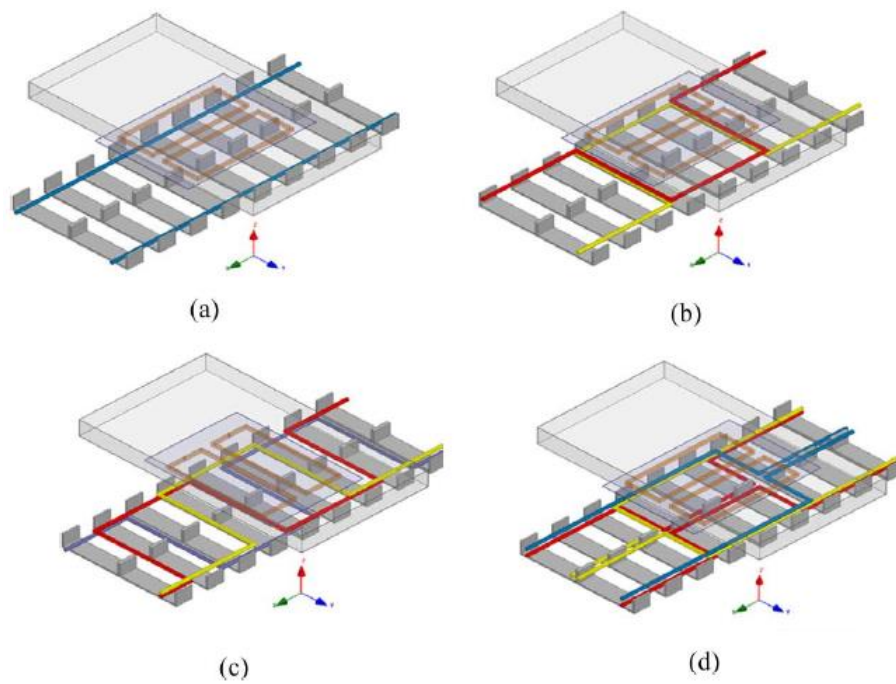


Figura 2.15 – Acopladores de longa trajetória de 3ª geração tipo W: a) Monofásico; b) Monofásico em meandro; c) Trifásico convencional; d) Trifásico Proposto (modificado de [28]).

## 2.4 – Avaliação dos sistemas de carregamento sem contacto para VEs

Para o desenvolvimento de um sistema de carregamento sem contacto para VEs é preciso ter em conta um conjunto de parâmetros que permitem avaliar a qualidade do sistema quanto à sua aplicabilidade [18], [19]. Estes podem interagir uns com os outros, dificultando a otimização do sistema.

- Coeficiente/Fator de acoplamento magnético ( $k$ );
- Temperatura máxima de funcionamento;
- Eficiência energética global e específica;
- Dimensões e peso;
- Estabilidade e controlo;
- Fator de qualidade ( $Q$ );
- Velocidade de comutação;
- Relação custo/eficiência;
- Grau de exposição biológica;
- Garantir as necessidades energéticas da carga.

É essencial referir que certos parâmetros são mais fulcrais para avaliação da qualidade dos acopladores magnéticos num sistema WPT para VEs, como é o caso por exemplo do fator de acoplamento ( $k$ ), do que por exemplo o fator de qualidade ( $Q$ ) ou a velocidade de comutação, uma vez que são parâmetros mais intrínsecos aos circuitos de compensação e conversores eletrónicos de potência, respetivamente.

### 2.4.1 – Coeficiente/Fator de Acoplamento Magnético ( $k$ )

De acordo com a lei de indução de Faraday e considerando um sistema WPT para carregamento de VEs constituído por duas bobinas,  $L_1$  e  $L_2$ , acopladas magneticamente entre si com uma indutância mútua linear,  $M$ , o fator de acoplamento,  $k$ , é dado pela expressão (2.1) [34].

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 + L_2}} \quad 0 \leq k \leq 1 \quad (2.1)$$

Quando o fator de acoplamento é nulo significa que não há fluxo ligado entre as duas bobinas e, portanto, não existe acoplamento magnético resultando numa não transferência de energia entre acopladores. Por outro lado, com um fator de acoplamento unitário, significa que o fluxo encontra-se totalmente ligado entre a bobina do primário e secundário, resultando num acoplamento total entre o fluxo da bobina transmissora e recetora. No caso de um sistema WPT para carregamento estacionário de VEs, o fator de acoplamento apresenta valores baixos, com  $k = 0,2$ , [18].

Deste modo, sendo um dos fatores mais importantes num sistema WPT para carregamento de VEs, no que se refere à eficiência de transferência de energia entre acopladores, e de modo a que este tenha valores mais próximos do unitário, é importante ter em conta que, quanto maior for a dimensão dos acopladores, para uma distância de entreferro fixa, melhor serão os valores fator de acoplamento. No entanto, apesar de uma melhor eficiência na transferência de energia poder ser obtida através do aumento das dimensões dos acopladores, esta não é a melhor prática a adotar.

Uma outra abordagem passa pela alteração do formato dos acopladores magnéticos, isto é, com dimensões e materiais idênticos, ao modificar a geometria e a configuração do acoplador, diferenças significativas podem ser obtidas quanto ao fator de acoplamento, de tal modo, que podem levar a uma melhoria entre 50 a 100% em comparação com formatos apresentados. Sendo assim, torna-se ideal modificar a geometria e a configuração do acoplador, ao invés de aumentar as suas dimensões [18].

### 2.4.2 – Fator de Qualidade (Q)

Num sistema de WPT de carregamento de VEs, de modo a maximizar a transferência de energia entre acopladores, é necessário que ambos estejam a funcionar à mesma frequência de ressonância. Uma vez que, este se comporta de modo semelhante a um circuito RLC, indicada na figura 2.16. em que a frequência de ressonância  $f_0$ , e o fator de qualidade  $Q$ , são dados pelas expressões (2.2) e (2.3) [7].

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

$$Q = \frac{f_0}{2\pi R} = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (2.3)$$

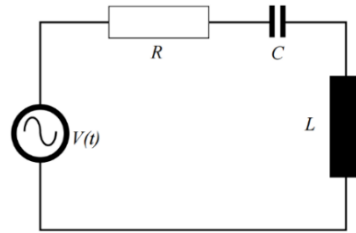


Figura 2.16 – Esquema elétrico de um circuito RLC.

De modo a aumentar a eficiência do sistema de WPT é importante que este tenha um elevado fator de qualidade. Analisando a expressão do fator de qualidade é possível constatar que podemos aumentar o fator de qualidade de dois modos: a primeira opção consiste em aumentar a indutância da bobina, isto pode ser obtido através do aumento do número de espiras das bobinas ou do aumento da relutância do circuito magnético, contudo apesar de uma melhor eficiência na transferência de energia poder ser obtida, esta não é uma boa opção a adotar, uma vez que é preferível ter um fator de qualidade elevado minimizando as dimensões e custos dos acopladores; a segunda opção, consiste em aumentar a frequência de ressonância do sistema WPT para carregamento de VEs. Atualmente a frequência adotada situa-se na gama entre 20kHz e os 150kHz com o intuito de balancear eficiência do sistema e custos. Nesta faixa de frequências é usado condutor de litz de modo a minimizar as perdas no cobre por efeito pelicular, [18].

### 2.4.3 – Grau de Exposição Biológica

Uma das principais vantagens do carregamento sem contacto para VEs é a simplicidade no processo de carregamento, a qual evita que o utilizador tenha de fazer manobras de ligar e desligar a fonte de carregamento ao VE, permitindo apenas que o utilizador estacione ou mantenha o VE em movimento sobre um sistema WPT. No entanto, no carregamento sem contacto existe um campo magnético de alta frequência entre as bobinas transmissora e recetora que está na base do sistema WPT e que não pode ser isolado. O entreferro que separa as duas bobinas provoca um considerado campo magnético de dispersão. De modo a garantir o cumprimento das normas de segurança num sistema WPT, a frequência e amplitude do campo magnético de dispersão devem ser controladas. Deste modo devem ser definidas zonas de segurança para um carregamento sem contacto de VEs, no qual deve ser garantido que a

densidade do fluxo magnético deve atender às diretrizes de segurança quando, por exemplo, um indivíduo se encontra fora do VE ou no interior deste, [35].

Atualmente existem duas organizações que procederam à publicação de normas referentes a níveis de segurança com respeito à exposição humana a campos eletromagnético com gamas de frequência até aos 300 GHz:

- Comissão Internacional sobre Proteção contra Radiações Não Ionizantes (ICNIRP), tendo publicado as diretrizes ICNIRP 1998, [36], e ICNIRP 2010 (emenda de 1998), [37];
- Instituto de Engenheiros Eletrónicos e Eletrotécnicos (IEEE) publicando as normas IEEE Std. C95.1<sup>TM</sup>-2005, [38], e IEEE Std. C95.1a<sup>TM</sup>-2010 (emenda de 2005), [39].

Ambas definem dois níveis de referência para a exposição biológica a campos eletromagnéticos: o nível ocupacional, direcionado a profissionais da área da eletrónica, eletricidade e eletrotécnica, e o nível público geral. Assim, na tabela 2.3 apresentam-se os limites de exposição biológicos definidos pelas diretrizes destas duas organizações.

Tabela 2.3 – Níveis de referência para a exposição do público em geral e ocupacional a densidade de fluxo magnético,  $B$ .

		Frequência [kHz]					
		0,8–150	0,82–65	65–10×10 <sup>3</sup>	3–10×10 <sup>3</sup>	3,35–5×10 <sup>3</sup>	
ICNIRP 1998	Público Geral	6,25					$B$ [ $\mu T$ ]
	Ocupacional		30,7	$2/f^{(1)}$			
ICNIRP 2010	Público Geral				27		
	Ocupacional				100		
IEEE Std. C95.1 <sup>TM</sup> - 2005	Público Geral	Cabeça e Tronco				205	
		Membros				1130	
	Ocupacional	Cabeça e Tronco				615	
		Membros				1130	
IEEE Std. C95.1a <sup>TM</sup> - 2010	Público Geral	Cabeça e Tronco	Não existe quaisquer modificações referente à IEEE Std. C95.1 <sup>TM</sup> -2005				
		Membros					
	Ocupacional	Cabeça e Tronco					
		Membros					

Notas: <sup>(1)</sup> –  $f$  medida em MHz.

## 2.5 – Conclusões

Neste capítulo é introduzido o conceito do carregador sem contacto e são comparadas as várias tecnologias, bem como, as aplicações de cada uma, tendo como especial foco os VEs. Para a construção de um sistema WPT para carregamento de VEs é possível constatar que este depende essencialmente da forma ou método de carregamento e dos parâmetros de avaliação da qualidade do sistema WPT. Parâmetros tais como fator de acoplamento,  $k$ , eficiência global ou particular do sistema e limites de exposição biológica, entre outros, permitem avaliar a qualidade do sistema WPT para o carregamento de VE.

## Capítulo 3

# Modelização dos Acopladores Magnéticos

### 3.1 – Pré-Processamento

O modelo do acoplador magnético para carregamento estacionário ou dinâmico de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs escolhido para análise de elementos finitos, trata-se de um acoplador magnético de terceira geração do tipo W trifásico. Na figura 3.1 apresenta-se o modelo que será utilizado na fase de pré-processamento, correspondente ao desenvolvimento do modelo geométrico do acoplador magnético proposto.

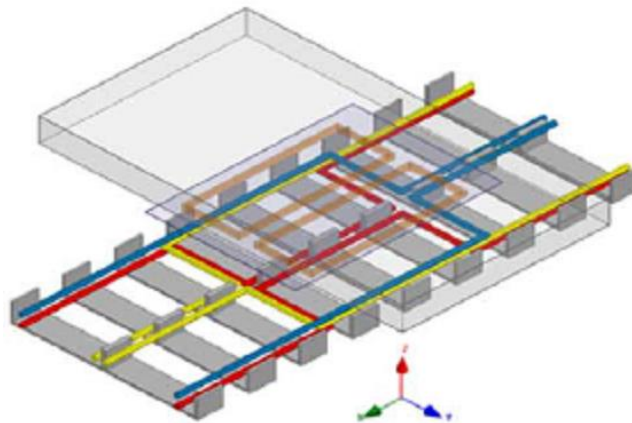


Figura 3.1 – Acoplador magnético de carregamento de longa trajetória sem contacto do tipo W trifásico aplicado a VEs (retirado de [28]).

### 3.2 – Geometria

A construção do modelo geométrico do acoplador magnético utilizou técnicas de desenho assistido por computador (CAD), através do software ANSYS® Workbench™, que permitiu o desenvolvimento do modelo tridimensional do modelo do acoplador magnético de carregamento de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs, sendo este formado pelos elementos constituintes apresentados nas figuras 3.2 a 3.4 e pelas dimensões da tabela 3.1.

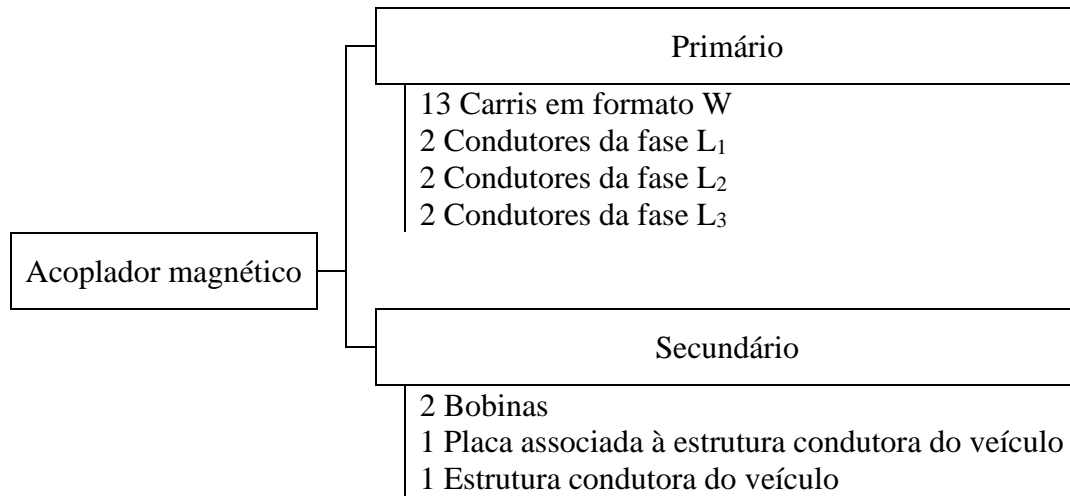


Figura 3.2 – Constituição do acoplador magnético de carregamento de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs.

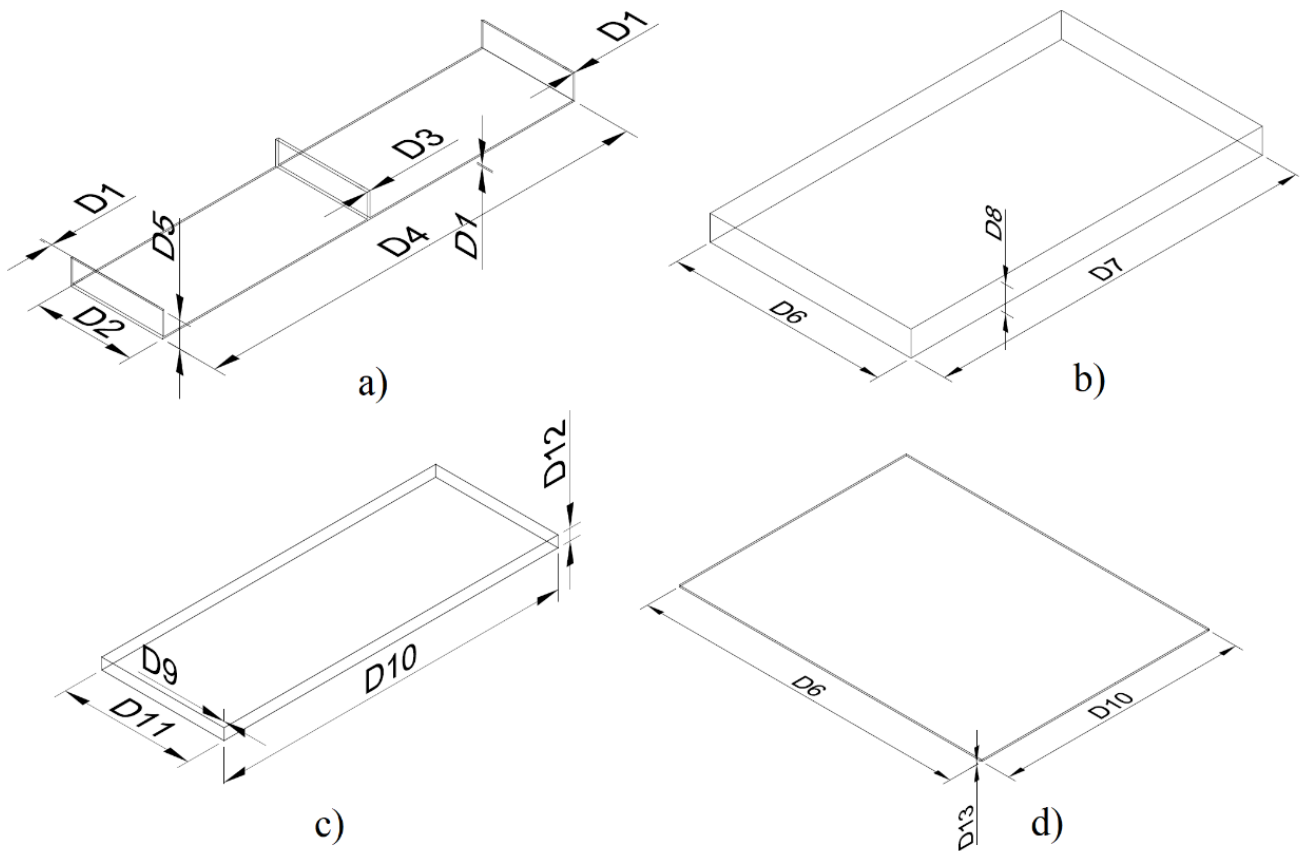


Figura 3.3 – Constituição do acoplador magnético de carregamento de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs: a) Carril em formato W; b) Estrutura condutora do veículo; c) Bobina; d) Placa associada à estrutura condutora do veículo.

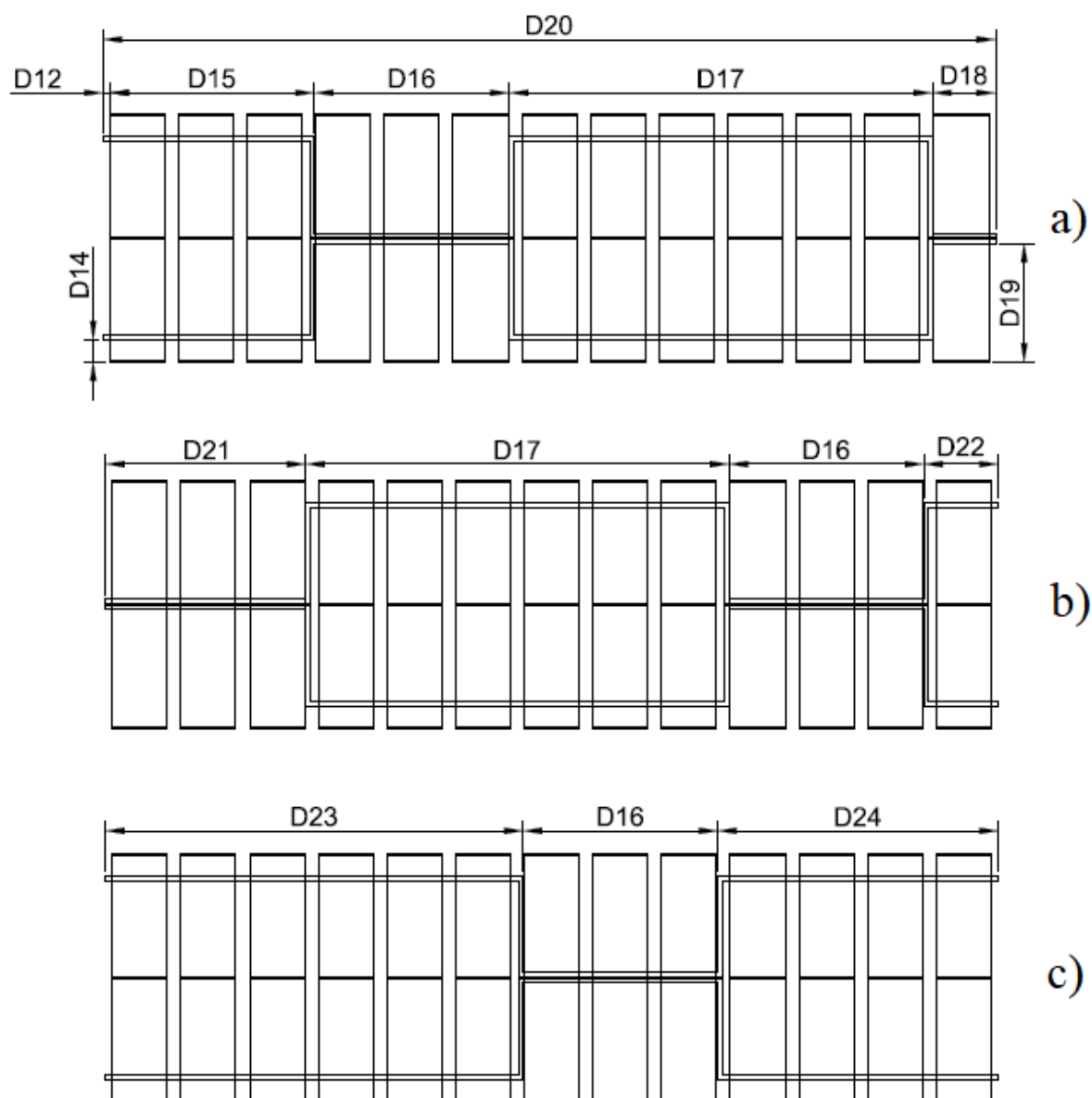


Figura 3.4 – Constituição do acoplador magnético de carregamento de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs: Disposição dos condutores: a)  $L_1$ ; b)  $L_2$ ; c)  $L_3$ .

Tabela 3.1 – Dimensões do modelo do acoplador magnético com base nas figuras 3.3 e 3.4.

D1 = 2,5 mm	D7 = 1400 mm	D13 = 4 mm	D19 = 344,9 mm
D2 = 160 mm	D8 = 100 mm	D14 = 64,9 mm	D20 = 2600 mm
D3 = 5 mm	D9 = 0,4167 mm	D15 = 596,3 mm	D21 = 583,7 mm
D4 = 720 mm	D10 = 600 mm	D16 = 567,4 mm	D22 = 216,3 mm
D5 = 43,3 mm	D11 = 220 mm	D17 = 1232,6 mm	D23 = 1216,3 mm
D6 = 800 mm	D12 = 20 mm	D18 = 183,7 mm	D24 = 816,3 mm

É ainda importante mencionar que:

- A separação entre o primário e o secundário é de 100 mm;
- As bobinas estão separadas entre si por 80 mm.
- Os condutores de cada uma das respetivas fases têm uma secção quadrada (de modo a reduzir o tempo de processamento do modelo) de 158,76 mm<sup>2</sup> estando estes ainda separados de 1 mm entre si.

### 3.3 – Materiais e Circuitos Elétricos

#### 3.3.1 – Materiais

Terminada a construção do modelo geométrico tridimensional do acoplador magnético este foi transferido para o software ANSYS<sup>®</sup> Maxwell, para atribuição das características dos materiais, definição dos circuitos elétricos (excitação do modelo), condições fronteira e deslocamentos. Na tabela 3.2 é feita a atribuição dos materiais às respetivas geometrias do modelo.

Tabela 3.2 – Atribuição dos materiais.

		Primário		Secundário			Região
		Carris em W	Condutores das fases	Bobinas	Placa associada à estrutura condutora do veículo	Estrutura condutora do veículo	
Materiais	Alumínio					✓	
	Cobre		✓	✓			
	Ferrite	✓			✓		
	Ar						✓

Sendo a ferrite um material ferromagnético é importante mencionar que este foi caracterizado por uma característica magnética linear, dado que a análise por varrimento de frequência (*eddy current*), no software utilizado, não permite a inclusão de materiais com características

magnéticas não-lineares. Assim, na tabela 3.3 são indicadas as características dos materiais utilizados no acoplador magnético.

Tabela 3.3 – Características dos materiais.

Características	Materiais			
	Alumínio	Cobre	Ferrite	Ar
Permeabilidade magnética relativa, $\mu_r$	1	1	3200	1
Constante dielétrica, $\varepsilon_0$	1	1	12	1
Condutividade Elétrica, $\sigma$ [ $MS / m$ ]	38	58	0,01	0

### 3.3.2 – Circuitos Elétricos – Excitação

Para a análise do modelo do acoplador magnético utilizaram-se dois tipos de análises eletromagnéticas, por varrimento de frequência e por varrimento temporal, as quais requerem determinados requisitos para a atribuição de excitação.

- Independentemente do tipo de simulação e para que fosse possível efetuar a excitação dos condutores do primário recorreu-se ao afastamento destes de 20mm (figura 3.4 a) a c)), D12, em relação aos carris em W;
- Para as simulações utilizadas nos ensaios realizados em 5.2 e 5.3 a excitação foi realizada por imposição dos valores de corrente, indicados na tabela 3.4, em ambas as faces das extremidades dos condutores do primário, nos quais são ainda definidos os sentidos pelo qual a respetiva corrente flui;
- No que diz respeito aos ensaios realizados em 5.4, a excitação das simulações foi feita criando um circuito externo utilizando o software ANSYS® Simplorer, deste modo pormenores sobre o tipo de excitações utilizadas para os diferentes ensaios realizados em 5.4, poderão ser encontrados ao longo do respetivo capítulo;
- Com o intuito de desprezar os efeitos pelicular e de proximidade e simular a utilização de condutores de litz, em ambas as análises os condutores são definidos como sendo do tipo “*stranded*”, possibilitando assim que um condutor sólido possa ser constituído por

vários condutores, no entanto e de modo a que ocorra a transferência de energia do primário para o secundário, para todos os ensaios realizados, os efeitos das correntes de Foucault (*eddy effects*) são considerados;

É importante ainda mencionar que apesar de ser possível definir vários condutores em série e em paralelo na análise magnética por varrimento temporal, tal não é possível na análise magnética por varrimento de frequência, como tal cada fase foi definida por apenas um condutor do tipo litz.

Tabela 3.4 – Definição da excitação por corrente das fases do primário.

Fases	Corrente [A]	Ângulo de Fase [rad]
L <sub>1</sub>	60	0
L <sub>2</sub>		$-\frac{2}{3}\pi$
L <sub>3</sub>		$\frac{2}{3}\pi$

### 3.4 – Condições de Fronteira e Banda de Deslocamento

#### 3.4.1 – Condições de Fronteira

As condições de fronteira permitem controlar as características de planos, faces ou interfaces entre objetos. O uso inadequado das condições de fronteira pode levar a resultados inconsistentes e sem sentido com a realidade. No entanto, quando usadas corretamente e com sucesso podem ser utilizadas para reduzir a complexidade do modelo e com isso o tempo de computação.

Aqui será descrito de modo breve as condições de fronteira utilizadas nas análises por varrimento temporal e de frequência, tendo-se utilizado as mesmas condições de fronteira em ambas as análises.

1. Condições de fronteira pré-definidas ou padrão:

- Condição de fronteira Dirichlet – Aplicado nas fronteiras exteriores. Isto significa que o campo  $H$  é tangencial à fronteira, logo o fluxo não pode atravessá-lo;
- Condição fronteira de Neumann – Aplicado na interface entre geometrias/objetos, isto quer dizer que o campo  $H$  é contínuo ao longo da fronteira.

Ambas condições de fronteira, Dirichlet e Neumann são aplicadas por padrão ao ser definida uma região/fronteira de formato paralelepipedal ou cúbica no qual o modelo deve ser analisado, esta é centrada na geometria do modelo e deve ser deslocada em relação ao mesmo (tabela 3.5).

2. Condições de fronteira definidas:

- Condição fronteira de simetria – Existem dois tipos de simetrias magnéticas aplicáveis, simetria ímpar (fluxo tangencial) e simetria par (fluxo normal). A simetria ímpar define o campo  $H$  como sendo tangencial à fronteira, isto é equivalente à condição fronteira de Dirichlet. A simetria par define o campo  $H$  como sendo normal à fronteira. É importante relembrar que a simetria geométrica pode não significar que exista simetria magnética em todos os casos. A condição fronteira de simetria permite analisar apenas partes de um modelo, o que possibilita reduzir o tamanho e a complexidade do mesmo, diminuindo assim o tempo de computação.

Tabela 3.5 – Definição do deslocamento da região/fronteira.

Sistema de coordenadas	Percentagens de deslocamento [%]	
	Com os segmentos de reta <sup>(1)</sup>	Sem os segmentos de reta <sup>(2)</sup>
+X	0	0
-X	0	0
+Y	0	35
-Y	35	45
+Z	11 <sup>(3)</sup>	10 <sup>(3)</sup>
-Z	0	10

Notas:

<sup>(1)</sup> – Utilizado nos ensaios realizados em 5.2 a 5.3.

<sup>(2)</sup> – Utilizado nos ensaios realizados em 5.4.

<sup>(3)</sup> – No caso do modelo de simetria o valor da percentagem é zero para o sistema de coordenadas +Z.

Foram definidas 3 linhas de observação para a recolha de dados, através da colocação de 3 segmentos de reta ao longo dos eixos de coordenadas indicados na tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Linhas de observação

Segmento de Reta	Coordenadas de Origem (x,y,z) [mm]	Dimensões [mm]
Ao longo de X	(180,43.3,540)	2600
Ao longo de Y	(240,43.3,540)	2000
Ao longo de Z	(240,43.3,340)	200

Nota: Para os ensaios realizados em 5.3.2, as dimensões do segmento de reta ao longo de X são ampliadas para 21600mm.

O modelo de simetria do acoplador magnético permite reduzir o tempo de processamento e otimizar a malha de elementos finitos em relação ao modelo inteiro. Assim, no plano de simetria aplicou-se uma condição fronteira com simetria uniforme/fluxo periódica o que significa que a intensidade de campo magnético,  $H$ , é par em relação ao plano de simetria.

É importante ainda mencionar que, apesar de ser possível usar uma condição fronteira de isolamento (a qual define uma folha fina e perfeitamente isolante entre os condutores em

contacto) nos condutores do primário com o objetivo de os colocar juntos uns dos outros, tal não foi efetuado, uma vez que, não era possível a conclusão das análises eletromagnéticas por varrimento de frequência, resultando na inviabilidade em utilizar esta condição fronteira. Assim sendo, de modo a contornar este inconveniente recorreu-se à separação de 1 mm entre os condutores do primário.

### 3.4.2 – Banda de Deslocamento

Recorrendo-se apenas às análises eletromagnéticas por varrimento temporal efetuou-se o deslocamento do secundário ao longo do primário. Para tal, foi necessário criar um volume, enunciado na tabela 3.7, designado por banda, que engloba as geometrias que se deslocam (secundário) e que permite que estas se desloquem dentro desta e que separa das geometrias que não se deslocam (primário).

Tabela 3.7 – Definição da banda e do deslocamento.

Posição do eixo	X	180	[mm]
	Y	280	
	Z	1090	
Coordenadas	X	2600	
	Y	170	
	Z	1450	
Limite do deslocamento		2580	
Tipo de deslocamento		Translação ao longo do eixo X.	

Nota: Para os ensaios realizados em 5.3.2 as coordenadas do eixo X são ampliadas para 21600mm.

No entanto, de modo a que fosse possível efetuar análises e consequente recolha de dados foi ainda necessário dividir ao meio a estrutura condutora do veículo e a placa anexada a este, representado pela figura 3.5, para que tal fosse exequível. Este corte não afeta quaisquer resultados obtidos.

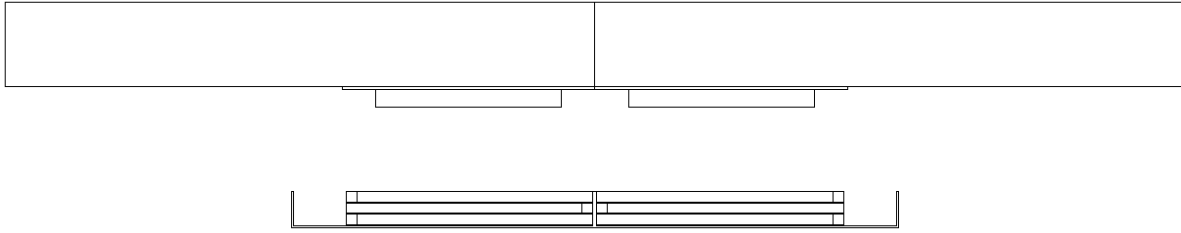


Figura 3.5 – Vista frontal do modelo do acoplador magnético utilizado para a análise eletromagnética por varrimento temporal.

Em suma, ao todo construíram-se quatro modelos do acoplador magnético para carregador dinâmico de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs, dois para a análise eletromagnética por varrimento de frequência, figura 3.6 e 3.7, e os restantes para a análise eletromagnética por varrimento temporal, figura 3.8 a 3.10, cada um correspondendo ao modelo integral e de simetria longitudinal.

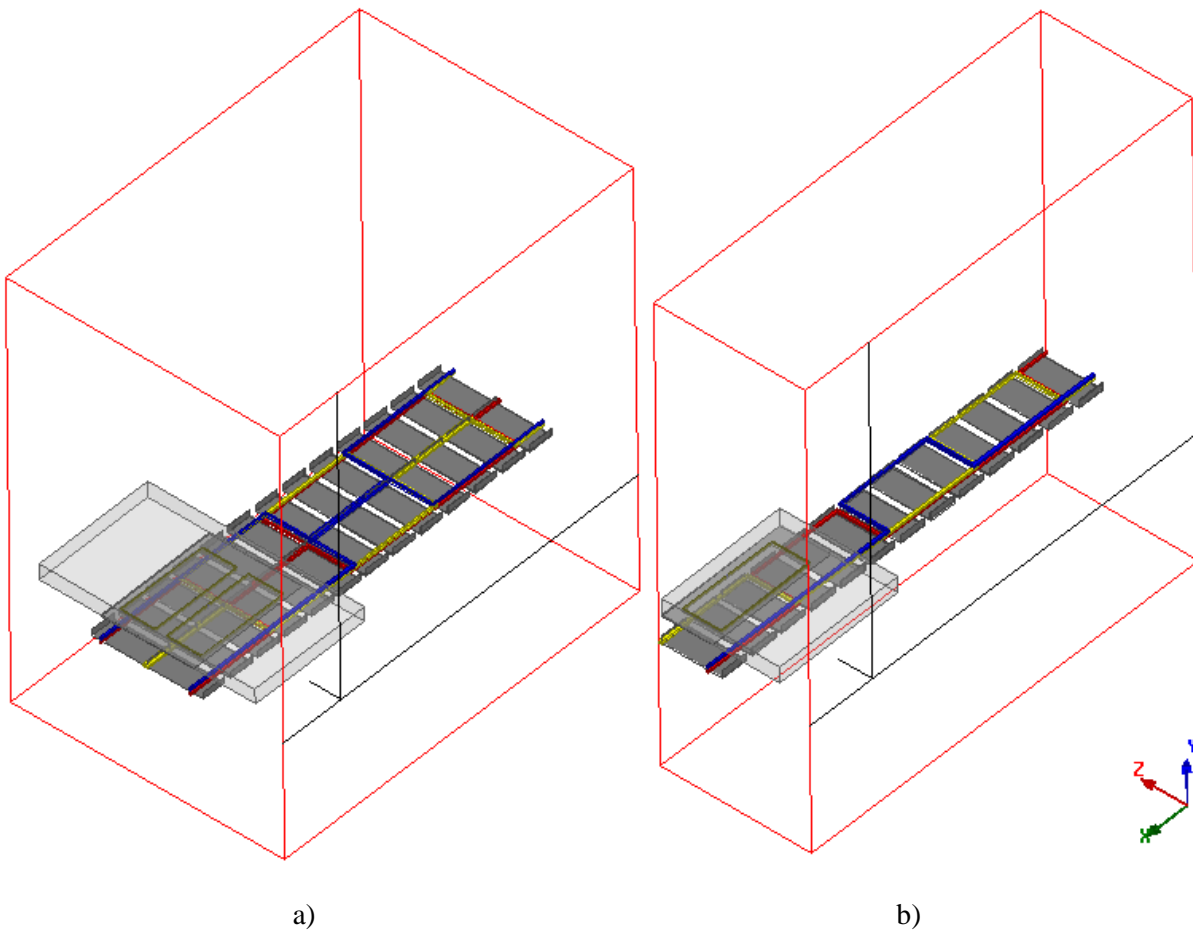


Figura 3.6 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento de frequência. Com região e segmentos de reta: a) Modelo integral; b) Modelo de simetria longitudinal.

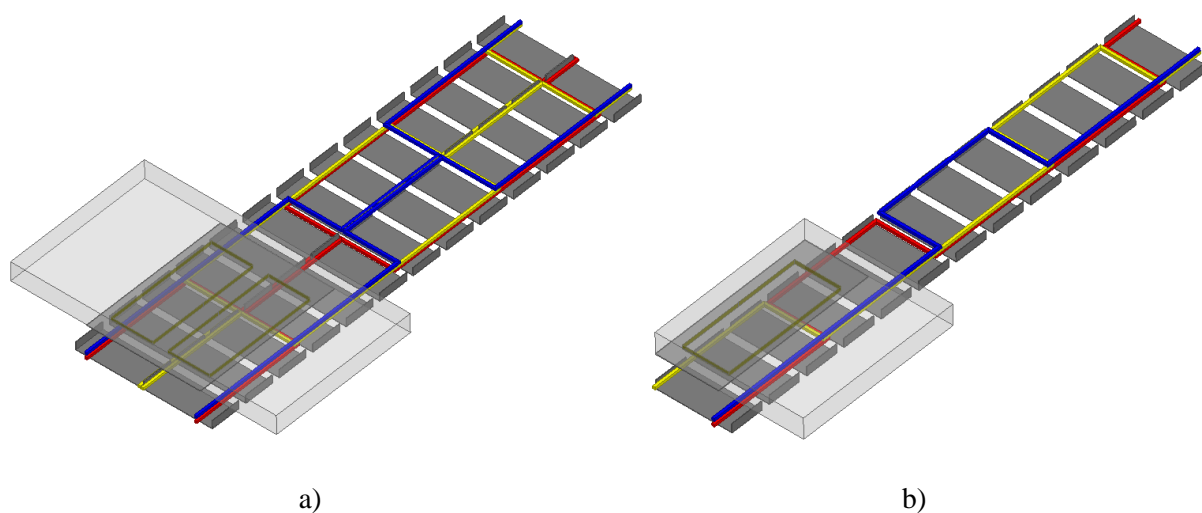


Figura 3.7 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento de frequência. Sem região e segmentos de reta: a) Modelo integral; b) Modelo de simetria longitudinal.

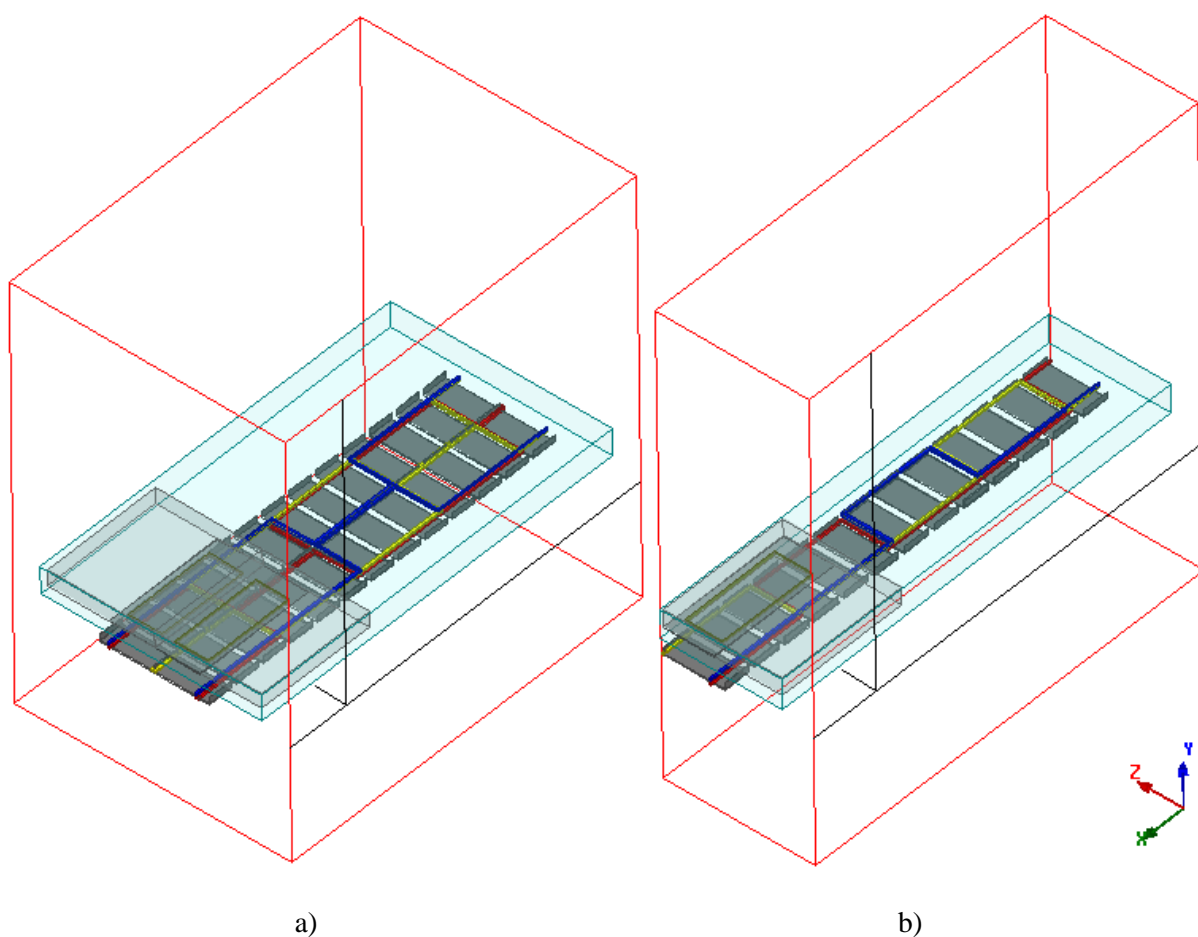


Figura 3.8 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento temporal. Com região e segmentos de reta: a) Modelo integral; b) Modelo de simetria longitudinal.

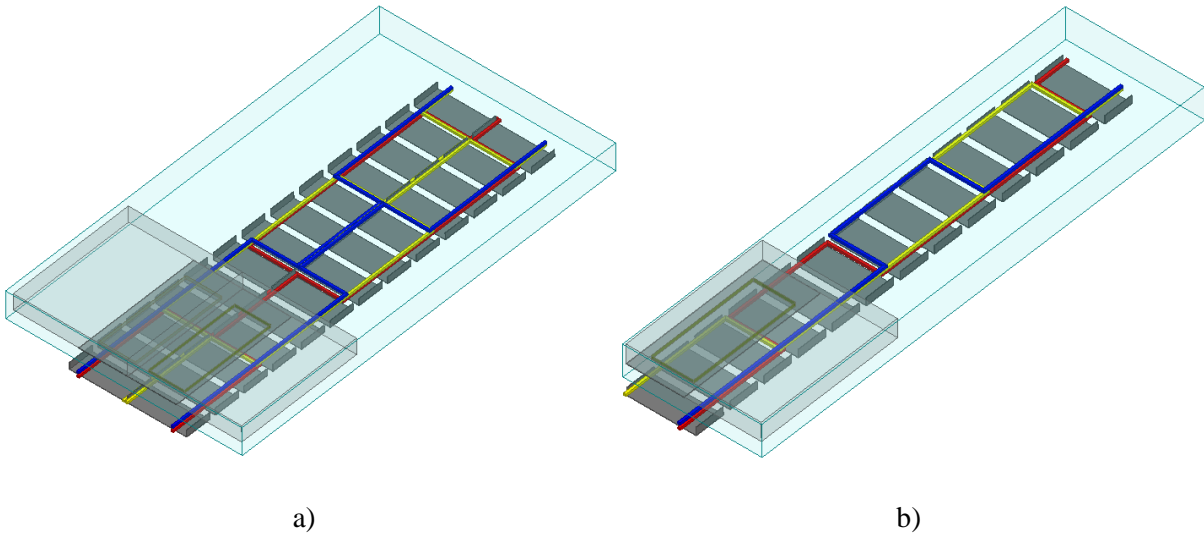


Figura 3.9 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento temporal. Sem região e segmentos de reta: a) Modelo integral; b) Modelo de simetria longitudinal.

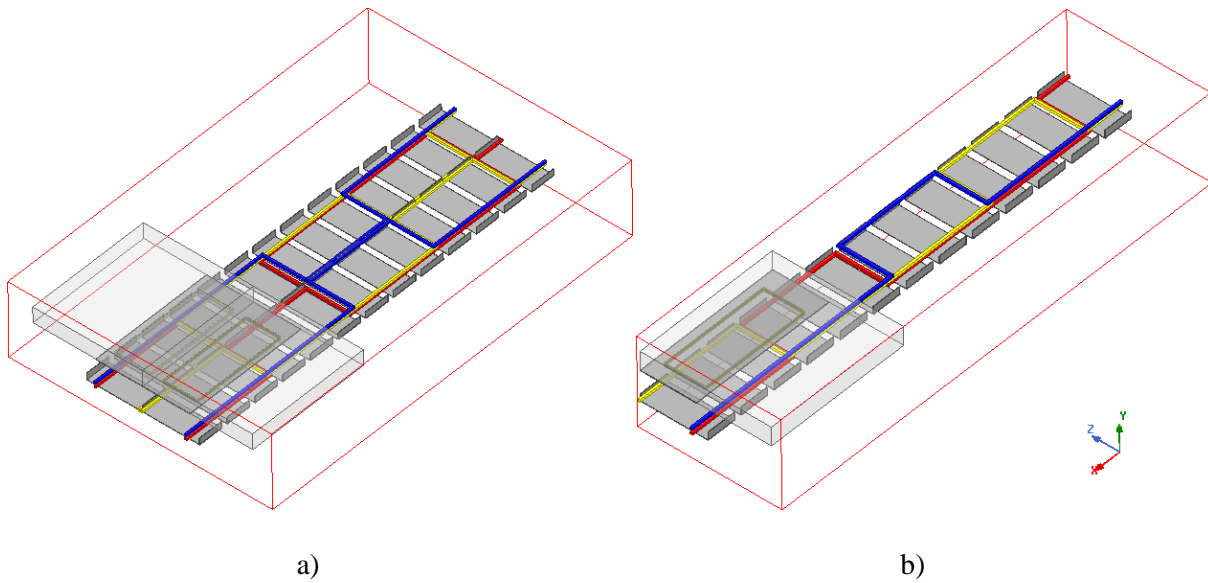


Figura 3.10 – Modelos utilizados na análise eletromagnética por varrimento temporal. Com região, mas sem segmentos de reta: a) Modelo Integral; b) Modelo de Simetria Longitudinal.

### 3.5 – Malha de Elementos Finitos

Para a execução das análises eletromagnéticas definiu-se um número de elementos finitos, tabela 3.8, para definir uma malha de elementos finitos nos modelos desenvolvidos. Estas quantidades diferem caso o modelo seja inteiro ou de simetria, ou a análise seja por varrimento

de frequência ou temporal, com diferentes variações das distribuições da malha de elementos finitos entre si.

A definição do número de elementos finitos tem ainda o propósito de manter um equilíbrio entre maximização da resolução de resultados a extrair e a minimização do tempo de processamento do método de elementos finitos. Nas figuras 3.11 a 3.14 são apresentadas a distribuição da malha de elementos finitos para o modelo inteiro e de simetria, referente às análises de varrimento por frequência e temporal, respetivamente.

Tabela 3.8 – Número de elementos finitos.

Modelo	Tipo de Análise	
	Varrimento por frequência	Varrimento Temporal
Inteiro	2 000 000	1 000 000
Simetria	2 000 000	1 000 000

Nota: Para os ensaios realizados em 5.3.2 o número de elementos finitos é aumentado para os 3 000 000.

Visto que a análise por varrimento de frequência tem por base um processo de geração e de refinamento de malha adaptativa (como explicado na secção 4.4.1), é essencial definir parâmetros, como o número de passos adaptativos, a percentagem de erro e a taxa de convergência de cada passo adaptativo das simulações a realizar, indicados na tabela 3.9.

Tabela 3.9 – Características da análise eletromagnética por varrimento de frequência.

Número de passos adaptativos	Erro [%]	Taxa de convergência de cada passo adaptativo [%]
10	1	20

Estas características resultam num maior número de elementos finitos no final da análise eletromagnética por varrimento de frequência levando a que as figuras 3.11 e 3.12 possuam uma distribuição da malha de elementos finitos mais densa.

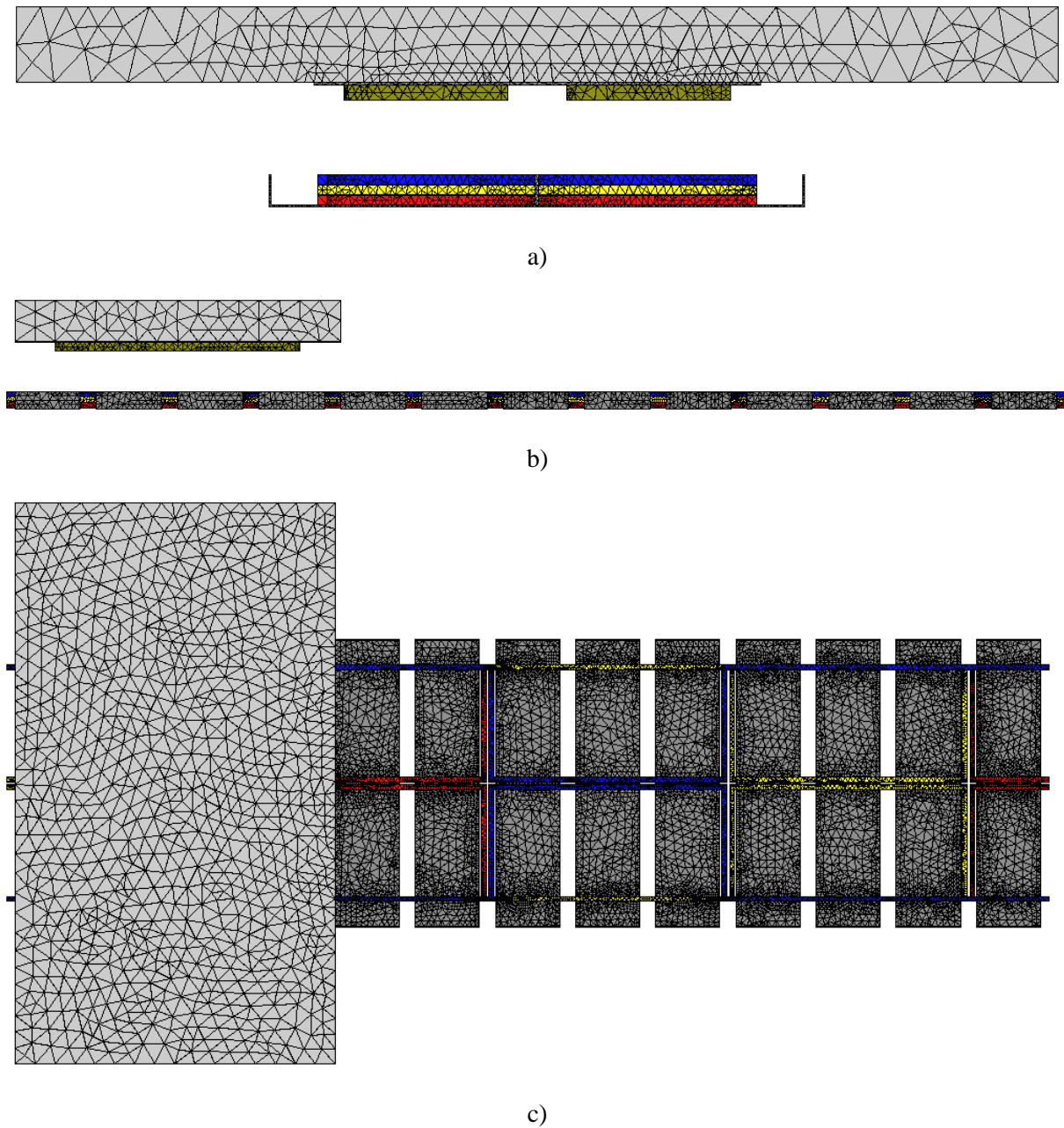
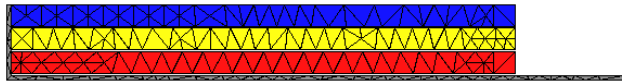
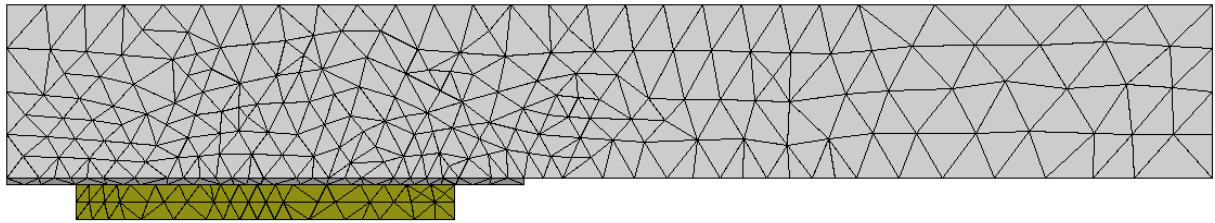
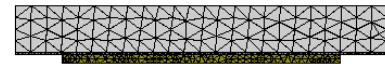


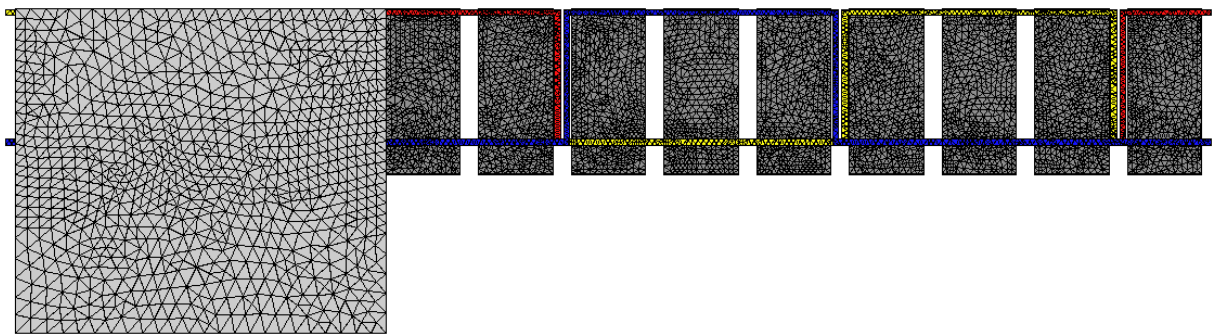
Figura 3.11 – Distribuição da malha de elementos finitos para o modelo inteiro utilizado na análise eletromagnética por varrimento de frequência: a) Vista frontal; b) Vista lateral; c) Vista de topo.



a)

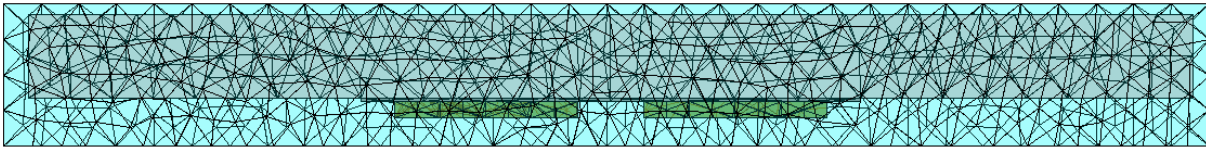


b)

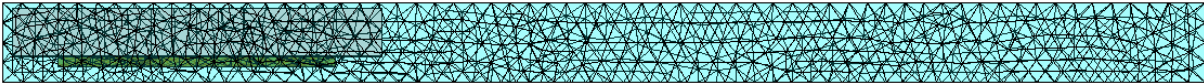


c)

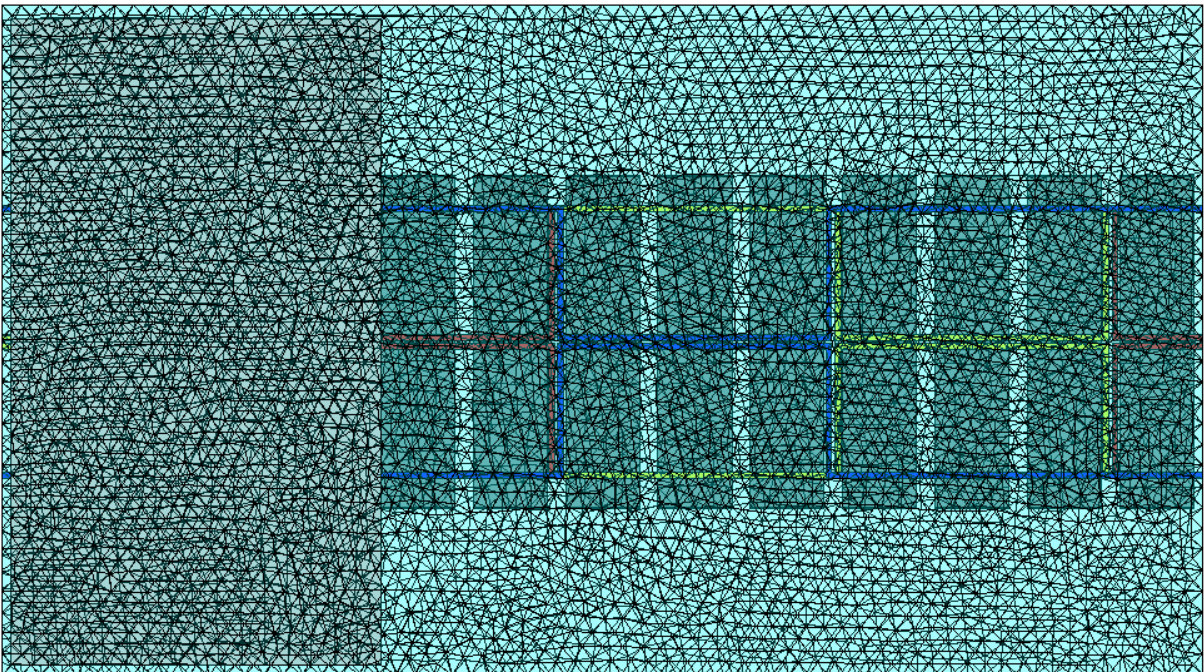
Figura 3.12 – Distribuição da malha de elementos finitos para o modelo de simetria utilizado na análise eletromagnética por varrimento de frequência: a) Vista frontal; b) Vista lateral; c) Vista de topo.



a)

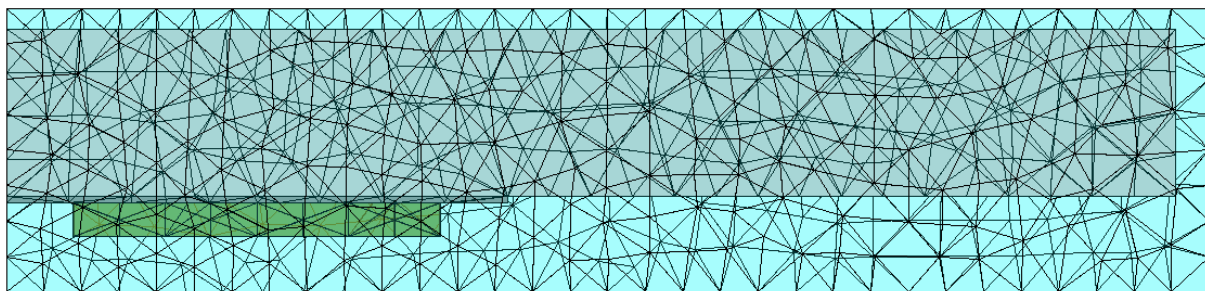


b)

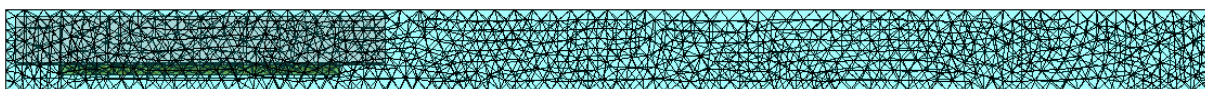


c)

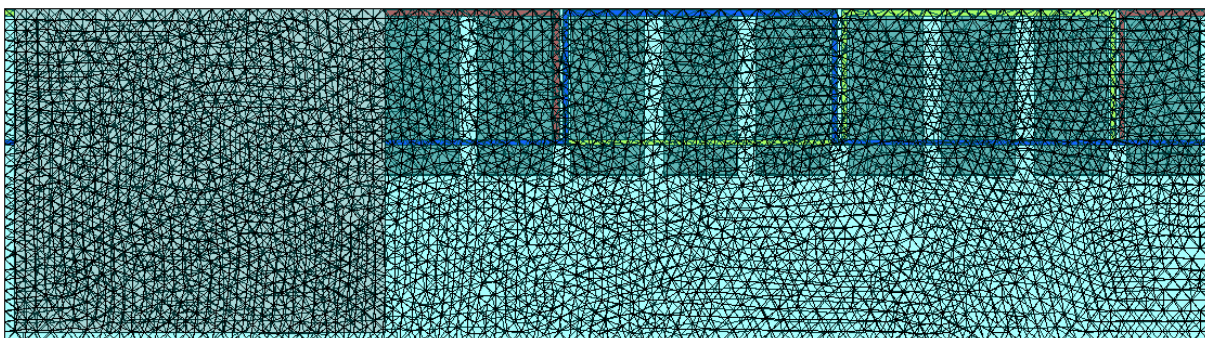
Figura 3.13 – Distribuição da malha de elementos finitos para o modelo inteiro utilizado na análise eletromagnética por varrimento temporal: a) Vista frontal; b) Vista de lateral; c) Vista de topo.



a)



b)



c)

Figura 3.14 – Distribuição da malha de elementos finitos para o modelo de simetria utilizado na análise eletromagnética por varrimento temporal: a) Vista frontal; b) Vista lateral; c) Vista de topo.

### 3.6 – Conclusões

Neste capítulo foi abordada a etapa de pré-processamento da análise do modelo de elementos finitos do acoplador magnético para carregador dinâmico de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs.

Nesta etapa de pré-processamento começou-se por definir a geometria e com isso construir o modelo do acoplador magnético, o qual foi possível através da ferramenta de CAD ANSYS® Workbench™. Posteriormente estabeleceram-se características que discriminaram a estrutura do modelo criado, com a utilização da ferramenta computacional ANSYS® Maxwell, para a caracterização dos materiais, circuitos de excitação, explicitação das condições de fronteira e definição da banda de deslocamento.

Por fim foram, estabelecidos pontos importantes como o refinamento da malha de elementos finitos, através da delimitação do número de elementos finitos, número de passos adaptativos, percentagem de erro e taxa de convergência das simulações, completando assim a parametrização do modelo de elementos finitos do acoplador magnético para simulação e análise por varrimento de frequência e temporal.

## Capítulo 4

### Método dos Elementos Finitos 3D

#### 4.1 – Introdução

O método dos elementos finitos (MEF) é um método numérico utilizado para resolução de problemas lineares ou não lineares, do qual se obtêm soluções aproximadas com elevada precisão. O MEF, é utilizado como uma ferramenta de desenvolvimento num vasto número de áreas de engenharias, como mecânica, civil, eletrotécnica, aeronáutica, etc [40], [41].

Isto advém do facto de o MEF ter por base as equações físicas do problema, no qual posteriormente é aplicado uma das duas formulações matemáticas, podendo-se optar pelo método variacional ou pelo método dos resíduos ponderados. A figura 4.1 exemplifica o processo para o caso de um problema eletromagnético.

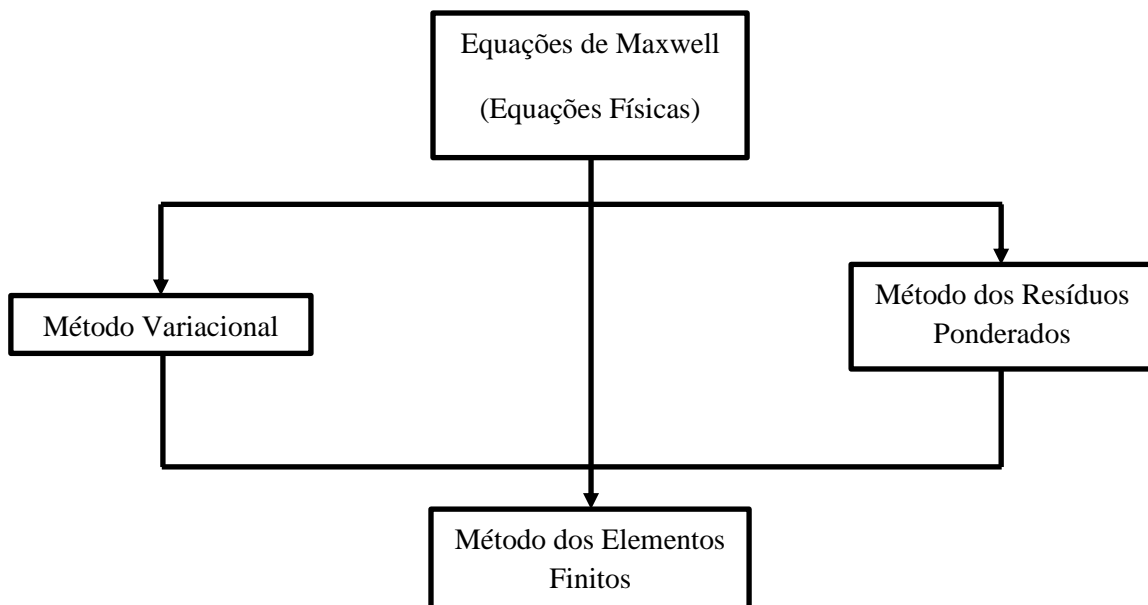


Figura 4.1 – Possíveis formas de análise pelo MEF em eletromagnetismo (modificado de [42]).

No que diz respeito ao método variacional, o procedimento numérico é estabelecido pela utilização de um funcional que deve ser minimizado, definindo-se um de novo para cada problema, isto significa que para problemas mais simples os funcionais são fáceis de se obter, no entanto para outros a tarefa pode ser mais complicada.

Em relação ao método dos resíduos ponderados é determinado através das equações físicas que têm que ser resolvidas, o qual é uma vantagem considerável em comparação com o método variacional, visto que é comparativamente mais simples e fácil de compreender e aplicar. Por estas razões enunciadas é que hoje em dia grande parte dos programas utilizados na engenharia assistida por computador (CAE) utilizam o método dos resíduos ponderados.

Um caso particular do método dos resíduos ponderados é o método de Galerkin o qual é amplamente utilizado em problemas de eletromagnetismo devido à sua fácil implementação e fornecimento de resultados precisos. Por todas as razões expostas anteriormente as formulações efetuadas neste capítulo utilizarão o método de Galerkin. No entanto, é possível obter os mesmos resultados através do método variacional.

Assim sendo, objetivo principal deste capítulo é a introdução e formulação do MEF, tendo em consideração os modelos 3D criados no capítulo anterior, bem como clarificar as análises por varrimento temporal e de frequência, as quais serão executadas para obtenção de resultados de simulação numérica que permitam analisar o acoplador magnético em estudo.

## **4.2 – Formulação do MEF tendo em vista o Modelo do Carregador Dinâmico Sem Contacto para VEs**

Considera-se um problema magnetostático em 3D com o objetivo de calcular o campo magnético produzido por uma distribuição de corrente imposta. Assim sendo, a formulação do MEF segue os seguintes passos:

1. Estabelecimento das equações físicas do problema, [43], [44];
2. Modelação por elementos finitos [42], [45];
3. Aplicação do método dos resíduos ponderados e discretização,[40], [41], [45];
4. Aplicação do MEF e solução [45].

### 4.2.1 – Estabelecimento das equações físicas do problema

As equações físicas que regem o problema são apresentadas em (4.1), (4.2) e (4.3):

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{Lei de Gauss do magnetismo}) \quad (4.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{Lei de Maxwell-Ampère}) \quad (4.2)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{Relação constitutiva}) \quad (4.3)$$

Como a divergência do rotacional é identicamente nulo, a partir de (4.4) pode-se escrever:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (4.4)$$

Onde  $\vec{A}$  é o vetor potencial magnético. Usando (4.2), (4.3) e (4.4), tem-se:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (4.5)$$

Considerando que uma corrente sinusoidal imposta que flui nas três direções das coordenadas cartesianas,  $x$ ,  $y$  e  $z$ , uma vez que os condutores podem a qualquer ponto ser colocados em qualquer uma das três direções, o campo magnético produzido também terá componentes nas direções,  $x$ ,  $y$  e  $z$ .

Expandido assim a equação (4.5) para em coordenadas cartesianas, [44], obtém-se:

$$\begin{aligned} \nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) &= \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial^2 A_x}{\partial y^2} - \frac{\partial^2 A_x}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) x' + \\ &\quad \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_x}{\partial y} - \frac{\partial^2 A_y}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_y}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) y' + \\ &\quad \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) z' = -J_0 + j\omega\sigma A \end{aligned} \quad (4.6)$$

Em (4.6),  $\mu$  é a permeabilidade magnética,  $\omega$  a frequência angular,  $\sigma$  é a condutividade elétrica e  $J_0$  é a densidade de corrente aplicada.

### 4.2.2 – Modelação por elementos finitos

No MEF o domínio do problema é tornado discreto ou é subdividido em elementos mais pequenos, sendo que cada elemento é designado por elemento finito. Os pontos ou vértices que definem o elemento finito são chamados de nós. Tomando por base os modelos 3D criados no capítulo anterior, os quais não possuem formas curvilíneas, optou-se deste modo por utilizar o tetraedro de 1ª ordem como elemento finito do problema, figura 4.2.

Considere-se a função escalar  $f(x, y, z)$ , que representa a variação espacial de uma quantidade física dentro do elemento. Assumindo que se trata de uma função contínua, como é o caso em ambos os potenciais elétricos ou magnéticos, é possível representar através de uma função de 1ª ordem da seguinte forma apresentada em (4.7).

$$f(x, y, z) = C_1 + C_2x + C_3y + C_4z \quad (4.7)$$

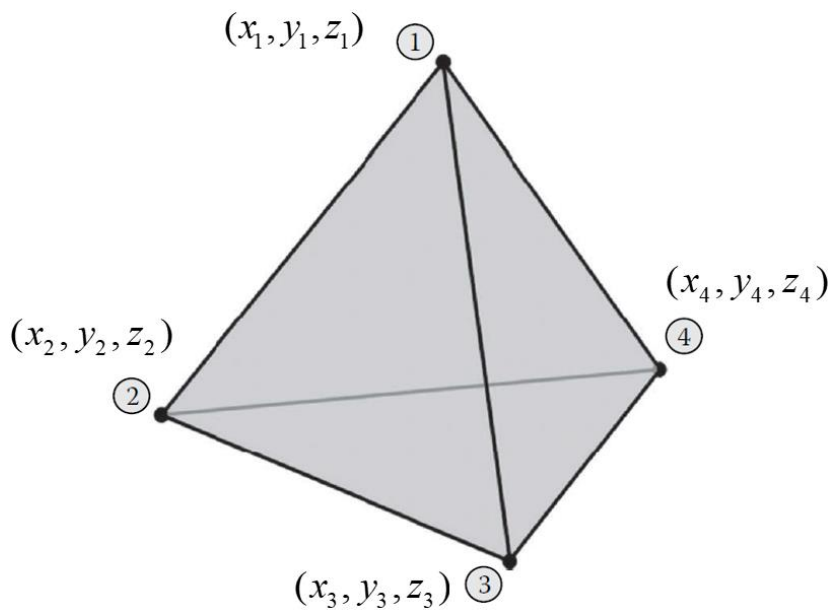


Figura 4.2 – Elemento tetraedro de 1ª ordem (modificado de [42]).

Em (4.7),  $C_1, C_2, C_3$  e  $C_4$  são os coeficientes de interpolação a determinar. Deste modo aplicando aos nós do elemento tetraedro obtêm-se as seguintes aproximações polinomiais:

$$\begin{aligned} f(x_1, y_1, z_1) &= C_1 + C_2x_1 + C_3y_1 + C_4z_1 \\ f(x_2, y_2, z_2) &= C_1 + C_2x_2 + C_3y_2 + C_4z_2 \\ f(x_3, y_3, z_3) &= C_1 + C_2x_3 + C_3y_3 + C_4z_3 \\ f(x_4, y_4, z_4) &= C_1 + C_2x_4 + C_3y_4 + C_4z_4 \end{aligned} \quad (4.8)$$

Aplicando ao problema magnetostático e considerando o potencial magnético:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= C_1 + C_2 x_1 + C_3 y_1 + C_4 z_1 \\
 A_2 &= C_1 + C_2 x_2 + C_3 y_2 + C_4 z_2 \\
 A_3 &= C_1 + C_2 x_3 + C_3 y_3 + C_4 z_3 \\
 A_4 &= C_1 + C_2 x_4 + C_3 y_4 + C_4 z_4
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Resolvendo o sistema de equações em ordem aos coeficientes tem-se que:

$$C_1 = \frac{\begin{vmatrix} A_1 & x_1 & y_1 & z_1 \\ A_2 & x_2 & y_2 & z_2 \\ A_3 & x_3 & y_3 & z_3 \\ A_4 & x_4 & y_4 & z_4 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 & z_1 \\ 1 & x_2 & y_2 & z_2 \\ 1 & x_3 & y_3 & z_3 \\ 1 & x_4 & y_4 & z_4 \end{vmatrix}} \tag{4.10}$$

$$C_1 = \frac{A_1 \begin{vmatrix} x_2 & y_2 & z_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 \\ x_4 & y_4 & z_4 \end{vmatrix} - A_2 \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_3 & y_3 & z_3 \\ x_4 & y_4 & z_4 \end{vmatrix} + A_3 \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \\ x_4 & y_4 & z_4 \end{vmatrix} - A_4 \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 \end{vmatrix}}{D} \tag{4.11}$$

Em (4.11)  $D$  é o determinante da matriz e equivale a 6 vezes o volume do tetraedro:  $D=6V$ .

$$C_1 = \frac{A_1 \left[ x_2 \begin{vmatrix} y_3 & z_3 \\ y_4 & z_4 \end{vmatrix} - x_3 \begin{vmatrix} y_2 & z_2 \\ y_4 & z_4 \end{vmatrix} + x_4 \begin{vmatrix} y_2 & z_2 \\ y_3 & z_3 \end{vmatrix} \right] - A_2 \left[ x_1 \begin{vmatrix} y_3 & z_3 \\ y_4 & z_4 \end{vmatrix} - x_3 \begin{vmatrix} y_1 & z_1 \\ y_4 & z_4 \end{vmatrix} + x_4 \begin{vmatrix} y_1 & z_1 \\ y_3 & z_3 \end{vmatrix} \right] + A_3 \left[ x_1 \begin{vmatrix} y_2 & z_2 \\ y_4 & z_4 \end{vmatrix} - x_2 \begin{vmatrix} y_1 & z_1 \\ y_4 & z_4 \end{vmatrix} + x_4 \begin{vmatrix} y_1 & z_1 \\ y_2 & z_2 \end{vmatrix} \right] - A_4 \left[ x_1 \begin{vmatrix} y_2 & z_2 \\ y_3 & z_3 \end{vmatrix} - x_2 \begin{vmatrix} y_1 & z_1 \\ y_3 & z_3 \end{vmatrix} + x_3 \begin{vmatrix} y_1 & z_1 \\ y_2 & z_2 \end{vmatrix} \right]}{D} \tag{4.12}$$

Similarmente para os restantes coeficientes:

- $C_2$

$$C_2 = \frac{\begin{vmatrix} 1 & A_1 & y_1 & z_1 \\ 1 & A_2 & y_2 & z_2 \\ 1 & A_3 & y_3 & z_3 \\ 1 & A_4 & y_4 & z_4 \end{vmatrix}}{D} \tag{4.13}$$

$$C_2 = \frac{-A_1 \begin{vmatrix} 1 & y_2 & z_2 \\ 1 & y_3 & z_3 \\ 1 & y_4 & z_4 \end{vmatrix} + A_2 \begin{vmatrix} 1 & y_1 & z_1 \\ 1 & y_3 & z_3 \\ 1 & y_4 & z_4 \end{vmatrix} - A_3 \begin{vmatrix} 1 & y_1 & z_1 \\ 1 & y_2 & z_2 \\ 1 & y_4 & z_4 \end{vmatrix} + A_4 \begin{vmatrix} 1 & y_1 & z_1 \\ 1 & y_2 & z_2 \\ 1 & y_3 & z_3 \end{vmatrix}}{D} \quad (4.14)$$

$$C_2 = \frac{-A_1 \left[ -y_2 \begin{vmatrix} 1 & z_3 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} + y_3 \begin{vmatrix} 1 & z_2 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} - y_4 \begin{vmatrix} 1 & z_2 \\ 1 & z_3 \end{vmatrix} \right] + A_2 \left[ -y_1 \begin{vmatrix} 1 & z_3 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} + y_3 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} - y_4 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_3 \end{vmatrix} \right]}{D} - \frac{-A_3 \left[ -y_1 \begin{vmatrix} 1 & z_2 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} + y_2 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} - y_4 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_2 \end{vmatrix} \right] + A_4 \left[ -y_1 \begin{vmatrix} 1 & z_2 \\ 1 & z_3 \end{vmatrix} + y_2 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_3 \end{vmatrix} - y_3 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_2 \end{vmatrix} \right]}{D} \quad (4.15)$$

•  $C_3$

$$C_3 = \frac{\begin{vmatrix} 1 & x_1 & A_1 & z_1 \\ 1 & x_2 & A_2 & z_2 \\ 1 & x_3 & A_3 & z_3 \\ 1 & x_4 & A_4 & z_4 \end{vmatrix}}{D} \quad (4.16)$$

$$C_3 = \frac{A_1 \begin{vmatrix} 1 & x_2 & z_2 \\ 1 & x_3 & z_3 \\ 1 & x_4 & z_4 \end{vmatrix} - A_2 \begin{vmatrix} 1 & x_1 & z_1 \\ 1 & x_3 & z_3 \\ 1 & x_4 & z_4 \end{vmatrix} + A_3 \begin{vmatrix} 1 & x_1 & z_1 \\ 1 & x_2 & z_2 \\ 1 & x_4 & z_4 \end{vmatrix} - A_4 \begin{vmatrix} 1 & x_1 & z_1 \\ 1 & x_2 & z_2 \\ 1 & x_3 & z_3 \end{vmatrix}}{D} \quad (4.17)$$

$$C_3 = \frac{A_1 \left[ -x_2 \begin{vmatrix} 1 & z_3 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} + x_3 \begin{vmatrix} 1 & z_2 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} - x_4 \begin{vmatrix} 1 & z_2 \\ 1 & z_3 \end{vmatrix} \right] - A_2 \left[ -x_1 \begin{vmatrix} 1 & z_3 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} + x_3 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} - x_4 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_3 \end{vmatrix} \right] + A_3 \left[ -x_1 \begin{vmatrix} 1 & z_2 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} + x_2 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_4 \end{vmatrix} - x_4 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_2 \end{vmatrix} \right] + A_4 \left[ -x_1 \begin{vmatrix} 1 & z_2 \\ 1 & z_3 \end{vmatrix} + x_2 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_3 \end{vmatrix} - x_3 \begin{vmatrix} 1 & z_1 \\ 1 & z_2 \end{vmatrix} \right]}{D} \quad (4.18)$$

•  $C_4$

$$C_4 = \frac{\begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 & A_1 \\ 1 & x_2 & y_2 & A_2 \\ 1 & x_3 & y_3 & A_3 \\ 1 & x_4 & y_4 & A_4 \end{vmatrix}}{D} \quad (4.19)$$

$$C_4 = \frac{-A_1 \begin{vmatrix} 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \\ 1 & x_4 & y_4 \end{vmatrix} + A_2 \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_3 & y_3 \\ 1 & x_4 & y_4 \end{vmatrix} - A_3 \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_4 & y_4 \end{vmatrix} + A_4 \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix}}{D} \quad (4.20)$$

$$C_4 = \frac{-A_1 \left[ -x_2 \begin{vmatrix} 1 & y_3 \\ 1 & y_4 \end{vmatrix} + x_3 \begin{vmatrix} 1 & y_2 \\ 1 & y_4 \end{vmatrix} - x_4 \begin{vmatrix} 1 & y_2 \\ 1 & y_3 \end{vmatrix} \right] + A_2 \left[ -x_1 \begin{vmatrix} 1 & y_3 \\ 1 & y_4 \end{vmatrix} + x_3 \begin{vmatrix} 1 & y_1 \\ 1 & y_4 \end{vmatrix} - x_4 \begin{vmatrix} 1 & y_1 \\ 1 & y_3 \end{vmatrix} \right]}{D} - \frac{-A_3 \left[ -x_1 \begin{vmatrix} 1 & y_2 \\ 1 & y_4 \end{vmatrix} + x_2 \begin{vmatrix} 1 & y_1 \\ 1 & y_4 \end{vmatrix} - x_4 \begin{vmatrix} 1 & y_1 \\ 1 & y_2 \end{vmatrix} \right] + A_4 \left[ -x_1 \begin{vmatrix} 1 & y_2 \\ 1 & y_3 \end{vmatrix} + x_2 \begin{vmatrix} 1 & y_1 \\ 1 & y_3 \end{vmatrix} - x_3 \begin{vmatrix} 1 & y_1 \\ 1 & y_2 \end{vmatrix} \right]}{D} \quad (4.21)$$

Usando estes resultados  $A$  pode ser expresso da seguinte forma:

$$A = \frac{(a_1 + b_1 x + c_1 y + d_1 z) A_1 + (a_2 + b_2 x + c_2 y + d_2 z) A_2 + (a_3 + b_3 x + c_3 y + d_3 z) A_3 + (a_4 + b_4 x + c_4 y + d_4 z) A_4}{D} \quad (4.22)$$

Em (4.22), os pesos,  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $c_1$  e  $d_1$  permitem simplificar a expressão e são dados pelas relações entre as coordenadas dos nós de cada elemento finito, para o caso de um elemento tetraedro 1ª ordem, (4.23).

$$\begin{aligned} a_1 &= x_2 (y_3 z_4 - y_4 z_3) - x_3 (y_2 z_4 - y_4 z_2) + x_4 (y_2 z_3 - y_3 z_2) \\ b_1 &= y_2 (z_3 - z_4) - y_3 (z_2 - z_4) + y_4 (z_2 - z_4) \\ c_1 &= x_2 (z_3 - z_4) - x_3 (z_2 - z_4) + x_4 (z_2 - z_3) \\ d_1 &= x_2 (y_3 - y_4) - x_3 (y_2 - y_4) + x_4 (y_2 - y_3) \end{aligned} \quad (4.23)$$

Os potenciais podem ser expressos do seguinte modo apresentado:

$$A = \sum_{i=1}^{\alpha} N_i(x, y, z) \cdot A_i \quad (4.24)$$

Onde  $\alpha$  é número de nós do elemento tetraedro,  $i$  é um nó genérico do elemento tetraedro,  $N_i$  é a função de interpolação referentes ao nó  $i$  e  $A_i$  é o potencial nodal do nó  $i$ , sendo que estas funções tem as seguintes propriedades:

$$1. \quad N_i(x_j, y_j, z_j) = \begin{cases} 1 & \text{se } i = j \\ 0 & \text{se } i \neq j \end{cases} \quad (4.25)$$

$$2. \quad \sum_{i=1}^{\alpha} N_i(x, y, z) = 1 \quad (4.26)$$

Escrevendo os potenciais nodais do elemento finito tetraedro,  $e$ , na forma matricial

$$A = \begin{bmatrix} N_1^e & N_2^e & N_3^e & N_4^e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Onde

$$\begin{aligned} N_1^e &= \frac{a_1 + b_1x + c_1y + d_1z}{D} \\ N_2^e &= \frac{a_2 + b_2x + c_2y + d_2z}{D} \\ N_3^e &= \frac{a_3 + b_3x + c_3y + d_3z}{D} \\ N_4^e &= \frac{a_4 + b_4x + c_4y + d_4z}{D} \end{aligned} \quad (4.28)$$

### 4.2.3 – Aplicação do método dos resíduos ponderados e discretização

Considerando uma região  $\mathcal{L}$  com as condições fronteira  $c$ , tem-se que a equação do operador é dada por (4.29):

$$L(y) = 0 \quad (4.29)$$

Substituindo a solução exata  $y$  por uma solução aproximada  $y'$  na equação, tem-se (4.30):

$$L(y') = r \quad (4.30)$$

Uma vez que  $y \neq y'$  obtêm-se um resíduo,  $r$ . Aplicando o mesmo raciocínio à equação (4.6):

$$\begin{aligned} &\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_y'}{\partial x} - \frac{\partial^2 A_x'}{\partial y^2} - \frac{\partial^2 A_x'}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial A_z'}{\partial x} \right) x' + \\ &\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_x'}{\partial y} - \frac{\partial^2 A_y'}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_y'}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial A_z'}{\partial y} \right) y' + \\ &\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_x'}{\partial z} - \frac{\partial^2 A_z'}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_z'}{\partial y^2} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_y'}{\partial z} \right) z' + J_0 - j\omega\sigma A' = r \end{aligned} \quad (4.31)$$

Subsequentemente e de modo a estabelecer um procedimento matemático força-se  $r = 0$  usando a seguinte operação:

$$\int_{\Omega} W r \, d\Omega = 0 \Leftrightarrow \iiint_{\Omega} W r \, dx dy dz = 0 \quad (4.32)$$

Onde  $W$  é a função de ponderação e  $\Omega$  é o domínio onde a condição é forçada.

Aplicando a (4.32) à equação (4.31) tem-se que:

$$\begin{aligned} & - \iiint_{\Omega} W \left[ \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_y'}{\partial x} - \frac{\partial^2 A_x'}{\partial y^2} - \frac{\partial^2 A_x'}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial A_z'}{\partial x} \right) x' + \right. \\ & \left. \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_x'}{\partial y} - \frac{\partial^2 A_y'}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_y'}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial z} \frac{\partial A_z'}{\partial y} \right) y' + \right. \\ & \left. \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial A_x'}{\partial z} - \frac{\partial^2 A_z'}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_z'}{\partial y^2} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial A_y'}{\partial z} \right) z' \right] dx dy dz \\ & + j\omega\sigma \iiint_{\Omega} W A' \, dx dy dz = \iiint_{\Omega} W J_0 \, dx dy dz \end{aligned} \quad (4.33)$$

Integrando o 1º termo por partes:

$$\begin{aligned} & \iiint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[ \left( \frac{\partial W}{\partial y} \frac{\partial A_y'}{\partial x} - \frac{\partial W}{\partial y} \frac{\partial A_x'}{\partial y} - \frac{\partial W}{\partial z} \frac{\partial A_x'}{\partial z} + \frac{\partial W}{\partial z} \frac{\partial A_z'}{\partial x} \right) x' + \right. \\ & \left( \frac{\partial W}{\partial x} \frac{\partial A_x'}{\partial y} - \frac{\partial W}{\partial x} \frac{\partial A_y'}{\partial x} - \frac{\partial W}{\partial z} \frac{\partial A_y'}{\partial z} + \frac{\partial W}{\partial z} \frac{\partial A_z'}{\partial y} \right) y' + \right. \\ & \left. \left( \frac{\partial W}{\partial x} \frac{\partial A_x'}{\partial z} - \frac{\partial W}{\partial x} \frac{\partial A_z'}{\partial x} - \frac{\partial W}{\partial y} \frac{\partial A_z'}{\partial y} + \frac{\partial W}{\partial y} \frac{\partial A_y'}{\partial z} \right) z' \right] dx dy dz - \oint_c \frac{1}{\mu} W \frac{\partial A'}{\partial n'} \, dc \end{aligned} \quad (4.34)$$

Em (4.34), o último termo está relacionado com as condições fronteira do problema, sendo  $c$  a fronteira e  $n'$  o vetor normal externo unitário.

Para este problema eletromagnético existem dois tipos de condições fronteira aplicáveis:

- Condição fronteira de Dirichlet – Acontece quando é especificado um potencial num ponto/nó;
- Condição fronteira de Neumann (Valores nodais desconhecidos na fronteira) – Quando é especificada a derivada normal do potencial. No caso em que  $\frac{\partial A'}{\partial n'} = 0$  é designado condição homogénea de Neumann ou condição fronteira natural.

Sendo assim e utilizando uma condição de fronteira natural, resulta que  $\frac{\partial A'}{\partial n'} = 0$ , o que significa que o segundo integral da equação (4.34) é definido para zero. Assim, o processo de discretização é ligado com o método dos resíduos ponderados e ao problema em questão:

$$\sum_{\gamma=1,\beta} \int_{\Omega_\gamma} W_\gamma r_\gamma d\Omega = 0 \Leftrightarrow \sum_{\gamma=1,\beta} \iiint_{\Omega_\gamma} W_\gamma r_\gamma dx dy dz = 0 \quad (4.35)$$

Em (4.35),  $W_\gamma$  é a função de ponderação para o nó  $\gamma$  de um elemento finito,  $\beta$  é o número total de nós desconhecidos e  $\Omega_\gamma$  é o domínio parcial ao qual o nó  $\gamma$  pertence.

Assim sendo, aplicando (4.35) no 1º termo de (4.34) e nos restantes termos de (4.33), obtém-se:

$$\sum_{\gamma=1,\beta} \frac{1}{\mu^\gamma} \left[ \iiint_{\Omega_\gamma} \left( \frac{\partial W^\gamma}{\partial y} \frac{\partial A_x^\gamma}{\partial x} - \frac{\partial W^\gamma}{\partial y} \frac{\partial A_x^\gamma}{\partial y} - \frac{\partial W^\gamma}{\partial z} \frac{\partial A_x^\gamma}{\partial z} + \frac{\partial W^\gamma}{\partial z} \frac{\partial A_z^\gamma}{\partial x} \right) x' + \right. \\ \left. \iiint_{\Omega_\gamma} \left( \frac{\partial W^\gamma}{\partial x} \frac{\partial A_x^\gamma}{\partial y} - \frac{\partial W^\gamma}{\partial x} \frac{\partial A_y^\gamma}{\partial x} - \frac{\partial W^\gamma}{\partial z} \frac{\partial A_y^\gamma}{\partial z} + \frac{\partial W^\gamma}{\partial z} \frac{\partial A_z^\gamma}{\partial y} \right) y' + \right. \\ \left. \iiint_{\Omega_\gamma} \left( \frac{\partial W^\gamma}{\partial x} \frac{\partial A_x^\gamma}{\partial z} - \frac{\partial W^\gamma}{\partial x} \frac{\partial A_z^\gamma}{\partial x} - \frac{\partial W^\gamma}{\partial y} \frac{\partial A_z^\gamma}{\partial y} + \frac{\partial W^\gamma}{\partial y} \frac{\partial A_y^\gamma}{\partial z} \right) z' \right] + \\ j\omega\sigma^\gamma \iiint_{\Omega_\gamma} W^\gamma A^\gamma dx dy dz = J_0 \iiint_{\Omega_\gamma} W^\gamma dx dy dz \quad (4.36)$$

#### 4.2.4 – Aplicação do MEF e solução

A escolha da função de ponderação determina o tipo de método dos resíduos ponderados. Neste caso escolheu-se a funções de ponderação para serem as mesmas das funções de interpolação, isto é conhecido como o método de Galerkin.

$$W^\gamma = \begin{bmatrix} N_1^\gamma \\ N_2^\gamma \\ N_3^\gamma \\ N_4^\gamma \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Tendo em conta as derivadas da equação (4.36), tem-se que:

$$\frac{\partial A^y}{\partial x} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & b_3 & b_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1' \\ A_2' \\ A_3' \\ A_4' \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$\frac{\partial A^y}{\partial y} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1' \\ A_2' \\ A_3' \\ A_4' \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

$$\frac{\partial A^y}{\partial z} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} d_1 & d_2 & d_3 & d_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1' \\ A_2' \\ A_3' \\ A_4' \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

$$\frac{\partial W^y}{\partial x} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

$$\frac{\partial W^y}{\partial y} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

$$\frac{\partial W^y}{\partial z} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Sabendo ainda que o volume,  $V$ , do tetraedro vem dado por:

$$\iiint_{\Omega_y} dx dy dz = V \quad (4.44)$$

Substituindo no primeiro termo da equação (4.36) obtém-se:

$$\frac{V}{\mu'} \left[ \begin{array}{l} \left[ \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] \right) - \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4] \right) - \begin{bmatrix} A_1^\gamma \\ A_3^\gamma \\ A_3^\gamma \\ A_4^\gamma \end{bmatrix} x'+ \right. \\ \left. \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [d_1 \ d_2 \ d_3 \ d_4] \right) + \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] \right) \right. \\ \left. \left[ \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4] \right) - \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] \right) - \begin{bmatrix} A_1^\gamma \\ A_3^\gamma \\ A_3^\gamma \\ A_4^\gamma \end{bmatrix} y'+ \right. \\ \left. \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [d_1 \ d_2 \ d_3 \ d_4] \right) + \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4] \right) \right. \\ \left. \left[ \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [d_1 \ d_2 \ d_3 \ d_4] \right) - \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] \right) - \begin{bmatrix} A_1^\gamma \\ A_3^\gamma \\ A_3^\gamma \\ A_4^\gamma \end{bmatrix} z' \right. \\ \left. \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4] \right) + \left( \frac{1}{D} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} \frac{1}{D} [d_1 \ d_2 \ d_3 \ d_4] \right) \right. \end{array} \right] \quad (4.45)$$

Desenvolvendo (4.45), obtém-se:

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{36\mu^{\gamma}V} \\
 & \left[ \begin{array}{cccc}
 b_1(c_1+d_1)-c_1^2-d_1^2 & b_2(c_1+d_1)-c_1c_2-d_1d_2 & b_3(c_1+d_1)-c_1c_3-d_1d_3 & b_4(c_1+d_1)-c_1c_4-d_1d_4 \\
 b_1(c_2+d_2)-c_1c_2-d_1d_2 & b_2(c_2+d_2)-c_2^2-d_2^2 & b_3(c_2+d_2)-c_2c_3-d_2d_3 & b_4(c_2+d_2)-c_2c_4-d_2d_4 \\
 b_1(c_3+d_3)-c_1c_3-d_1d_3 & b_2(c_3+d_3)-c_2c_3-d_2d_3 & b_3(c_3+d_3)-c_3^2-d_3^2 & b_4(c_3+d_3)-c_3c_4-d_3d_4 \\
 b_1(c_4+d_4)-c_1c_4-d_1d_4 & b_2(c_4+d_4)-c_2c_4-d_2d_4 & b_3(c_4+d_4)-c_3c_4-d_3d_4 & b_4(c_4+d_4)-c_4^2-d_4^2
 \end{array} \right] \\
 & \left[ \begin{array}{c}
 A_1^{\gamma} \\
 A_2^{\gamma} \\
 A_3^{\gamma} \\
 A_4^{\gamma}
 \end{array} \right] x' + \\
 & \left[ \begin{array}{cccc}
 -b_1^2+b_1c_1+c_1d_1-d_1^2 & b_1(c_2-b_2)+c_2d_1-d_1d_2 & b_1(c_3+d_3)+c_3d_1-d_1d_3 & b_1(c_4-d_4)+c_4d_1-d_1d_4 \\
 -b_1b_2+b_2c_1+c_1d_2-d_1d_2 & -b_2^2+b_2c_2+c_2d_2-d_2^2 & b_2(c_3-b_3)+c_3d_2-d_2d_3 & b_2(c_2-b_4)+c_4d_2-d_2d_4 \\
 -b_1b_3+b_3c_1+c_1d_3-d_1d_3 & -b_2b_3+b_3c_2+c_2d_3-d_2d_3 & -b_3^2+b_3c_3+c_3d_3-d_3^2 & b_3(c_4-d_4)+c_4d_3-d_3d_4 \\
 -b_1b_4+b_4c_1+c_1d_4-d_1d_4 & -b_2b_4+b_4c_2+c_2d_4-d_2d_4 & -b_3b_4+b_4c_3+c_3d_4-d_3d_4 & -b_4^2+b_4c_4+c_4d_4-d_4^2
 \end{array} \right] \\
 & \left[ \begin{array}{c}
 A_1^{\gamma} \\
 A_2^{\gamma} \\
 A_3^{\gamma} \\
 A_4^{\gamma}
 \end{array} \right] y' + \\
 & \left[ \begin{array}{cccc}
 -b_1^2+b_1d_1-c_1^2+d_1^2 & b_1(d_2-b_2)-c_1c_2+d_1d_2 & b_1(d_3-b_3)-c_1c_3+d_1d_3 & b_1(d_4-b_4)-c_1c_4+d_1d_4 \\
 -b_1b_2+b_2d_1-c_1c_2+d_1d_2 & -b_2^2+b_2d_2-c_2^2+d_2^2 & b_2(d_3-b_3)-c_2c_3+d_2d_3 & b_2(d_2-b_4)-c_2c_4+d_2d_4 \\
 -b_1b_3+b_3d_1-c_1c_3+d_1d_3 & -b_2b_3+b_3d_2-c_2c_3+d_2d_3 & -b_3^2+b_3d_3-c_3^2+d_3^2 & b_3(d_4-b_4)-c_3c_4+d_3d_4 \\
 -b_1b_4+b_4d_1-c_1c_4+d_1d_4 & -b_2b_4+b_4d_2-c_2c_4+d_2d_4 & -b_3b_4+b_4d_3-c_3c_4+d_3d_4 & -b_4^2+b_4d_4-c_4^2+d_4^2
 \end{array} \right] \\
 & \left[ \begin{array}{c}
 A_1^{\gamma} \\
 A_2^{\gamma} \\
 A_3^{\gamma} \\
 A_4^{\gamma}
 \end{array} \right] z'
 \end{aligned}
 \tag{4.46}$$

Analogamente para o segundo e terceiro termo da equação (4.36), respetivamente tem-se que:

$$j\omega\sigma^{\gamma}V \begin{bmatrix}
 N_1^{\gamma 2} & N_1^{\gamma}N_2^{\gamma} & N_1^{\gamma}N_3^{\gamma} & N_1^{\gamma}N_4^{\gamma} \\
 N_1^{\gamma}N_2^{\gamma} & N_1^{\gamma 2} & N_2^{\gamma}N_3^{\gamma} & N_2^{\gamma}N_4^{\gamma} \\
 N_1^{\gamma}N_3^{\gamma} & N_2^{\gamma}N_3^{\gamma} & N_3^{\gamma 2} & N_3^{\gamma}N_4^{\gamma} \\
 N_1^{\gamma}N_4^{\gamma} & N_2^{\gamma}N_4^{\gamma} & N_3^{\gamma}N_4^{\gamma} & N_4^{\gamma 2}
 \end{bmatrix} \begin{bmatrix}
 A_1^{\gamma} \\
 A_2^{\gamma} \\
 A_3^{\gamma} \\
 A_4^{\gamma}
 \end{bmatrix} \tag{4.47}$$

$$J_0 \frac{D}{6} \begin{bmatrix}
 N_1^{\gamma} \\
 N_2^{\gamma} \\
 N_3^{\gamma} \\
 N_4^{\gamma}
 \end{bmatrix} = J_0 \frac{D}{6} \frac{(a_1+b_1x+c_1y+d_1z)}{D} = J_0 \frac{a_1+b_1\bar{x}+c_1\bar{y}+d_1\bar{z}}{6} \tag{4.48}$$

Em (4.48),  $\bar{x}$ ,  $\bar{y}$  e  $\bar{z}$  são as coordenadas de distância de um vértice ao centro do tetraedro.

$$\begin{aligned}\bar{x} &= \frac{1}{4}(x_1 + x_2 + x_3 + x_4) \\ \bar{y} &= \frac{1}{4}(y_1 + y_2 + y_3 + y_4) \\ \bar{z} &= \frac{1}{4}(z_1 + z_2 + z_3 + z_4)\end{aligned}\tag{4.49}$$

Substituindo na equação (4.48), obtém-se:

$$\frac{a_1 + b_1\bar{x} + c_1\bar{y} + d_1\bar{z}}{6} = \frac{1}{8}V\tag{4.50}$$

Assumindo que  $J_0$  é o longo do tetraedro fica-se com:

$$J_0 \frac{1}{8}V \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}\tag{4.51}$$

Com isto dá-se por terminada a formulação MEF para um problema magnetostático aplicado o elemento finito tetraedro de 1ª ordem.

### 4.3 – Análise por Varrimento Temporal

A análise por varrimento temporal é uma ferramenta essencial na determinação dos efeitos de transitórios em máquinas elétricas, bem como a determinação de forças magnéticas em componentes móveis de uma mesma.

Aqui serão abordados vários pontos da análise por varrimento temporal, pela seguinte ordem apresentada, tais como, o procedimento de formulação da análise por varrimento temporal usando o método de Galerkin, processo de análise e de geração da malha de elementos finitos, as condições de fronteira utilizadas e a banda de deslocamento.

#### 4.3.1 – Procedimento de Formulação da Análise por Varrimento Temporal usando o Método de Galerkin

A formulação da análise por varrimento temporal para um problema eletromagnético segue os seguintes passos apresentados na figura 4.3.

O primeiro passo da formulação começa pela determinação das equações físicas do problema as quais são constituídas pelas equações eletromagnéticas, elétricas e mecânicas. Uma vez que, uma parte do problema é analisado através dos elementos finitos, as equações eletromagnéticas e elétricas devem ser sujeitas a uma discretização espacial usando o método de Galerkin.

Após isto todas as equações físicas do problema são submetidas a uma discretização temporal e é efetuada uma linearização às equações eletromagnéticas e mecânicas (nomeadamente a de aceleração)

Por fim todas as equações físicas do problema são aglomeradas no sistema global de equações sob a forma matricial. Em [45] é feita a formulação da análise por varrimento temporal para um problema eletromagnético em 2D usando o método de Galerkin.

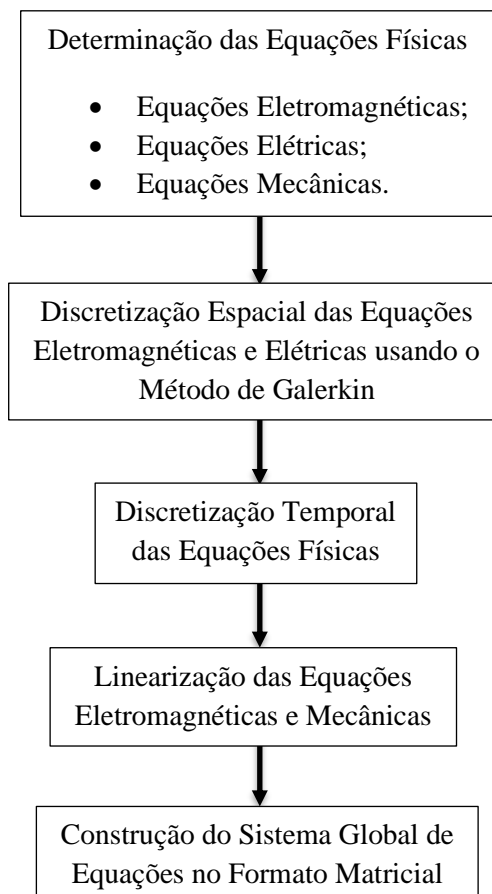


Figura 4.3 – Processo de formulação da análise por varrimento temporal usando o método de Galerkin.

### 4.3.2 – Processo de Análise e de Geração da Malha de Elementos Finitos

A análise por varrimento temporal principia com a construção da malha inicial onde são verificados eventuais erros e intersecções que o modelo criado possa ter, caso isso se constate a análise é interrompida para a correção de eventuais erros. Não se verificando quaisquer erros e intersecções no modelo são então criadas com base nos vértices da geometria e nos dados de resolução do modelo as informações básicas sobre os pontos da malha de elementos finitos. Posteriormente, caso existam objetos curvos no modelo é gerada uma malha de superfície a qual usa aproximações de superfície figura 4.4, esta malha é de seguida correspondida com os pontos da malha de modo a criar uma malha conjunta, a qual é refinada com base no comprimento e na superfície. Para finalizar a criação da malha esta é alisada e as informações da malha são transferidas de volta para a análise em questão.

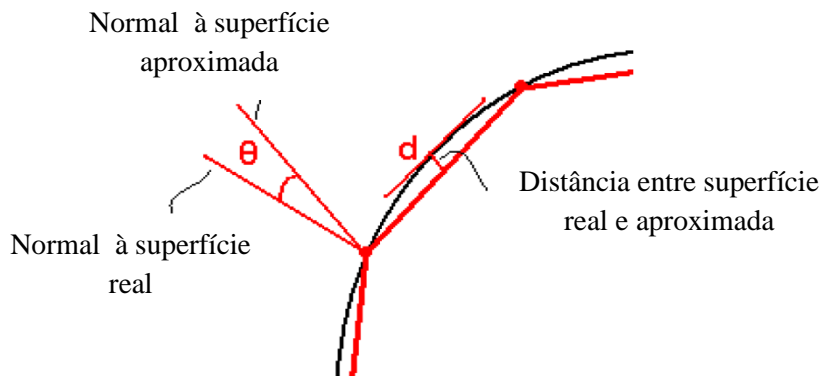


Figura 4.4 – Aproximações de superfície em objetos curvos (modificado de [46]).

Com base na configuração inicial definida antes da análise por varrimento temporal é criada uma solução de condução com base na excitação definida nos condutores do modelo, caso existam materiais com características magnéticas não-lineares é feita uma convergência dos mesmos. Seguidamente é criada uma solução de campo magnético, visto que a análise por varrimento temporal se trata de uma análise eletromagnética. Caso tenham sido pré-definidos são efetuados os cálculos de pós-processamento para obtenção da força e binário referentes a uma geometria do modelo.

Para terminar é realizado o ajuste de movimento no que se refere às geometrias contidas na banda de deslocamento e a análise procede para o próximo passo temporal, onde este recomeça a análise por varrimento temporal, a qual só termina quando todos os passos temporais forem calculados. É importante ainda mencionar que a razão pela qual a análise por varrimento

temporal não usa um processo de geração de malha adaptativa, a qual será explicada mais à frente, é porque para cada passo temporal seria necessário proceder a uma nova discretização do modelo para obtenção da malha de elementos finitos, o que requer um esforço computacional elevado. Na figura 4.5 é possível ver um fluxograma tanto da análise por varrimento temporal, bem como da geração da malha inicial elementos finitos.

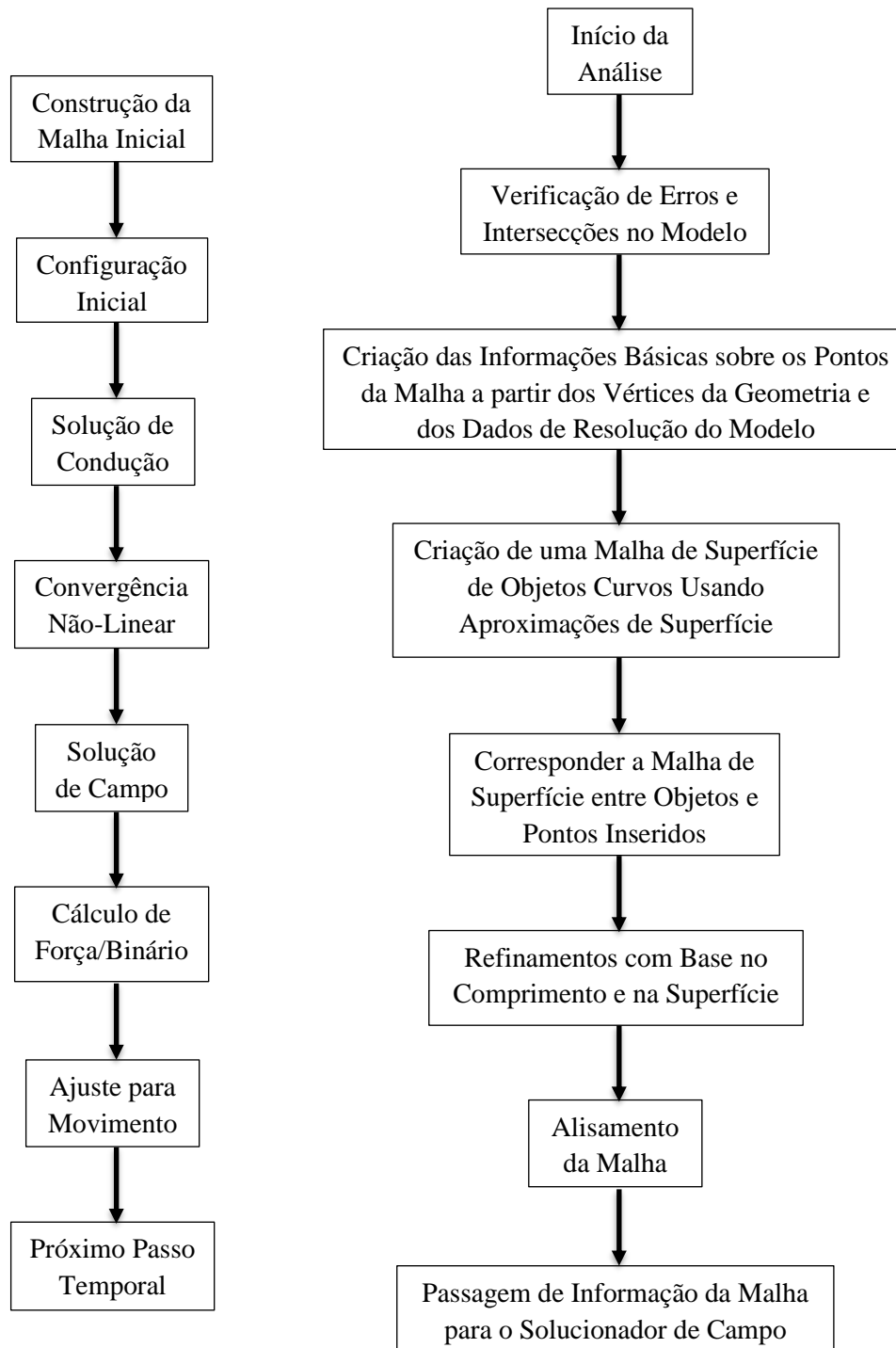


Figura 4.5 – Processo de análise por varrimento temporal (esquerda) e de geração de malha inicial de elementos finitos (direita) (modificado de [46]).

### 4.3.3 – Banda de Deslocamento

Uma das utilidades da análise por varrimento temporal é permitir o movimento relativo de geometrias/objetos do modelo, no caso das máquinas elétricas permite o movimento do rotor em relação ao estator, neste caso permite o movimento do secundário (junção da estrutura condutora do veículo, placa associada ao veículo e bobinas) em relação ao primário (conjunto formado pelos carris em W e condutores das fases).

No entanto, é indesejável ter de produzir uma nova malha de elementos finitos para cada passo temporal, devido aos longos tempos de processamento que tal resultaria. Assim sendo, este método utiliza uma superfície de deslizamento que envolve no seu interior as geometrias do modelo que se irão mover, [47].

Dois conjuntos coincidentes de nós são usados na superfície de deslizamento, uns definindo elementos exteriores a esta e os outros definindo elementos interiores à mesma. Se a distribuição periférica desses nós for uniforme e se o intervalo entre os nós adjacentes for igual ao movimento periférico num passo temporal, os nós da região externa e interna serão sempre coincidentes nas arestas em duas dimensões (2D) ou nas faces (em 3D) da separação, embora e como é óbvio esse emparelhamento de nós demore o seu tempo. No entanto, este método tem duas principais desvantagens:

- A ligação entre o intervalo do nó, a velocidade e o passo temporal significa que para transitórios rápidos, os nós na superfície de deslizamento devem estar muito próximos, isso influencia a seleção de intervalos radiais para evitar elementos malformados;
- Se houver uma mudança de velocidade, o intervalo de tempo usado deve ser ajustado para manter a coincidência dos nós.

De maneira a efetuar a movimentação de geometrias do respetivo modelo, quer por translação ou rotação, estas requerem:

- Todas as geometrias a mover do modelo devem estar contidas numa banda;
- Se existirem múltiplas geometrias a deslocar, estas devem ser aglomeradas numa única geometria, isto porque estas se devem mover ao longo da banda como um único corpo rígido, atuados por uma só força.

## **4.4 – Análise por Varrimento de Frequência**

Para a análise por varrimento de frequência, pontos como o processo de análise, a geração de malha de elementos finitos, as condições de fronteira do problema e a determinação de parâmetros como a resistência, indutância e reatância serão aqui abordados nas seguintes secções.

### **4.4.1 – Processo de Análise e Geração de Malha de Elementos Finitos**

A análise por varrimento de frequência começa com a configuração inicial definida antes da mesma. De seguida é dado início à solução de campo através da geração de uma malha inicial de elementos finitos, a qual foi previamente explicada na análise por varrimento temporal e o seu processo exibido na figura 4.5. Com a malha inicial criada são efetuados os cálculos do campo, neste caso em concreto do campo magnético, com o intuito de executar uma análise de erro, de modo a verificar se um dos seguintes critérios de paragem apresentados foram cumpridos:

- O número de passos adaptativos de análise estabelecidos foi cumprido;
- A percentagem de erro energético e delta energia são menores do que os valores especificados.

Se nenhum dos critérios acima especificados forem cumpridos, então é efetuado um refinamento da malha de elementos finitos, ou seja, com base na malha gerada no passo adaptativo anterior, é criada uma lista de pontos, que é guardada de cada passo anterior, e adicionada no início de cada novo passo à malha de elementos finitos, de acordo como uma taxa de convergência de passos, com o intuito de aperfeiçoar a mesma, a qual é novamente avaliada em relação aos critérios de paragem.

Caso um dos critérios tenha sido obedecido, a análise segue para o pós-processamento para o cálculo dos parâmetros do modelo tais como, força, resistência, indutância, impedância e fator de acoplamento, os quais apenas serão calculados se foram previamente requeridos.

Para finalizar, se existir mais do que uma frequência a analisar este irá repetir o processo anterior descrito para todas as frequências pretendidas. A análise por varrimento de frequência termina quando o modelo tenha sido analisado para todas as frequências desejadas.

As figuras 4.6 e 4.7 dizem respeito aos processos de análise por varrimento de frequências, geração de malha adaptativa de elementos finitos e refinamento da mesma, as quais complementam o que foi aqui mencionado.

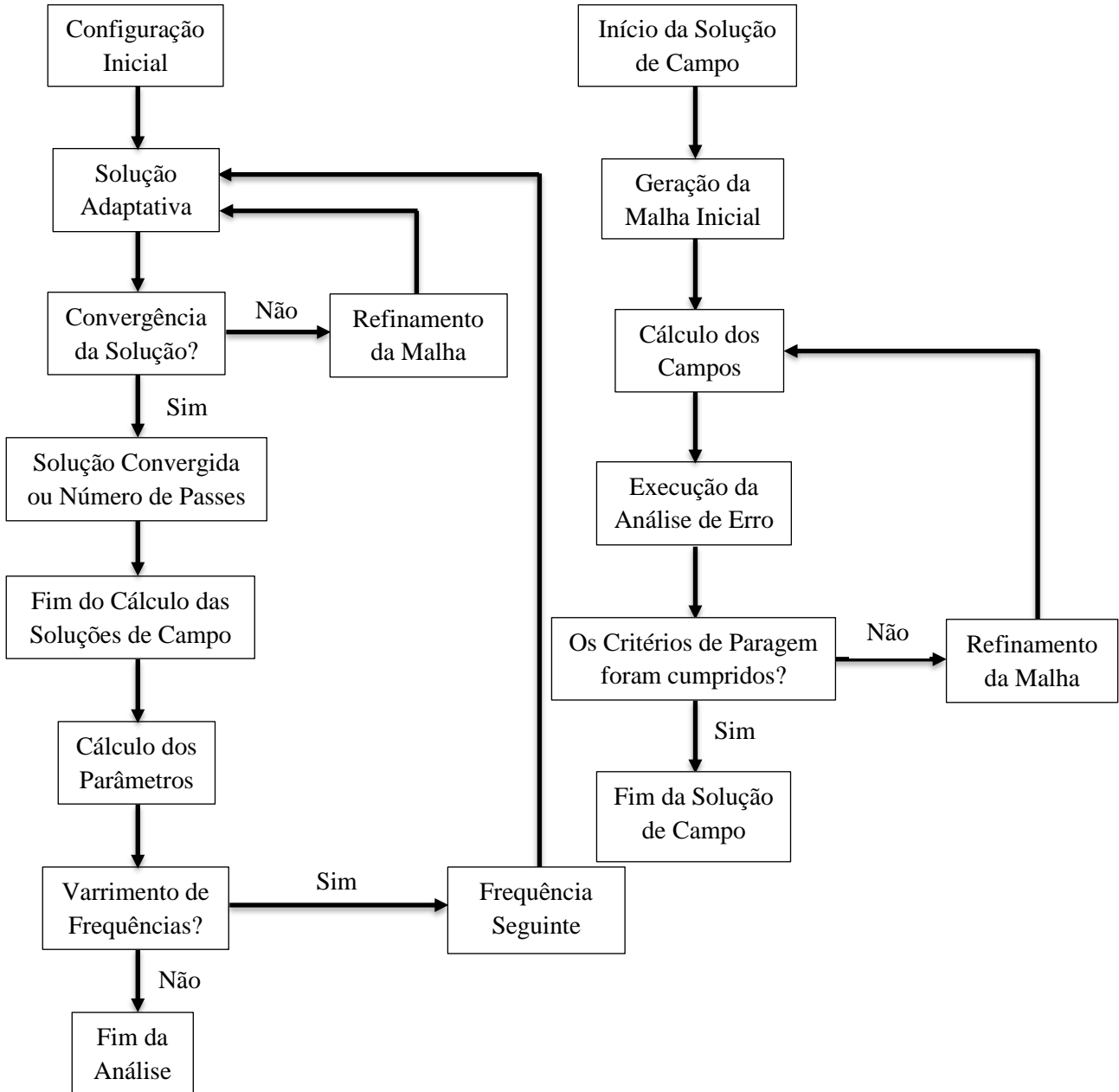


Figura 4.6 – Processo de análise por varrimento de frequências (direita) e de geração de malha adaptativa de elementos finitos (esquerda) (modificado de [46]).

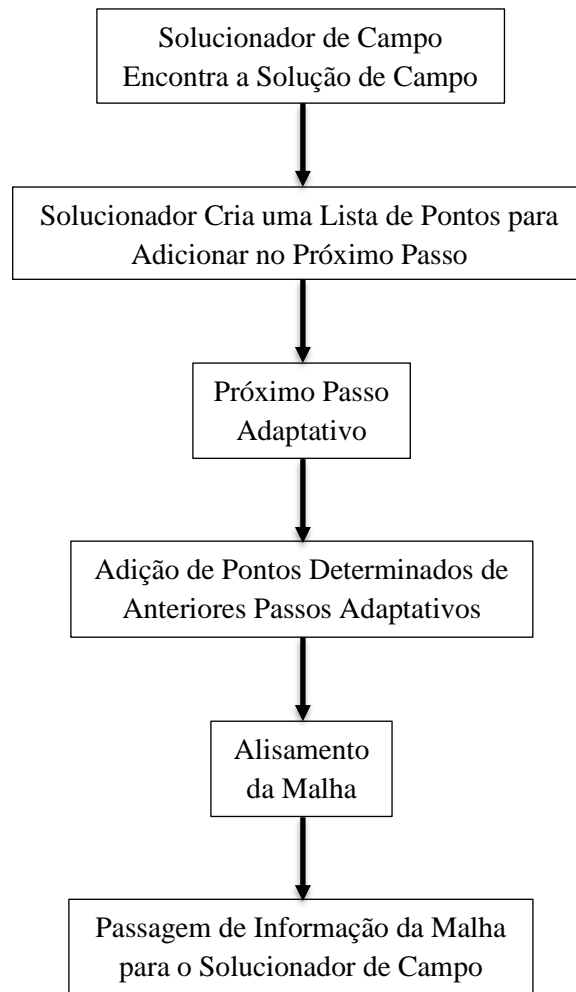


Figura 4.7 – Processo refinamento da malha adaptativa de elementos finitos (modificado de [46]).

#### 4.4.2 – Determinação dos parâmetros

A análise por varrimento de frequência permite a obtenção dos parâmetros associados ao circuito elétrico do modelo, como é o caso da resistência e indutância. O objetivo desta secção consiste em expor os vários métodos de obtenção destes parâmetros através da análise por varrimento de frequências. Visto que os materiais utilizados possuem características magnéticas consideradas lineares a obtenção destes parâmetros terá em consideração:

1. Determinação da Resistência

Existem três métodos de determinação da resistência dependendo do tipo de resistência e do tipo de condutor usado, figura 4.8.

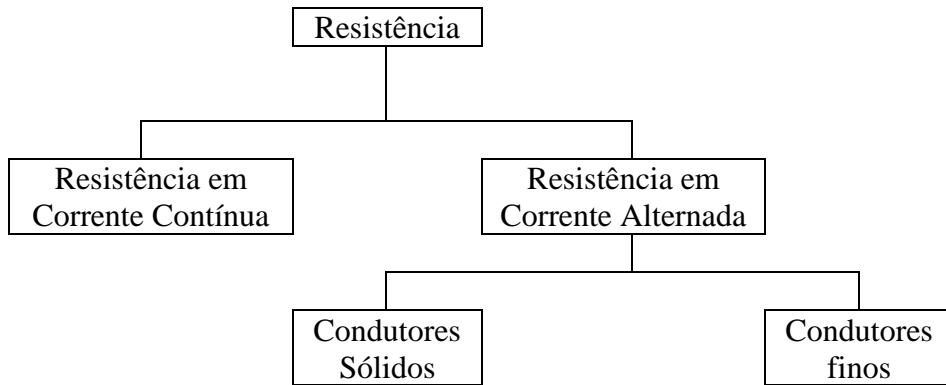


Figura 4.8 – Determinação da resistência em corrente contínua e alternada.

Começando pelo cálculo da resistência em corrente contínua este pode ser realizado sem recorrer ao MEF, considerando uma geometria regular, através e (4.52):

$$R_{DC} = \frac{\rho \times l}{A_s} \quad (4.52)$$

Onde  $R_{DC}$  é a resistência em corrente contínua,  $\rho$  é a resistividade elétrica,  $l$  é o comprimento e  $A_s$  é a área da secção, tudo isto referente a um respetivo condutor.

Para condutores de geometria arbitrária, o MEF pode ser usado para resolver a equação de Laplace para o potencial elétrico. A resistência DC é obtida da relação entre a diferença de potencial e a corrente total no condutor.

No que diz respeito ao cálculo da resistência em corrente alternada, o MEF é usado de duas formas. No primeiro caso para condutores sólidos, considere o caso das barras do rotor num motor de indução em gaiola de esquilo, aqui a resistência é obtida a partir das perdas nas barras do rotor.

Para o segundo caso em que os condutores são finos é possível modelar uma região constituída por estes como uma região não condutora, com isto determina-se a resistência que deriva das perdas por correntes de Foucault e aplica-se um fator de correção à resistência DC. Tendo em consideração, que cada fio condutor carregue a mesma corrente e o efeito pelicular seja desprezível.

## 2. Obtenção da Indutância

Existem três métodos para determinar a indutância para materiais com características magnéticas lineares, figura 4.9, os quais permitem obter os valores de indutância através do MEF e permitem uma boa concordância com os valores medidos experimentalmente.

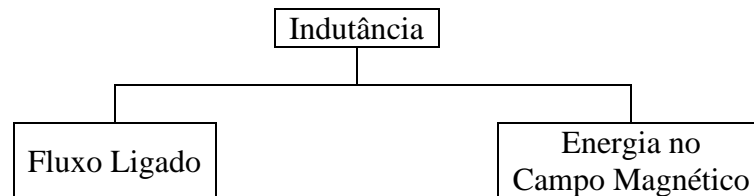


Figura 4.9 – Determinação da indutância para materiais com características magnéticas lineares.

O primeiro método tem por base o vetor potencial magnético ou o valor médio do mesmo, dependendo do tipo de fonte de corrente utilizada, discreta ou distribuída respetivamente. Com base neste obtém-se o fluxo ligado ao longo de um caminho fechado, a partir do qual juntamente com a corrente total no condutor é possível obter a permeância, a qual em conjunto com o número de espiras do condutor permite obter a indutância. É importante mencionar que, este primeiro método é mais utilizado quando a corrente é distribuída uniformemente pelo condutor.

O segundo método tem por base a energia do campo magnético para a obtenção da permeância para o cálculo da indutância por condutor. Este é mais utilizado quando a densidade de corrente pelo condutor não é uniforme, no entanto, também pode ser usado para a situação do primeiro método.

Em [45] cada um destes métodos é desenvolvido para um problema em 2D.

## 4.5 – Conclusão

Com este capítulo foi possível explicar as bases do processamento do MEF e algumas das ferramentas computacionais CAE, como as análises por varrimento temporal e frequência, visto que a utilização destas se revelou importante para a obtenção dos resultados de simulação numérica do acoplador magnético.



## Capítulo 5

# Resultados de Simulação Numérica

### 5.1 – Pós-Processamento

Neste capítulo são apresentados os resultados de CAE a respetiva análise referente ao modelo do acoplador magnético de terceira geração do tipo W trifásico para carregamento estacionário ou dinâmico de longa trajetória sem contacto aplicado a VEs. Deste modo, efetuaram-se os seguintes ensaios com o propósito de simular o modelo do acoplador magnético em diferentes condições e formas de carregamento:

1. Ensaio do acoplador magnético em regime estacionário;
2. Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico:
  - Veículo em movimento uniforme;
  - Veículo em movimento uniformemente retardado;
3. Ensaio do carregador VE sem contacto em regime estacionário:
  - Ensaio de emulação do carregador VE sem contacto.

O primeiro ensaio tem como objetivo, simular o carregamento do acoplador magnético de um VE em carregamento estacionário, como por exemplo estacionado numa garagem, ou num parque de estacionamento.

O segundo ensaio simula o carregamento dinâmico do modelo do acoplador magnético de um VE em movimento uniforme para as velocidades de 50, 70 e 120 km/h, de modo a replicar o deslocamento deste nas cidades, na periferia e em autoestradas, respetivamente.

Posteriormente, o ensaio do acoplador magnético em movimento uniformemente retardado tem como objetivo reproduzir o carregamento do modelo do acoplador magnético de um VE ao realizar uma manobra de travagem progressiva, por exemplo na aproximação a um semáforo ou, quando aplicado a um transporte público, a aproximação a uma paragem de táxis ou autocarros.

Por último, o ensaio do carregador VE sem contacto em regime estacionário tem como propósito emular o comportamento do modelo acoplador magnético em funcionamento conjunto com os conversores eletrônicos de potência.

É importante ainda referir que o objetivo destes ensaios é determinar os parâmetros que permitem caracterizar e avaliar o acoplador magnético tais como, o grau de exposição biológica, a transferência de energia, o fator de acoplamento, a impedância dos condutores do primário e das bobinas do secundário e a eficiência do sistema. Permitindo assim avaliar e retirar ilações sobre o funcionamento do acoplador magnético e sua exequibilidade em termos físicos.

## **5.2 – Ensaio do acoplador magnético em regime estacionário**

Para o ensaio do acoplador magnético em regime estacionário recorreu-se à análise por varrimento de frequências. É importante referir que a utilização deste tipo de análise impede a associação de um circuito externo ao modelo de elementos finitos do acoplador magnético, visto que a análise por varrimento de frequências não possui essa opção de excitação, possibilitando apenas a excitação por corrente diretamente no próprio modelo.

Assim sendo, na figura 5.1, apresenta-se a distribuição de ensaios do acoplador magnético em regime estacionário tendo sido realizado um total de 4 análises de CAE, sendo que metade destas foram realizadas na ausência de corrente nas bobinas do secundário (sem excitação, simulando um ensaio com o secundário em vazio), do qual se obtiveram os gráficos de densidade de fluxo magnético,  $B$ , visto sob as linhas de observação X, Y e Z e ainda as distribuições de densidade de fluxo magnético,  $B$  e de densidade de corrente,  $J$ . Nas restantes análises realizadas, foi definida corrente nas bobinas do secundário (com excitação, impondo uma corrente nas bobinas do secundário), com objetivo de extrair o fator de acoplamento,  $k$ , resistência,  $R$ , e indutância,  $L$ , dos condutores do primário e das bobinas do secundário.

Independentemente do tipo de análises realizadas, em ambas as situações se realizaram ensaios para o modelo inteiro e de simetria para as frequências de 5, 10, 20, 50 e 100 kHz, de modo a validar os resultados do modelo de simetria.

A utilização do modelo inteiro do acoplador magnético tem como objetivo de não só validar os resultados obtidos pelo modelo de simetria, como também demonstrar que a utilização do modelo de simetria permite reduzir consideravelmente o tempo de processamento das análises realizadas, como se apresenta na secção 5.2.1. Por outro lado, o modelo de simetria do

acoplador magnético apresenta, o mesmo número de elementos finitos do modelo inteiro, permitindo assim melhorar a resolução dos resultados obtidos em comparação com o modelo inteiro, uma vez que apresenta uma malha de elementos finitos mais densa.

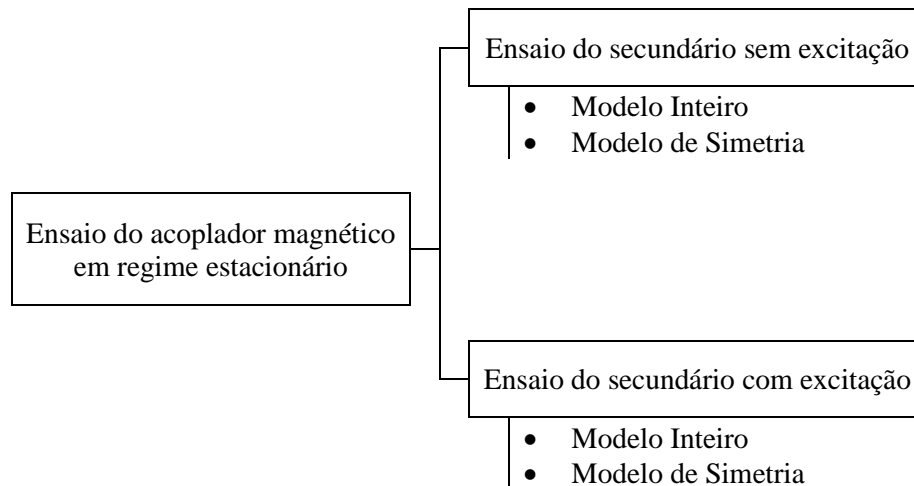


Figura 5.1 – Distribuição de ensaios do acoplador magnético em regime estacionário.

### 5.2.1 – Tempo de processamento vs número de elementos finitos

Observando os tempos de processamento e número de elementos finitos resultantes da análise dos modelos, os quais encontram-se indicados na tabela 5.1, é possível constatar que a utilização de um modelo de simetria permite reduzir de forma considerável o tempo de processamento, quando comparado com tempo de processamento CAE do modelo inteiro.

É importante ainda mencionar que o tempo de processamento de análise é maior para a situação do secundário sem excitação, uma vez que os ensaios são realizados para as frequências de 5, 10, 20, 50 e 100 kHz. Em sentido oposto encontram-se os ensaios do secundário com excitação no secundário os quais têm como objetivo obter o fator de acoplamento,  $k$ , resistência,  $R$ , e indutância,  $L$ , dos condutores do primário e das bobinas do secundário e dado que estes parâmetros não dependem da variação da frequência realizou-se as análises apenas para a frequência de 20kHz, com intuito de reduzir o tempo de processamento.

Tabela 5.1 – Tempos de processamento de análise dos modelos e número de elementos finitos para o ensaio do acoplador magnético em regime estacionário.

Tipo de ensaio	Sem excitação no secundário		Com excitação no secundário	
	Inteiro	Simetria	Inteiro	Simetria
Modelo				
Tempo [horas]	56,3	45,93	38,68	32,33
Nº de Elementos finitos	3 091 983	3 162 830	3 091 987	3 503 778

Nota: Análises realizadas num computador com processador Intel® Core™ i7-8750H e 16 GB de SDRAM.

### 5.2.2 – Grau de exposição biológica

De modo a avaliar o grau de exposição biológica ao modelo do acoplador magnético em regime estacionário definiram-se 3 segmentos de reta como linhas de observação, indicadas nas figuras 5.2a) e 5.2b), as quais permitem visualizar a densidade de fluxo magnético ao longo das várias coordenadas X, Y e Z respetivamente, e têm como o intuito de simular um ser humano:

- A deslocar-se ao longo do sistema de transferência de energia sem contacto;
- A altura do indivíduo;
- A entrar e a sair do veículo elétrico.

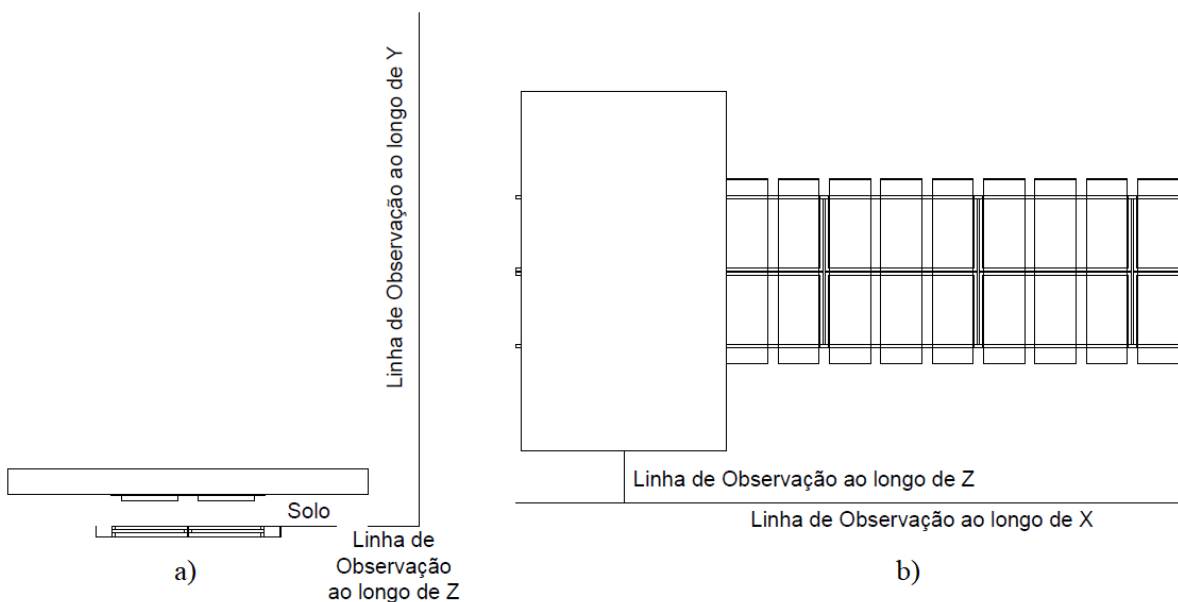


Figura 5.2 – Linhas de observação da densidade de fluxo magnético ao longo de X, Y e Z: a) Vista frontal; b) Vista de topo.

Assim sendo, e tendo por base os ensaios do secundário sem excitação do modelo do acoplador magnético obtiveram-se os resultados de densidade de fluxo magnético, apresentados na figura 5.3, vistos da linha de observação ao longo de X, para os diferentes ângulos de fase das correntes do primário 0,  $\pi/4$ ,  $\pi/2$  e  $3\pi/4$  radianos, à frequência de 5kHz, para o modelo inteiro e de simetria, respetivamente.

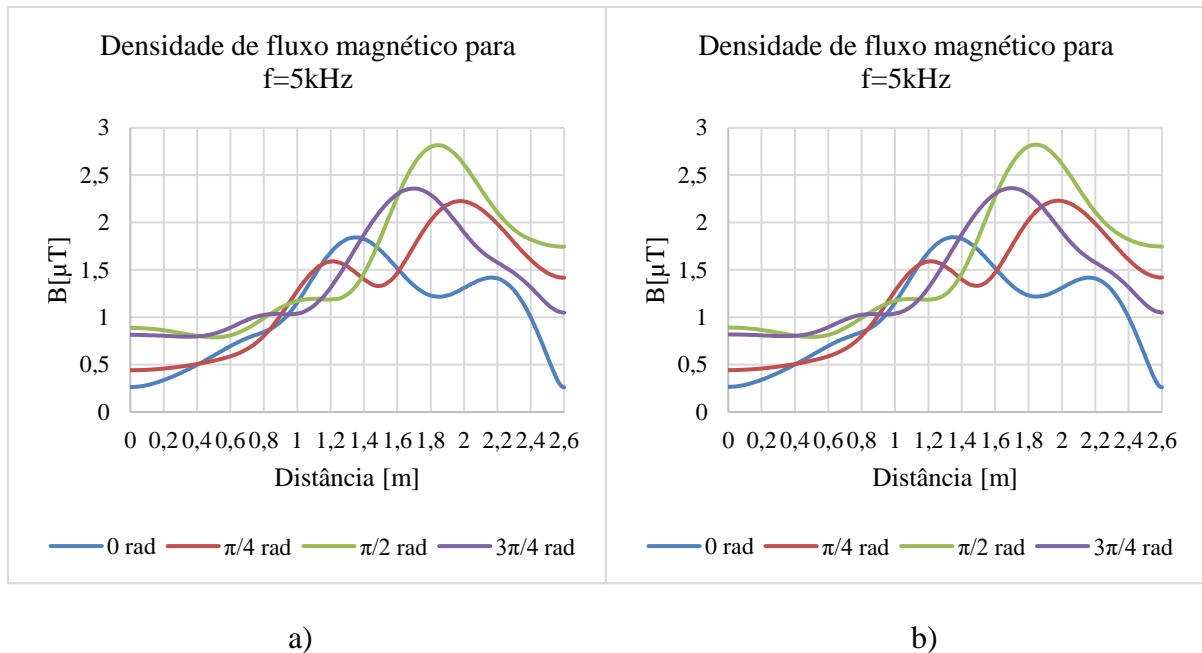


Figura 5.3 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de X, sem excitação definida no secundário à frequência de 5kHz: a) Modelo Inteiro; b) Modelo de simetria.

Como é possível observar pela figura 5.3 a) e b), não existem quaisquer diferenças consideráveis entre os resultados obtidos para o modelo inteiro e de simetria, validando assim o modelo de simetria. É possível ainda constatar que a densidade de fluxo magnético tem o seu valor mais baixo, entre os 0,26 e o 1 $\mu$ T, nas distâncias onde se encontra o veículo, entre os 0 e 80cm, uma vez que aí o fluxo magnético proveniente dos condutores do primário é guiado não só para as bobinas do secundário como também para a sua estrutura constituinte.

Em sentido oposto, para as distâncias onde o secundário não se encontra sobre o primário, a densidade de fluxo magnético aumenta consideravelmente, uma vez que o fluxo magnético proveniente do primário dispersa-se pelo ar, atingindo o seu valor máximo para a distância de 1,8m, em especial para quando as correntes são visualizadas para o ângulo de correntes a  $\pi/2$  radianos com valores de 2,8 $\mu$ T.

Contudo e comparando os valores de densidade de fluxo magnético com os indicados na tabela 2.3 verifica-se que estão abaixo dos valores estabelecidos pelas normas indicadas para o valor de frequência testado.

Uma vez que, os resultados da densidade de fluxo magnético,  $B$ , do modelo de simetria são equivalentes ao modelo inteiro, os resultados posteriores a estes referentes à densidade de fluxo magnético serão apresentados com base apenas no modelo de simetria.

Assim, apresentam-se os resultados obtidos para os restantes valores de frequência, 10 e 20kHz, figura 5.4, e 50 e 100kHz, figura 5.5, vistos da linha de observação ao longo de  $X$ , para os diferentes ângulos de fase das correntes do primário  $0, \pi/4, \pi/2$  e  $3\pi/4$  radianos.

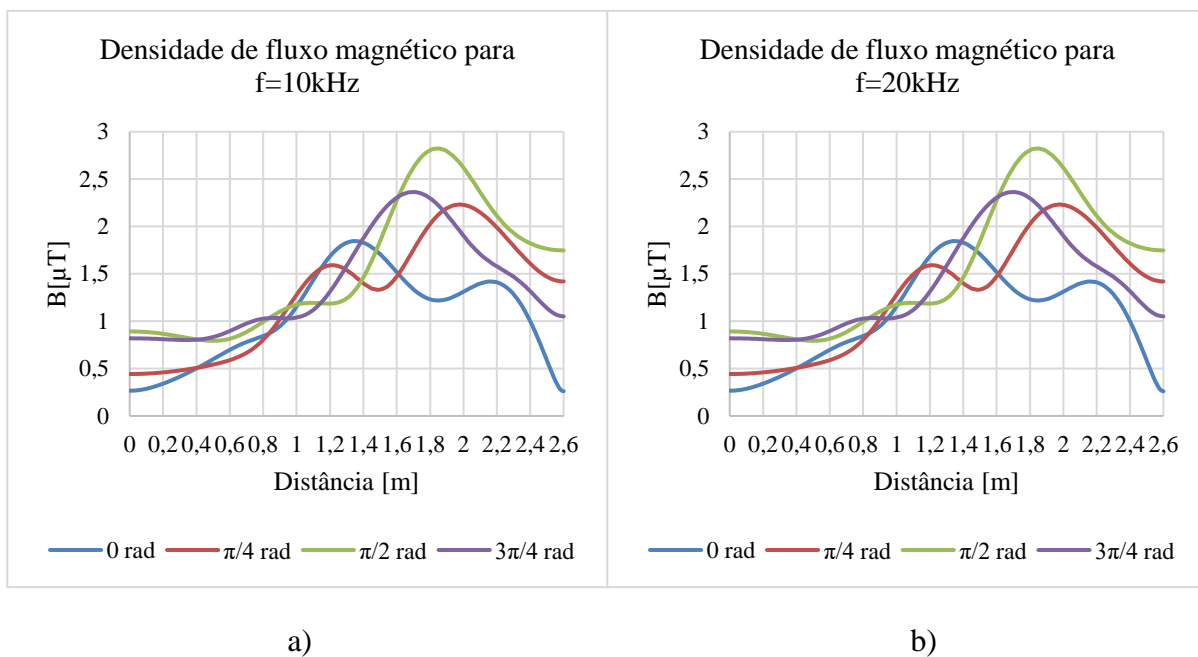


Figura 5.4 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético,  $B$ , vista da linha de observação ao longo de  $X$ , sem excitação definida no secundário do modelo de simetria às frequências de:

a) 10kHz; b) 20kHz

Observando as figuras 5.3b), 5.4 e 5.5, permite concluir que os resultados de densidade de fluxo magnético não variam com a variação da frequência, sendo idênticos para todas as frequências aqui analisadas.

Assim sendo, os restantes resultados referentes à densidade de fluxo magnético serão apenas apresentados para a frequência de 20kHz, como mostra as figuras 5.6a) e b), que apresentam a densidade de fluxo magnético, vistas da linha de observação ao longo de  $Y$  e  $Z$  respetivamente,

apenas para a frequência de 20kHz, para os diferentes ângulos de fase das correntes do primário 0,  $\pi/4$ ,  $\pi/2$  e  $3\pi/4$  radianos.

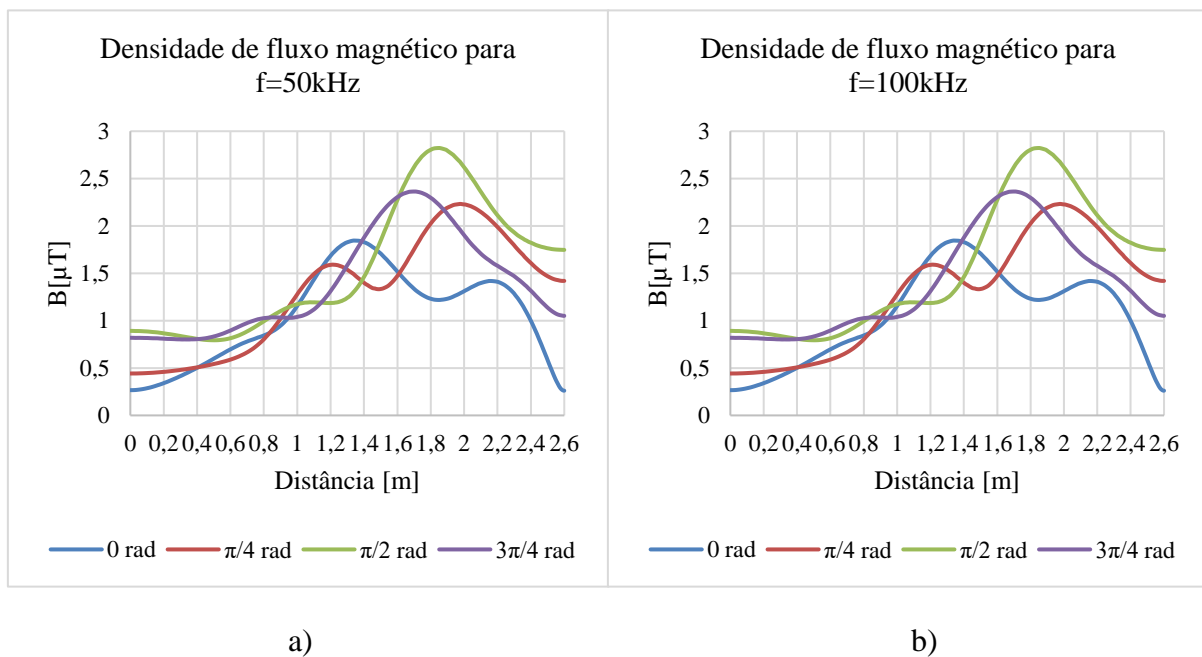


Figura 5.5 –Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de X, sem excitação definida no secundário do modelo de simetria às frequências de: a) 50kHz; b) 100kHz.

Analisando a figura 5.6 verifica-se que, tal como para a linha de observação ao longo de X, o Y e Z cumpre também os valores estabelecidos pelas normas indicadas na tabela 2.3 para a frequência considerada.

No caso da linha de observação ao longo de Y, constata-se que a densidade de fluxo magnético atinge o seu valor máximo de  $1,05\mu\text{T}$  para o ângulo de corrente de  $3\pi/4$  radianos, o que corresponde a uma altura próxima da zona do primário, mais concretamente à zona dos carris em formato W onde também se situam os condutores do primário. Uma vez que ambos são constituídos por um material condutor, o qual condiciona as linhas de campo magnético aumentando o fluxo magnético à sua volta, é normal que os valores densidades de fluxo magnético seja maior perto dessas zonas, dada a existência de não só material condutor como também ferromagnético. Assim, para uma altura superior resulta num afastamento da zona de material condutor e ferromagnético resultando, num declínio exponencial da densidade de fluxo magnético até este atingir o valor nulo.

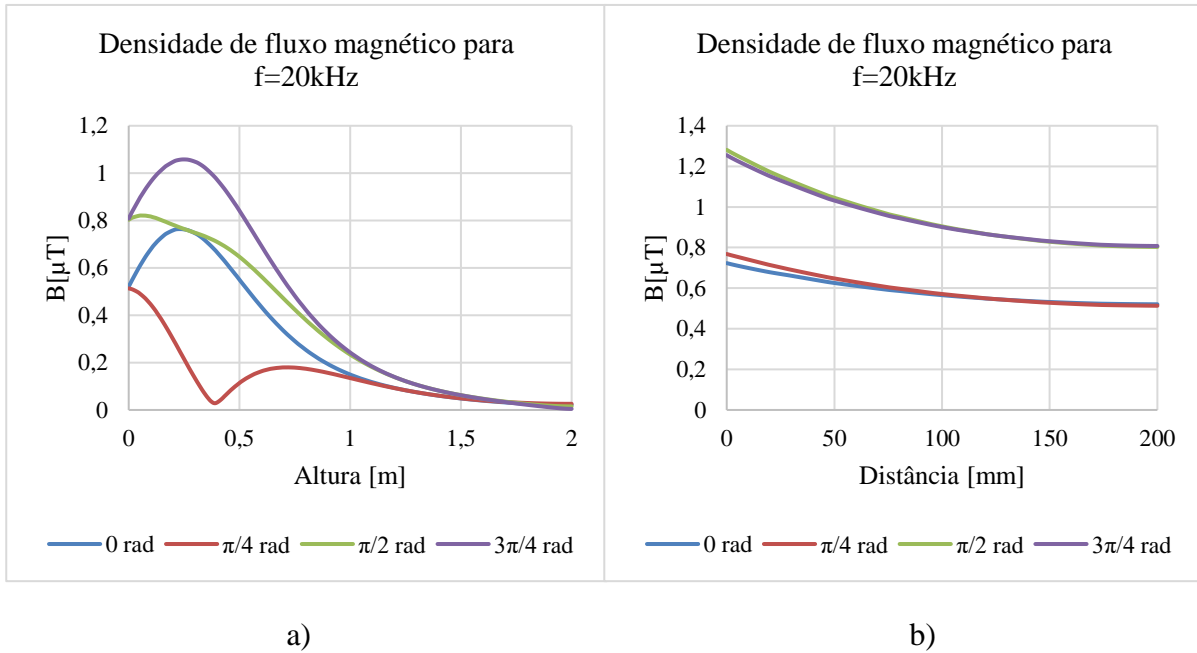


Figura 5.6 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético,  $B$ , sem excitação definida no secundário do modelo de simetria à frequência de 20kHz, vista das linhas de observação ao longo de: a) Y; b) Z

Para a linha de observação ao longo de Z, observa-se que a densidade de fluxo magnético atinge o seu valor máximo de  $1,25\mu\text{T}$  para o ângulo de fase da corrente de  $\pi/2$  radianos, quando se encontra o mais próximo possível do secundário, diminuindo à medida que nos afastamos deste.

Observando ainda os resultados obtidos, é possível verificar que a densidade de fluxo magnético atinge os valores seus máximos para diferentes ângulos de fase das correntes, isto deve-se essencialmente a dois fatores:

- Nos modelos criados, inteiro e de simetria, o comprimento do primário foi ligeiramente aumentado em relação ao modelo base inicial, levando a que alguns condutores do primário, caso fossem prolongados ao longo de X, levando a que alguns sejam mais extensos do que outros, resultando numa densidade de fluxo magnético para a linha de observação ao longo de X, apresente um ligeiro desfasamento em relação à excitação dada no primário. Desta forma torna-se possível observar um ciclo completo do secundário sobre o primário, o que é relevante para o ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme;
- Por outro lado, as linhas de observação Y e Z, uma vez que são observados de uma posição fixa na linha de observação em X, isto faz com que o ângulo de fase das

correntes seja, em grande parte o mesmo, para o valor máximo da densidade de fluxo magnético.

Posteriormente são apresentadas e analisadas as distribuições de densidade de fluxo magnético,  $B$ , vistas numa perspetiva frontal a um plano YZ, o qual é coincidente com o segmento de reta que representa a linha de observação ao longo de Z. As figuras 5.7a) e b) mostram, respetivamente a perspetiva do plano YZ e a vista frontal utilizada.

Tendo em consideração os resultados obtidos e analisados retiraram-se as seguintes ilações:

- O modelo de simetria do acoplador magnético apresenta resultados equivalentes ao modelo inteiro;
- A variação da frequência na excitação dos condutores do primário, não influencia os valores de densidade de fluxo magnético;
- A densidade de fluxo magnético varia para diferentes ângulos de fase da corrente do primário.

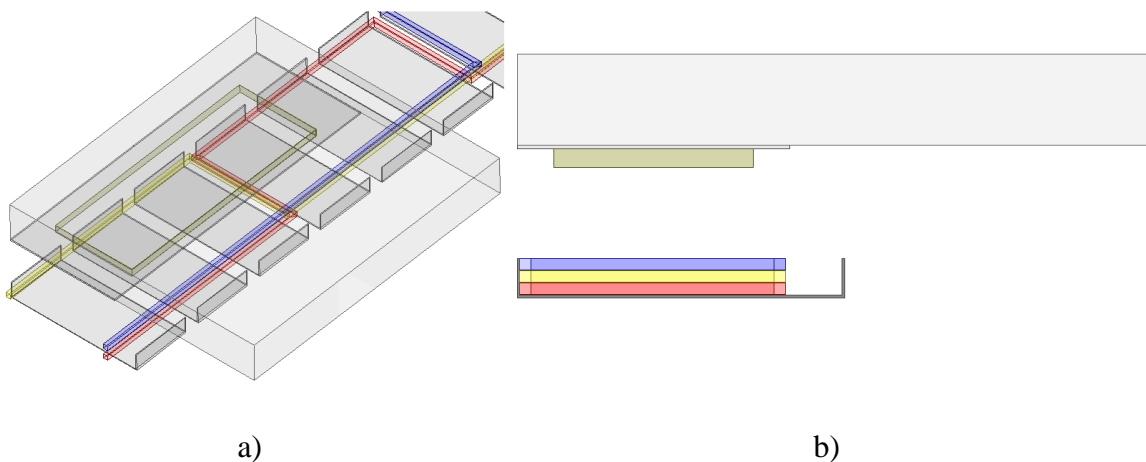


Figura 5.7 – Definição de visualização da distribuição de densidade de fluxo magnético,  $B$ :

a) Perspetiva isométrica do plano YZ; b) Vista frontal.

Tendo em consideração estas premissas e com base na figura 5.7b), obtiveram-se os seguintes resultados, figura 5.8, para o modelo de simetria, testado para os diferentes ângulos de fase das correntes do primário  $0$ ,  $\pi/4$ ,  $\pi/2$  e  $3\pi/4$  radianos à frequência de 20kHz.

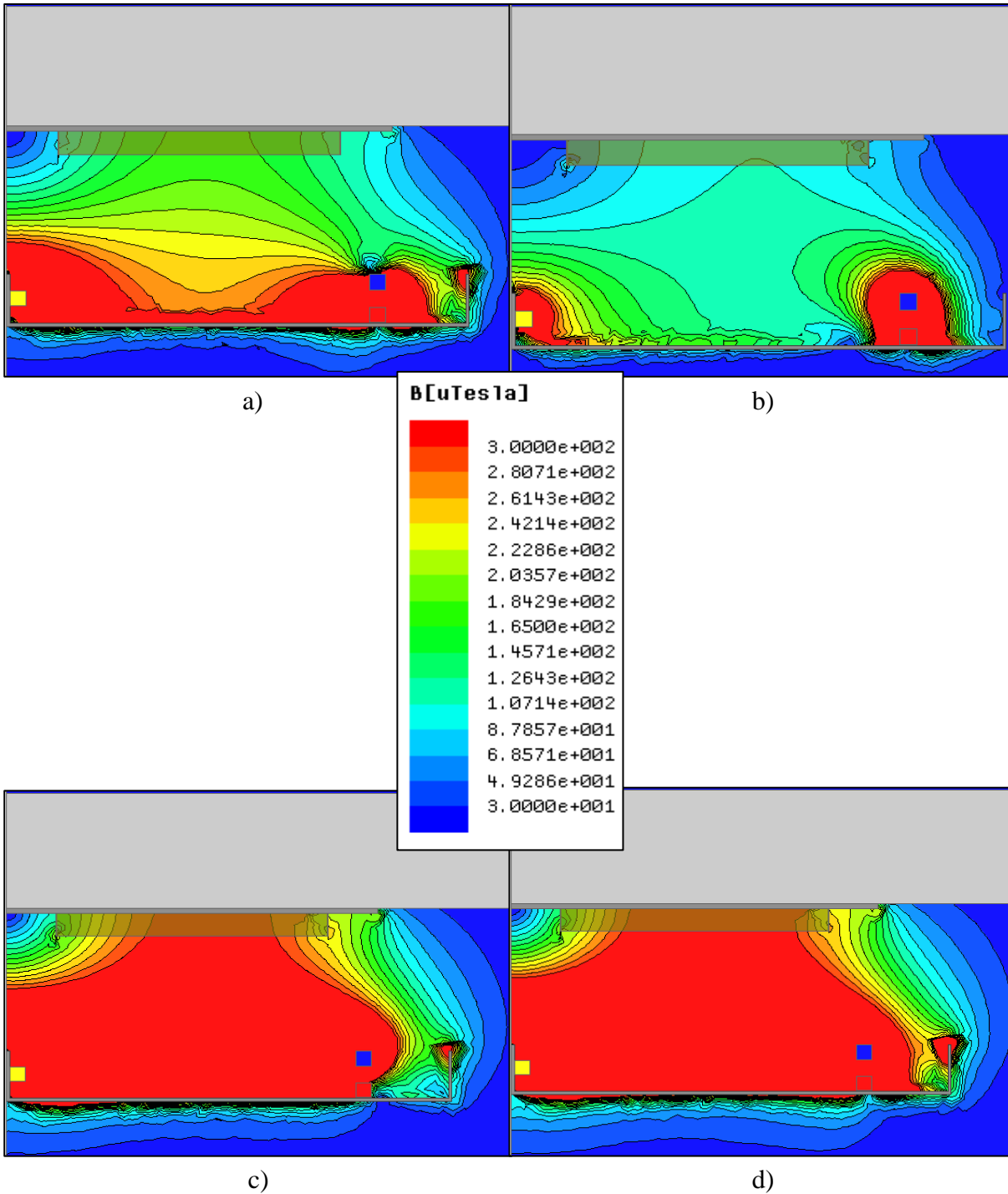


Figura 5.8 – Distribuição de densidade de fluxo magnético,  $B$ , sem excitação definida no secundário do modelo de simetria à frequência de 20kHz, visualizado para o ângulo de corrente a) 0 rad; b)  $\pi/4$  rad; c)  $\pi/2$  rad; d)  $3\pi/4$  rad.

Averiguando os resultados obtidos é possível constatar que a densidade de fluxo magnético,  $B$ , apresenta o seu valor máximo na proximidade dos condutores do primário, dos carris em formato W e do entreferro do sistema de transferência de energia, reduzindo o seu valor para

as zonas de periferia do sistema, com o afastamento em altura,  $Y$ , e profundidade,  $Z$  em relação ao modelo, levando a concluir que estes resultados são coerentes com os apresentados na figura 5.6a) e b). Analisando ainda as distribuições de fluxo magnético,  $B$ , no entreferro do sistema, constata-se que os valores são tão elevados que para esta situação o modelo do acoplador magnético é apenas valido pelas normas IEEE Std. C95.1<sup>TM</sup>-2005 e IEEE Std. C95.1a<sup>TM</sup>-2010 (emenda de 2005). Assim, constata-se mais uma vez que a densidade de fluxo magnético varia consideravelmente com os diferentes ângulos de fase das correntes do primário.

### 5.2.3 – Transferência de energia

De modo a averiguar se o modelo do acoplador magnético efetuava a transferência de energia do primário para o secundário, procedeu-se à análise das distribuições da densidade de corrente,  $J$ . Estas serão visualizadas na(s) bobina(s) do secundário, numa perspetiva isométrica, tal como ilustrado na figura 5.9 para o modelo de simetria.

Deste modo e com base na figura anterior, obtiveram-se os resultados obtidos para o modelo de simetria, para os diferentes ângulos de fase das correntes do primário de  $0$ ,  $\pi/4$ ,  $\pi/2$  e  $3\pi/4$  radianos, apresentado na figura 5.10 para a frequência de 5kHz, e na figura 5.11 para a frequência de 100kHz.

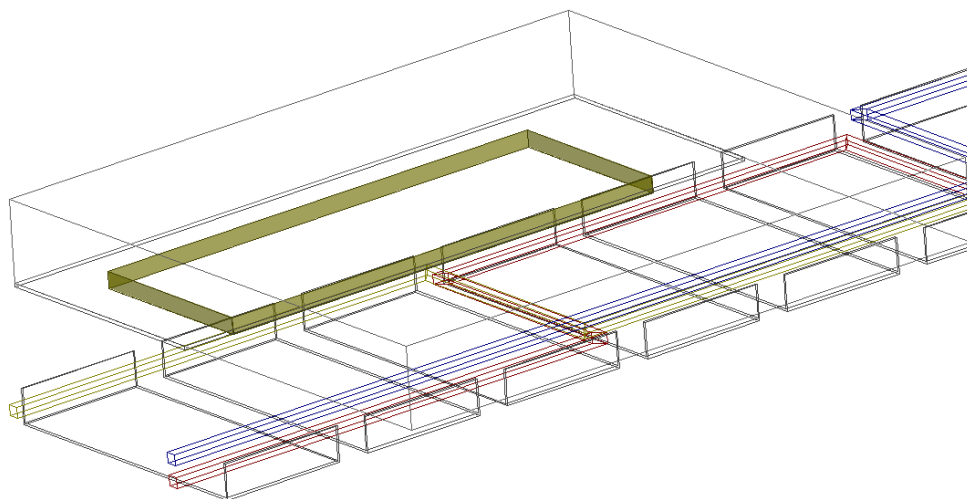


Figura 5.9 – Definição de visualização da distribuição de densidade corrente,  $J$  para o modelo de simetria.

De referir que, nestes ensaios procura-se comparar a densidade de corrente que é induzida no secundário (estando este fechado) por ação do campo magnético criado no primário. É importante também referir que não foram aplicados quaisquer níveis de tensões quer ao primário, quer ao secundário do modelo. Sendo assim, isto resulta em densidade de corrente no secundário reduzidas, como mostram as figuras 5.10 e 5.11, quando comparadas com as correntes que são impostas no primário.

Observando ainda as distribuições de densidade de corrente,  $J$ , e similarmente ao que ocorreu para os resultados de grau de exposição biológica, estes também variam com os ângulos de fase das correntes, tendo o seu valor mínimo para o ângulo de 0 radianos e máximo para o ângulo de  $\pi/2$  radianos, para ambas as frequências.

Comparando ainda as figuras 5.10 e 5.11, verifica-se que com o aumento de frequência das correntes dos condutores do primário de 5 para 100kHz, resulta num ligeiro aumento da densidade de corrente,  $J$ .

Os restantes resultados referentes à distribuição da densidade de corrente,  $J$ , para o modelo de simetria, à frequência de 10, 20 e 50kHz e para os diferentes ângulos de fase das correntes do primário 0,  $\pi/4$ ,  $\pi/2$  e  $3\pi/4$  radianos, encontram-se no anexo A.1.

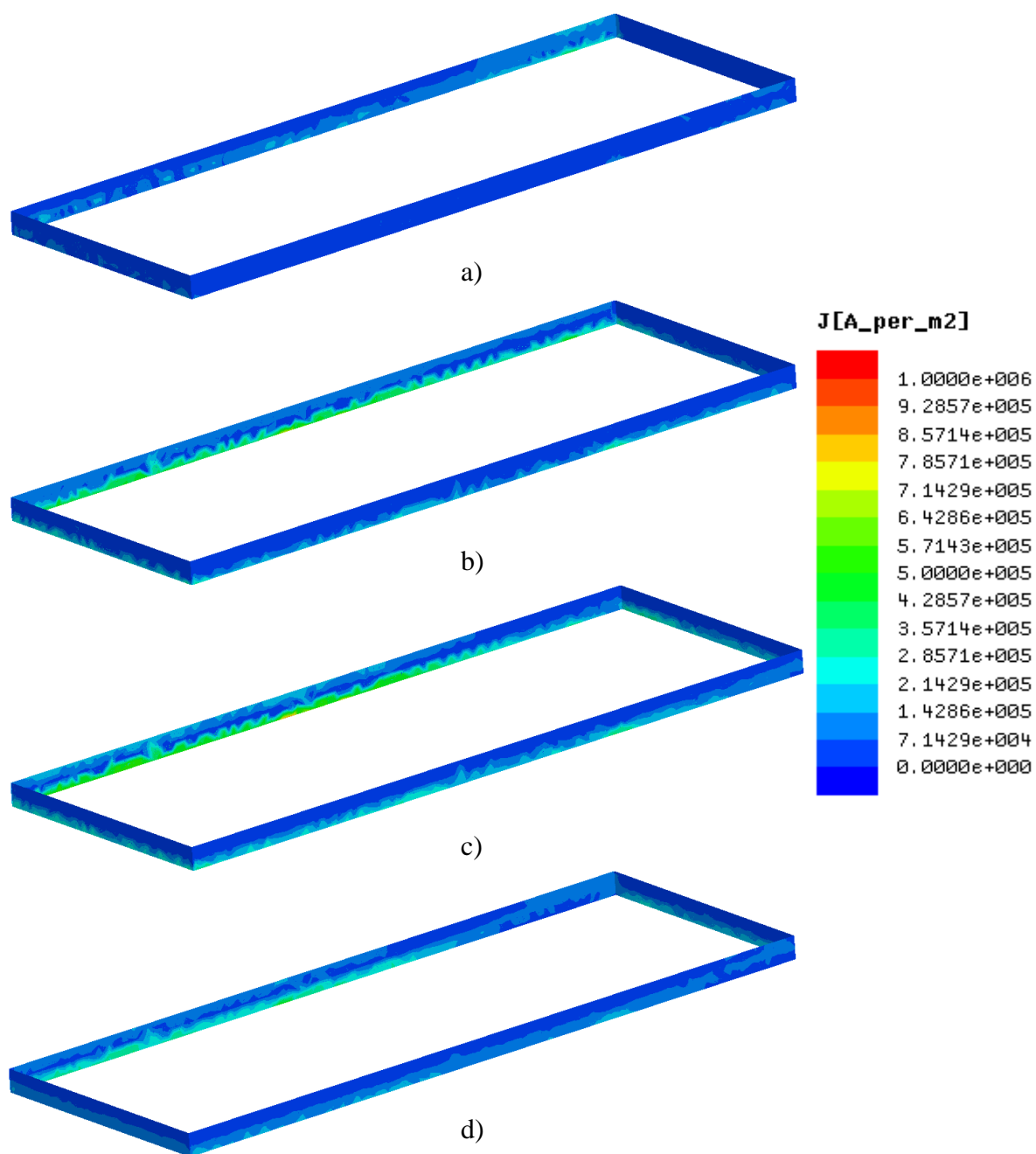


Figura 5.10 – Distribuição de densidade de corrente,  $J$ , sem excitação definida no secundário do modelo de simetria, à frequência de 5kHz, visualizado para os ângulos de corrente a: a) 0 rad; b)  $\pi/4$  rad; c)  $\pi/2$  rad; d)  $3\pi/4$  rad.

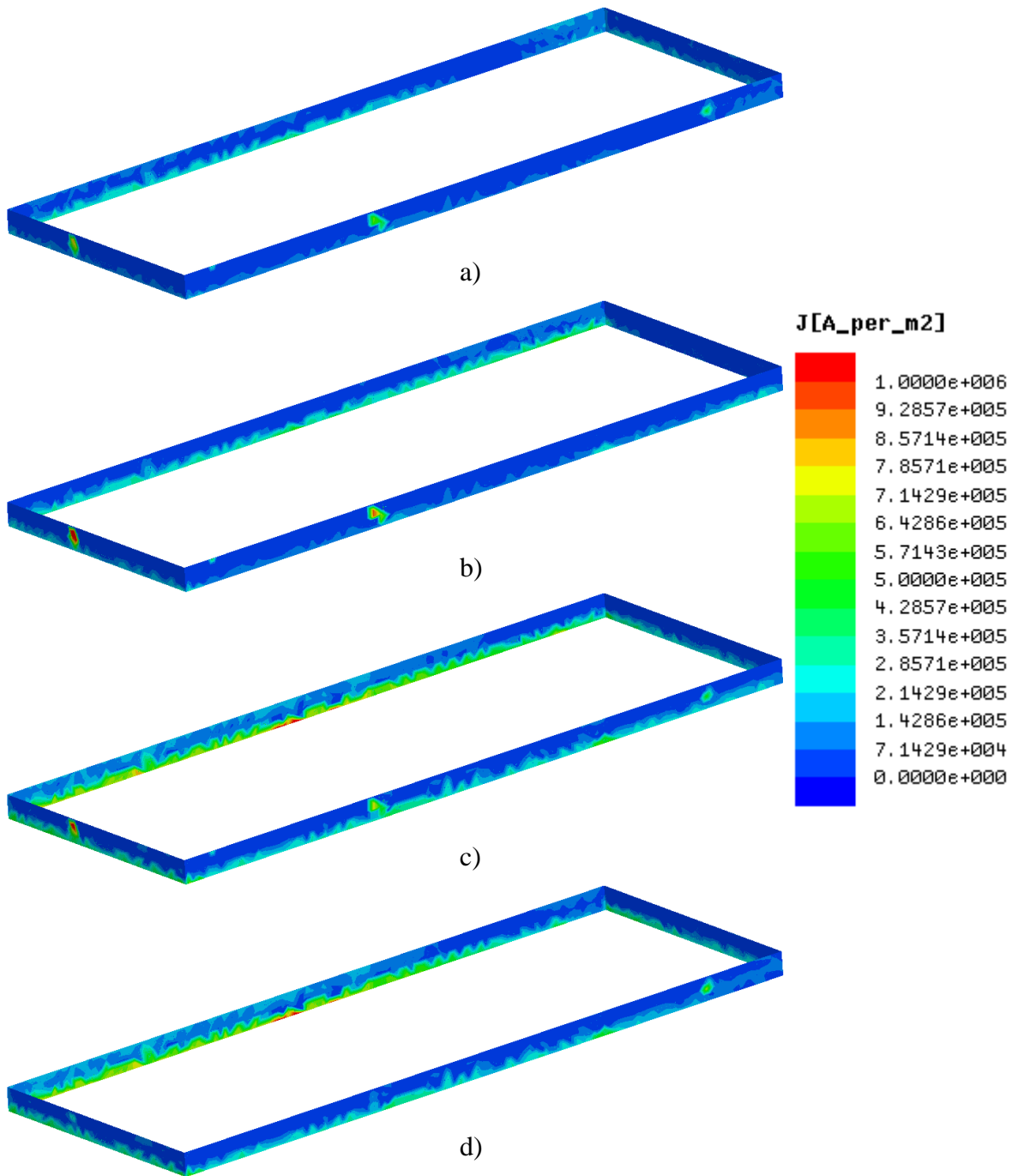


Figura 5.11 – Distribuição de densidade de corrente,  $J$ , sem excitação definida no secundário do modelo de simetria à frequência de 100kHz, visualizado para os ângulos de corrente a)  $0 \text{ rad}$ ; b)  $\pi/4 \text{ rad}$ ; c)  $\pi/2 \text{ rad}$ ; d)  $3\pi/4 \text{ rad}$ .

### 5.2.4 – Fator de acoplamento

Com base numa vista frontal ampliada do modelo inteiro como mostra a figura 5.12, definiu-se a seguinte nomenclatura indicada sobre condutores do primário e secundário. Com isto

definido, na tabela 5.2 é apresentada a matriz simétrica de valores do fator de acoplamento,  $k$ , para o modelo de simetria, para as frequências de 5, 10, 20, 50 e 100kHz.

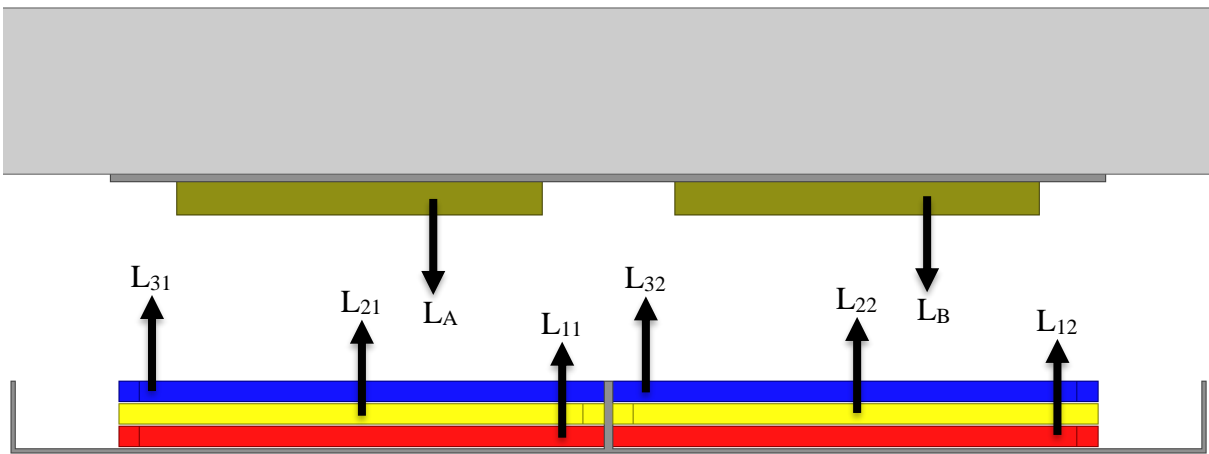


Figura 5.12 – Atribuição da nomenclatura utilizada, com base na vista frontal ampliada do modelo inteiro.

Tabela 5.2– Fator de Acoplamento,  $k$ , com excitação do secundário definida no modelo de simetria, para as frequências de 5, 10, 20, 50 e 100kHz.

	$L_{12}$	$L_{22}$	$L_{32}$	$L_B$
$L_{12}$	1	0,43	0,51	0,06
$L_{22}$		1	0,49	0,17
$L_{32}$			1	0,03
$L_B$				1

Observando ao pormenor para os valores obtidos é possível constatar que o fator de acoplamento entre os condutores do primário e as bobinas do secundário é muito baixo, apenas atingindo o seu valor mais alto entre o condutor  $L_{22}$  e a bobina  $L_B$ .

É importante referir que os valores do fator de acoplamento entre os condutores do primário e as bobinas do secundário podem variar com o diferente posicionamento do secundário ao longo do primário, uma vez que a disposição dos condutores não é igual em toda a sua longitude.

Visto que, para um sistema WPT para carregamento estacionário de VEs, de topologia em bloco/segmentada, o fator de acoplamento possível de se obter é de  $k = 0,2$ , [18], constata-se comparando o fator de acoplamento entre os condutores do primário e as bobinas do secundário da tabela 5.2, que os valores estão abaixo do mencionado.

É importante lembrar um acoplador magnético para carregamento estacionário de VEs utiliza uma topologia em bloco/segmentada, tanto primário como no secundário, a qual permite melhorar os valores de fator de acoplamento, quando comparado com uma topologia de longa trajetória, a qual mesmo que o secundário esteja sobre o primário do acoplador magnético deixa muito espaço livre para que outro secundário seja colocado, como é possível ver pelas figuras 3.6 a 3.10, reduzindo assim consideravelmente o valor do fator de acoplamento. Sendo assim duas soluções podem ser adotadas para melhorar o fator de acoplamento:

- Aumentar o número de VEs (secundários) possíveis a carregar num acoplador magnético de longa trajetória (primário);
- Alterar a topologia do acoplador magnético do primário, para em bloco/segmentada.

### **5.2.5 – Impedância dos condutores do primário e das bobinas do secundário**

Para terminar o estudo dos modelos no ensaio do veículo em regime estacionário e utilizando novamente a nomenclatura indicada na figura 5.12, é apresentado na tabela 5.3 os valores de resistência e indutância dos condutores primário e bobinas do secundário, para o modelo de simetria apenas à frequência de 20kHz, visto que os valores de resistência e indutância dos condutores do primário e das bobinas do secundário não sofrem qualquer variação com os diferentes valores de frequência analisados até agora, visto que estes não dependem da frequência, reduzindo assim consideravelmente os tempos de processamento.

Analisando a tabela 5.3 constata-se que por se ter definido os condutores do tipo “stranded”, de modo a simular condutores de litz, isto resulta em valores de resistência baixos tanto nos condutores do primário como nos do secundário.

Observa-se ainda que, para os condutores do primário que estes apresentam diferentes valores de indutância o que leva a concluir que estes têm comprimentos diferentes, pois o mesmo não se verifica para as bobinas do secundário, visto que estas apresentam as mesmas dimensões.

Tabela 5.3 – Resistência e Indutância dos condutores do primário e bobinas do secundário, com excitação definida no secundário, no modelo inteiro e de simetria, para as frequências de 20kHz.

	R [mΩ]	L [μH]
L <sub>12</sub>	0,37	6,91
L <sub>22</sub>	0,37	6,98
L <sub>32</sub>	0,34	5,28
L <sub>B</sub>	3,39	2,11

### 5.3 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico

#### 5.3.1 – Movimento uniforme

Para o ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme recorreu-se à análise por varrimento temporal. Apesar de, para este tipo de análise ser possível associar um circuito externo, ao modelo de elementos finitos do acoplador magnético, tal não é possível devido à utilização da banda de deslocamento, a qual permite que o secundário se mova ao longo do primário.

Assim sendo, para o respetivo ensaio realizaram-se um total de 15 análises, sendo que em todas estas, não se definiu qualquer excitação nas bobinas no secundário, visto não ser necessário para a obtenção dos resultados a seguir apresentados.

Com isto, a figura 5.13 mostra a distribuição do ensaio pelas diferentes velocidades analisadas no ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme.

Para cada uma das três velocidades do secundário apresentadas definiram-se cinco frequências para as correntes do primário, sendo estas equivalentes às utilizadas no ensaio do acoplador magnético em regime estacionário.

A tabela 5.4 a qual mostra a distribuição do modelo de simetria pelas várias velocidades do secundário e frequência das correntes do primário a analisar.

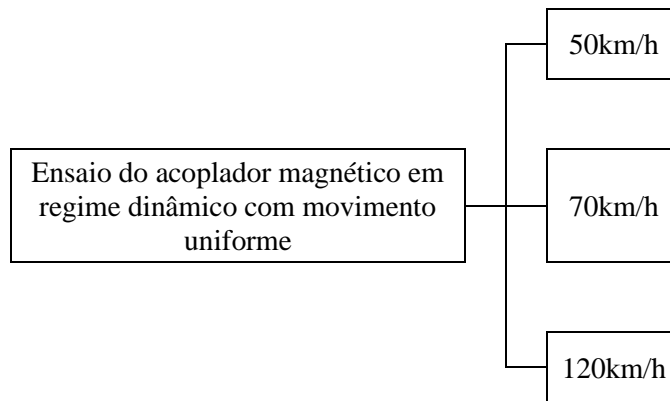


Figura 5.13 – Distribuição de ensaios do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme.

Tabela 5.4 – Distribuição do modelo de simetria pelas várias conjugações de velocidades do secundário e frequência de correntes do primário.

Velocidade [km/h]	Frequência [kHz]					Legenda:
	5	10	20	50	100	
50	1	1	1	1	1	1 – Modelo de simetria
70	1	1	1	1	1	
120	1	1	1	1	1	

Assim sendo, selecionaram-se 4 instantes como mostra a tabela 5.5, para análise dos gráficos de densidade de fluxo magnético,  $B$ , vistos ao longo de diferentes linhas de observação em X, Y e Z e para as distribuições de densidade de fluxo magnético,  $B$  e de densidade de corrente,  $J$ . De referir ainda que, os tempos de processamento e número de elementos finitos do ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico, movimento uniforme, encontra-se no anexo A.2.

Tabela 5.5 – Instantes respetivas posições espaciais escolhidas do secundário em relação ao primário em relação à banda de deslocamento, para o ensaio em regime dinâmico movimento uniforme.

Velocidade [km/h]	Tempo [ms]	Posição [mm]	Velocidade [km/h]	Tempo [ms]	Posição [mm]	Velocidade [km/h]	Tempo [ms]	Posição [mm]
50	0	0	70	0	0	120	0	0
	35	486,1		25	486,1		15	500
	70	972,2		50	972,2		30	1000
	128	1777,8		91	1769,4		53	1766,7

### 5.3.1.1 – Grau de exposição biológica

Com o mesmo propósito enunciado no início do capítulo 5.2.2 e tendo novamente em consideração os 3 segmentos de reta indicados na figura 5.2, bem como as ilações retiradas do ensaio do acoplador magnético em regime estacionário para a densidade de fluxo magnético, B, as quais adaptadas para este ensaio mencionam que:

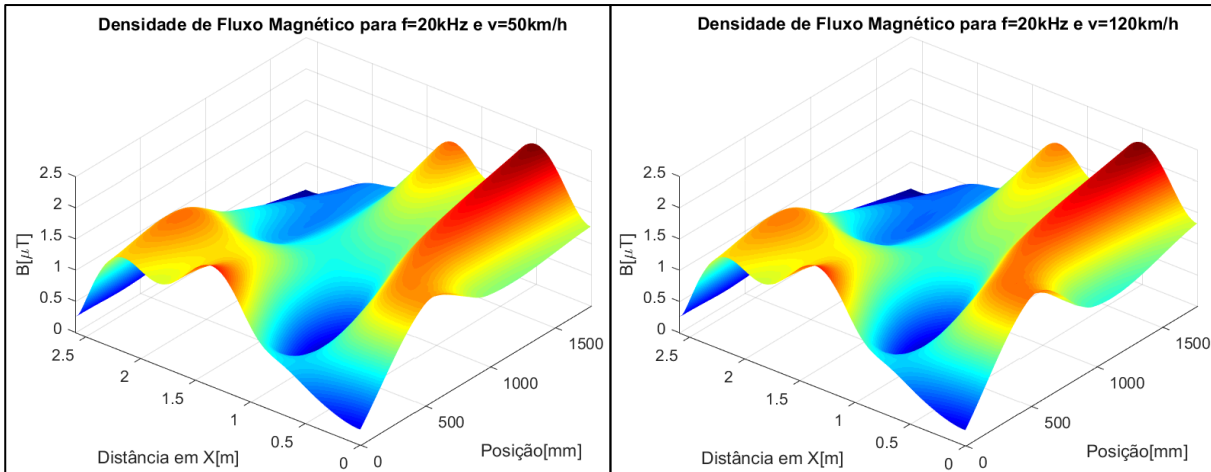
- O modelo de simetria apresenta resultados equivalentes ao modelo inteiro;
- A variação da frequência na excitação dos condutores do primário, não influencia os valores de densidade de fluxo magnético;

Assim sendo, as figuras 5.14 a 5.16 mostram os gráficos de densidade de fluxo magnético, B, em função das diferentes posições do secundário ao longo do primário, com base na linha de observação ao longo X, Y e Z, para o modelo de simetria, à frequência de 5kHz nos condutores do primário e para as velocidades de 50 e 120km/h, respetivamente.

Começando por analisar a figura 5.14a) observa-se que nas posições em que o secundário se encontra sobre o primário, a densidade de fluxo magnético apresenta aí o seu valor mais baixo, entre os 0 e 0,5 $\mu$ T, uma vez que nessas posições o fluxo magnético proveniente do primário é guiado para o secundário, ou seja sucede-se algo de equivalente ao apresentado em 5.2.2, sendo isto evidente para as posições indicadas na tabela 5.5 para a respetiva velocidade em análise.

Inversamente constata-se que, para as posições em que o secundário não se encontra por cima do primário, a densidade de fluxo magnético apresenta o seu valor mais elevado, sendo isto

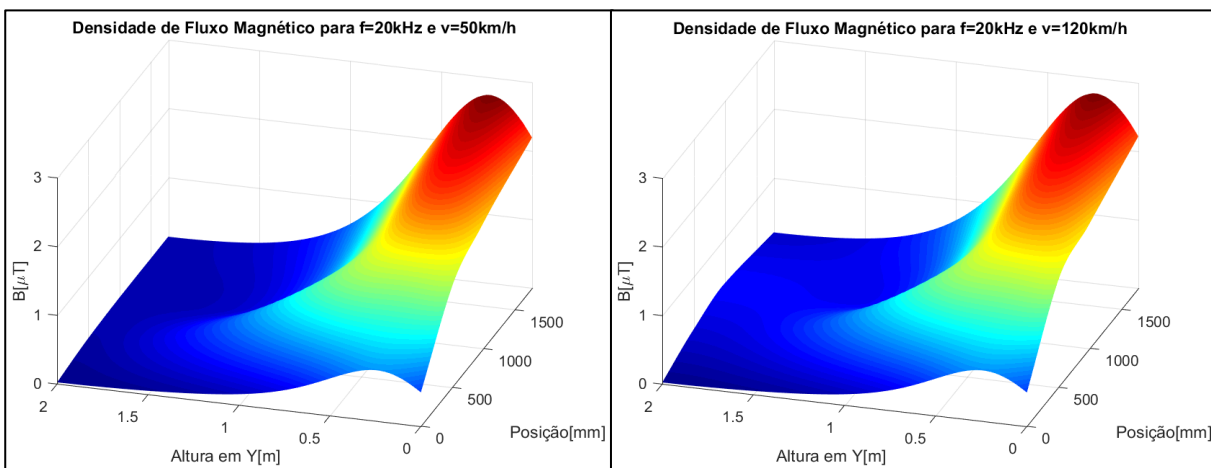
mais evidente para a posição de 1777,8mm, em que a densidade de fluxo magnético chega a atingir um valor máximo de aproximadamente  $2,2\mu\text{T}$ , sendo equivalente para as restantes posições, indicadas na tabela 5.5, referentes à correspondente velocidade analisada. Isto acontece mais uma vez, porque para esta situação o fluxo magnético proveniente do primário se dispersa pelo ar



a)

b)

Figura 5.14 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de X, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de: a) 50km/h; b) 120km/h.



a)

b)

Figura 5.15 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético, B, vista da linha de observação ao longo de Y, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de: a) 50km/h; b) 120km/h.

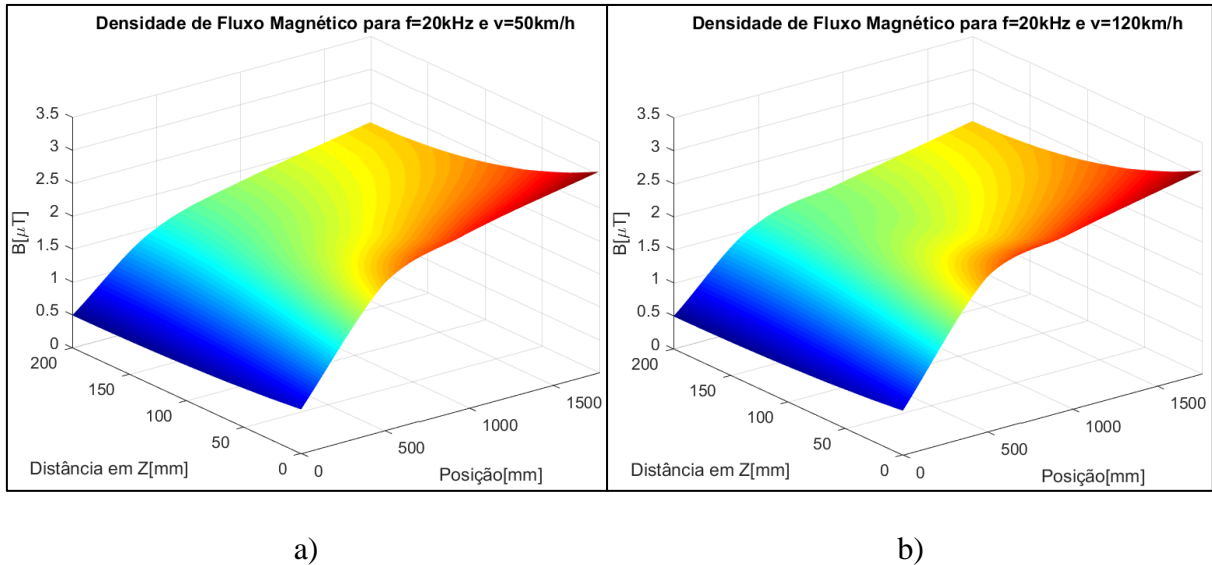


Figura 5.16 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético,  $B$ , vista da linha de observação ao longo de  $Z$ , para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de: a) 50km/h; b) 120km/h.

Analisando a figura 5.15a) verifica-se que a densidade de fluxo magnético diminui com o aumento da altura em relação ao modelo do acoplador magnético, atingindo o seu valor mínimo aproximadamente  $0\mu\text{T}$ , e máximo  $2,8\mu\text{T}$  para a posição de 1777,8mm. Isto deve-se ao facto de a linha de observação ao longo de  $Y$  ter sido criada coincidente com a linha de observação  $X$  e  $Z$ , como é possível verificar nas figuras dos modelos em 3.4.2.

No que diz respeito à figura 5.16a) constata-se que este atinge o seu valor máximo de  $3\mu\text{T}$  para a posição de 1777,8mm, quando estamos o mais próximo possível do secundário, diminuindo de à medida que nos afastamos deste, apresentado o seu valor mínimo de  $0,5\mu\text{T}$  para a posição de 0mm.

Observa-se ainda que com o aumento da velocidade de 50 para 120km/h resulta num aumento ligeiro nos valores de densidade de fluxo magnético,  $B$ , no entanto nada que seja de significativo e que não ultrapassa os níveis de referência para exposição biológica, indicados na tabela 2.3, visto para as linhas de observação  $X$ ,  $Y$  e  $Z$ .

De referir ainda que, os restantes resultados para a velocidade de 70km/h, vistos da linha de observação ao longo de  $X$ ,  $Y$  e  $Z$ , para o modelo de simetria à frequência de 20kHz, estão disponíveis no anexo A.3.

Com base na visualização definida na figura 5.7 obtiveram-se as seguintes distribuições de densidade de fluxo magnético,  $B$ , apresentadas nas figuras 5.17 e 5.18, para o ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme ao longo do primário, aplicado ao modelo de simetria, à frequência de 20kHz para as velocidades de 50 e 120 km/h, respetivamente.

Começando por analisar as figuras 5.17a) e 5.18a) as quais correspondem à posição 0mm do secundário, constata-se inicialmente que o fluxo magnético é orientado do primário para o secundário, concentrando-se essencialmente à volta dos condutores do primário e dispersando-se ao longo destes e do entreferro.

No entanto, para as posições do secundário que se seguem, este deixa de ser coincidente com o plano YZ, deixando de ser observável nas distribuições de densidade de fluxo magnético. Sendo assim e com base nas restantes figuras de 5.17 e 5.18 é possível observar que sem a presença do secundário sobre o primário, o fluxo magnético do primário deixa de ser guiado para o secundário, dispersando-se pelo ar. Deste modo é possível afirmar que os resultados aqui apresentados justificam, os expostos nas figuras 5.14 a 5.16.

Verifica-se ainda alterações mínimas nas distribuições de densidade de fluxo magnético com a variação de velocidade de 50 para 120km/h, no entanto e mais uma vez, nada que seja significativo e que influencie de modo considerável os resultados, pelo que se conclui que o modelo do acoplador magnético é apenas validado pelas normas IEEE Std. C95.1<sup>TM</sup>-2005 e IEEE Std. C95.1a<sup>TM</sup>-2010 (emenda de 2005), quanto ao grau de exposição biológica.

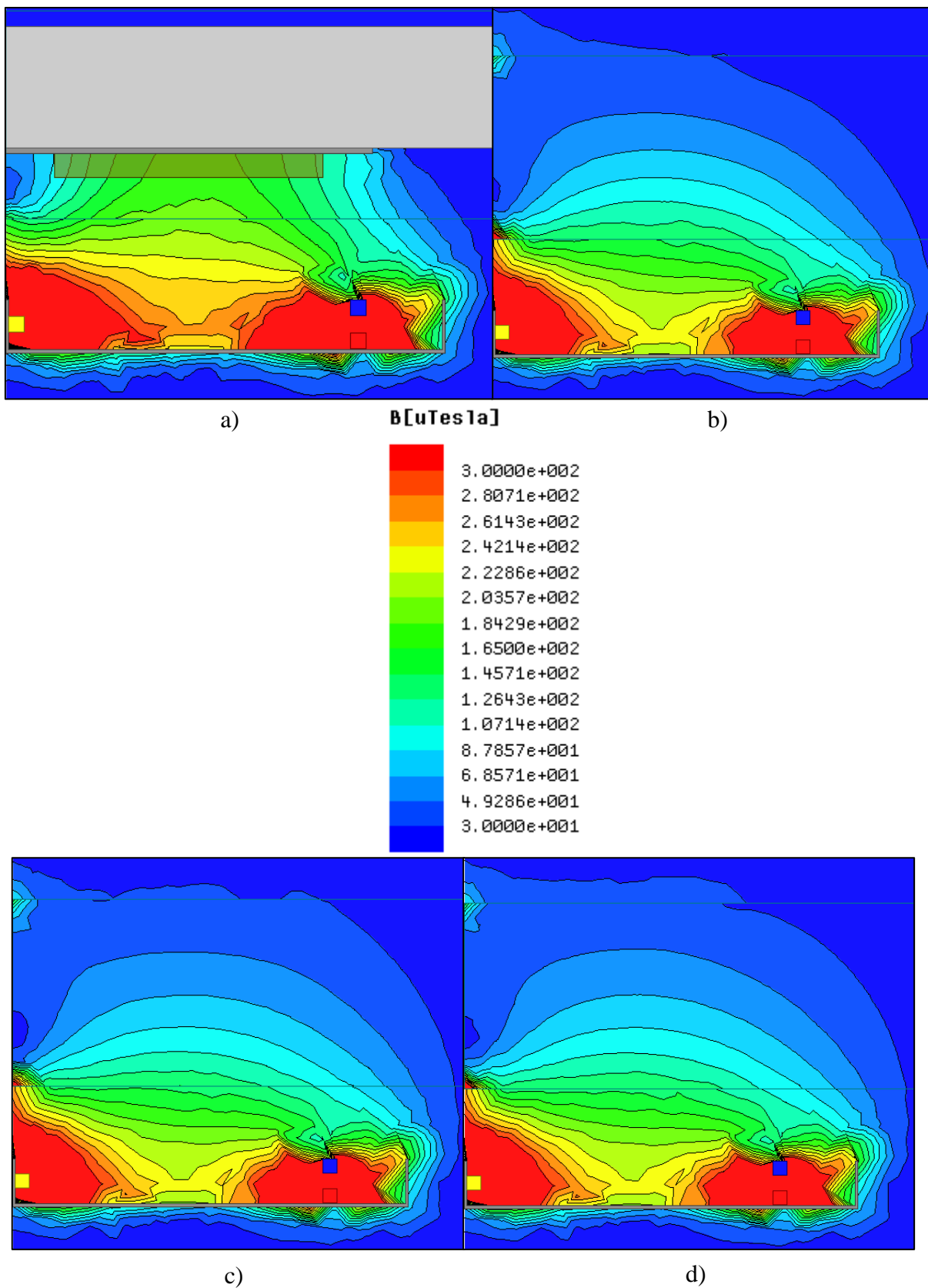


Figura 5.17 – Distribuição de densidade de fluxo magnético, B, no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de 50km/h, visualizado para as posições do secundário  
a) a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm.

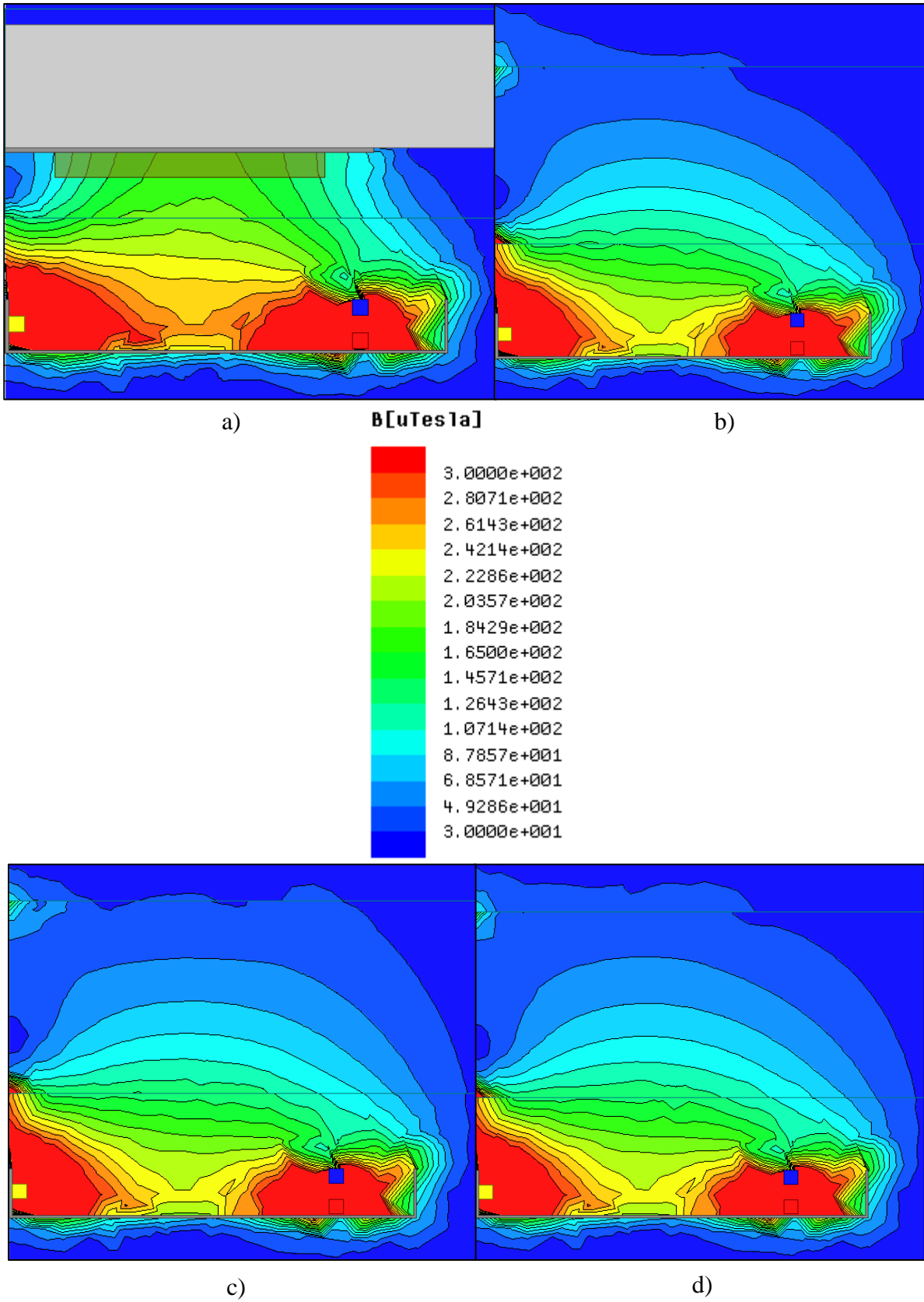


Figura 5.18 – Distribuição de densidade de fluxo magnético,  $B$ , no modelo de simetria à frequência de 20kHz e à velocidade de 120km/h, visualizado para as posições do secundário a) a) 0mm; b) 500mm; c) 1000mm e d) 1766,7mm.

### 5.3.1.2 – Transferência de energia

Seguidamente e com base na perspectiva isométrica apresentada na figura 5.9 retiraram-se as distribuições da densidade de corrente,  $J$ , nas bobinas do secundário, para o modelo de simetria às velocidades de 50 e 120km/h, para a frequência de 5kHz, figuras 5.19 e 5.20 e para a frequência de 100kHz, figuras 5.21 e 5.22, considerando as posições do secundário indicadas na tabela 5.5, correspondentes às respetivas velocidades.

É importante aludir novamente ao facto que, nestes ensaios procura-se comparar a densidade de corrente que é induzida no secundário (estando este fechado) por ação do campo magnético criado no primário e por indução magnética devido à velocidade de deslocamento. Sendo assim, isto resulta em densidade de corrente no secundário reduzidas, como mostram as figuras 5.19 a 5.22, quando comparadas com as correntes que são impostas no primário, o qual é evidenciado pela tabela 5.7.

Comparando agora as distribuições de densidade de corrente,  $J$ , das figuras 5.19 e 5.20, que dizem respeito aos resultados obtidos para o modelo de simetria à frequência de 5kHz, para as velocidades de 50 e 120km/h, respetivamente, observa-se que a potência de carregamento aumenta com a velocidade do secundário. No entanto, a energia transferida para as bobinas do secundário dependerá do tempo que estas estão sobre o primário, considerando que este é finito. Essa análise é apresentada na secção 5.3.3 e os resultados obtidos encontram-se na tabela 5.7, para o ensaio de movimento uniforme do secundário do acoplador magnético.

Comparando ainda as figuras 5.19 com a 5.20 e 5.21 com a 5.22, constata-se que apesar de o aumento de frequência de 5kHz para 100kHz contribuir para um ligeiro aumento na densidade de corrente no secundário, a indução magnética por movimento do secundário é preponderante, na análise por varrimento temporal.

De referir ainda que, os restantes resultados para a velocidade de 70km/h, para o modelo de simetria a frequência de 5 e 100kHz, estão disponíveis no anexo A.4.

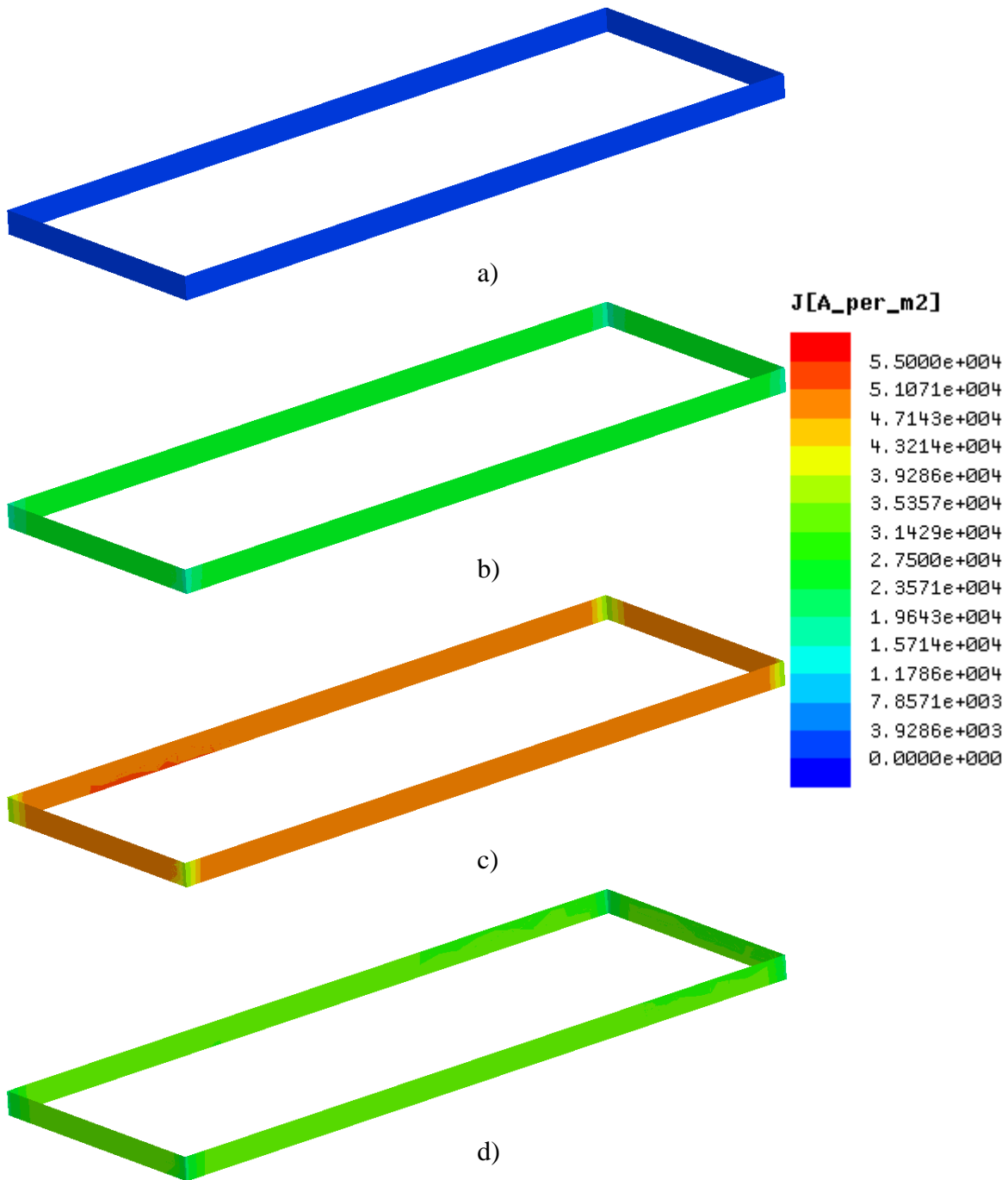


Figura 5.19 – Distribuição da densidade de corrente,  $J$ , no modelo de simetria à frequência de 5kHz e à velocidade de 50km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm.

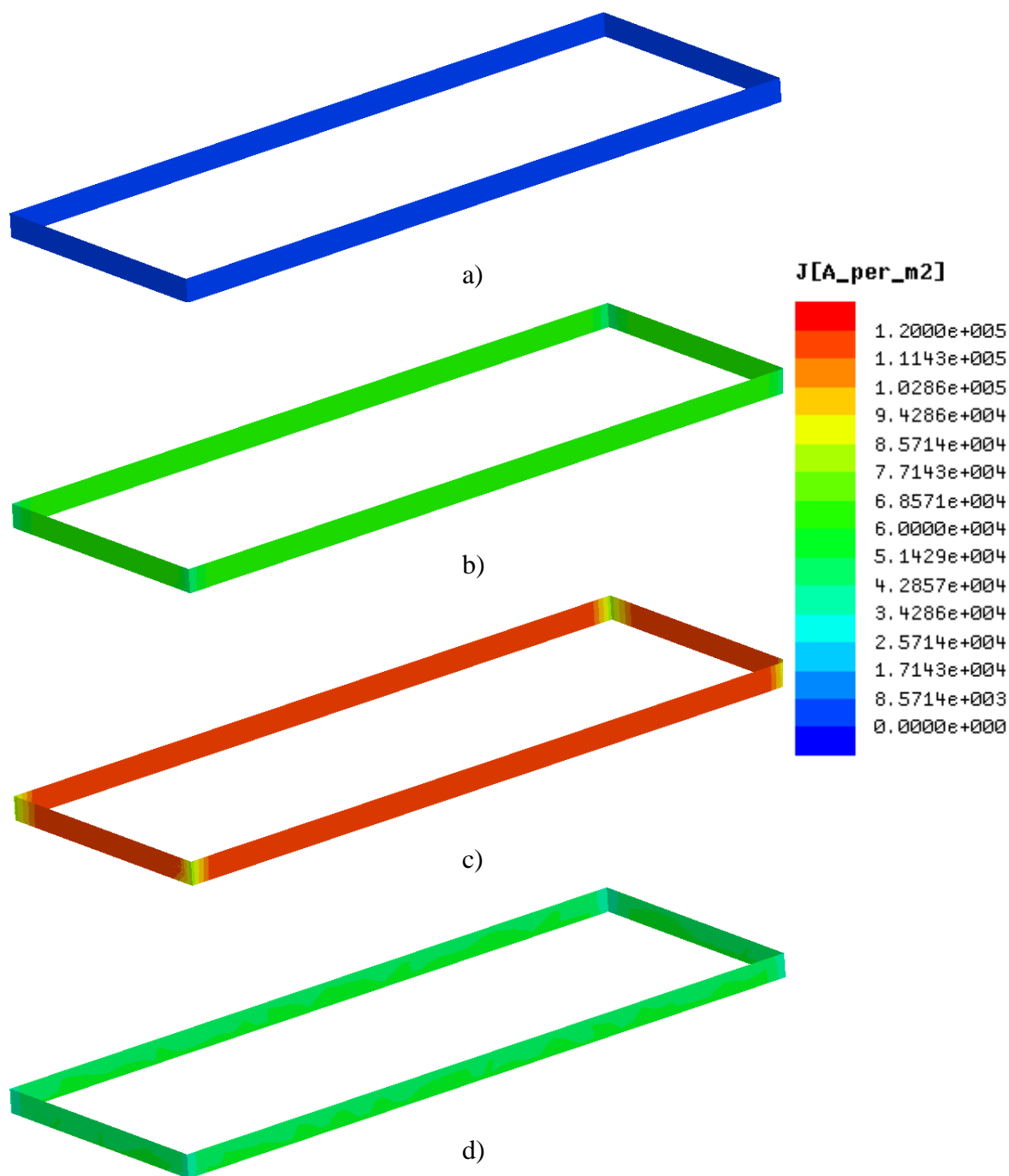


Figura 5.20 – Distribuição da densidade de corrente, J, no modelo de simetria à frequência de 5kHz e à velocidade de 120km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 500mm; c) 1000mm e d) 1766,7mm.

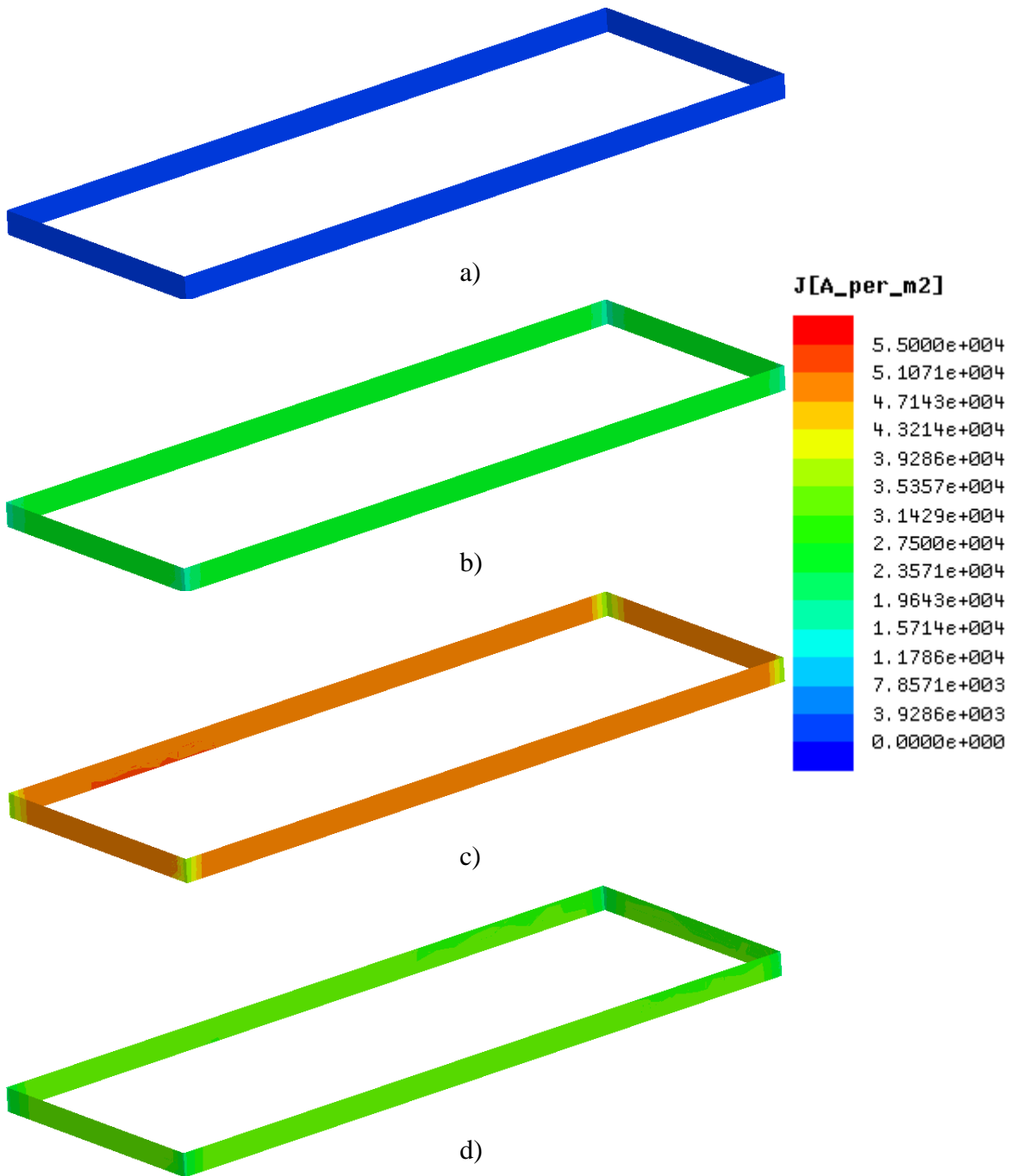


Figura 5.21 – Distribuição da densidade de corrente,  $J$ , no modelo de simetria à frequência de 100kHz e à velocidade de 50km/h, visualizado para as posições do secundário: a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm.

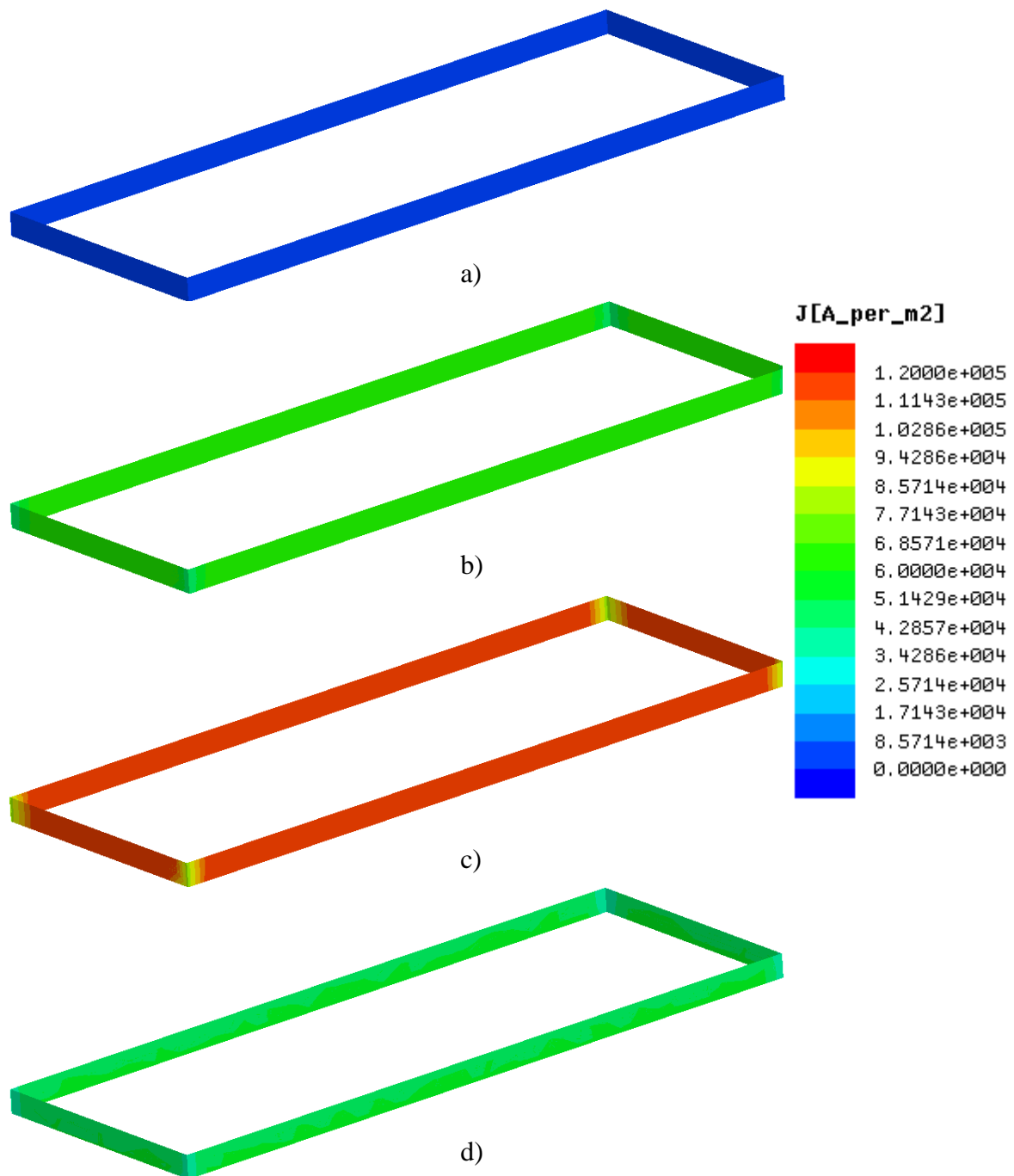


Figura 5.22 – Distribuição da densidade de corrente, J, no modelo de simetria à frequência de 100kHz e à velocidade de 120km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 500mm; c) 1000mm e d) 1766,7mm.

### 5.3.2 – Movimento Uniformemente Retardado

Para o ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniformemente retardado, tal como o ensaio com movimento uniforme, utilizou-se a análise por varrimento temporal. Mais uma vez devido à utilização da banda de deslocamento, tornou-se impossível associar um circuito externo ao modelo de elementos finitos do acoplador magnético.

Sendo assim e antes de se efetuar os ensaios necessários foi essencial estabelecer as seguintes condições:

- Velocidade inicial do veículo,  $v_0 = 50\text{km/h}$  ;
- Velocidade final do veículo,  $v = 0\text{km/h}$  ;
- Massa do veículo, retirado de [48], com base no Tesla modelo S P85D,  $m = 2240\text{kg}$  ;
- Distância de travagem com velocidade dos 100-0 km/h, de acordo com [48] para o Tesla modelo S P85D,  $x = 44\text{m}$  .

Com base nas condições anteriormente mencionadas, calculou-se a desaceleração do veículo dos 100-0 km/h e o tempo respetivo, tendo por base as equações de posição,  $x$  , e velocidade,  $v$  , para o movimento uniformemente variado, (5.1).

$$\begin{aligned} x &= x_0 + v_0 \cdot t + \frac{1}{2} a \cdot t^2 \\ v &= v_0 + a \cdot t \end{aligned} \quad (5.1)$$

Em (5.1),  $a$  é a aceleração do veículo. Deste modo, tem-se a desaceleração e tempo de desaceleração indicados em (5.2):

$$\begin{aligned} a &= -\frac{27,7778}{3,17} \text{m/s}^2 \\ t &= 3,17\text{s} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Com a desaceleração e a massa do veículo determinou-se a força de atrito do veículo,  $F_a$  ,(5.3):

$$F_a = m \cdot a \Leftrightarrow F_a = 19628,48\text{N} \quad (5.3)$$

Usando novamente as mesmas equações enunciadas em (5.1), calculou-se o tempo e a distância necessária para que o secundário possa desacelerar dos 50-0km/h, resultando, (5.4):

$$\begin{aligned} t &= 1,585\text{s} \\ x &\approx 1\text{m} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Com base nos resultados em (5.4), procedeu-se às alterações necessárias no modelo do acoplador magnético para realização deste ensaio, aumentando o comprimento do primário ao longo do eixo X, para 13 metros, ou seja, mais 2 metros do que indicado em (5.4), que funciona como distância de segurança, na eventualidade do secundário do modelo do acoplador magnético não parar dentro dos valores anteriormente enunciados.

Assim sendo, realizaram-se um total de 4 análises, no modelo de simetria do acoplador magnético para as frequências de 5, 10, 20, 50 e 100kHz. Com isto utilizaram-se 4 instantes, como indicado na tabela 5.6

Os tempos de processamento e número de elementos finitos do ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico, movimento uniformemente retardado, encontra-se no anexo A.5.

Tabela 5.6 – Instantes e respetivas posições espaciais escolhidas do secundário em relação ao primário, para o ensaio em regime dinâmico movimento uniformemente retardado.

Tempo [s]	0	0,5	1	1,51
Posição [m]	0	7	10,4	11,7

### 5.3.2.1 – Grau de exposição biológica

Analogamente ao realizado nos ensaios anteriores, consideram-se os 3 segmentos de reta indicados na figura 5.2, bem como as ilações retiradas dos anteriores ensaios do modelo do acoplador magnético, as quais adaptadas para este ensaio referem:

- O modelo de simetria apresenta resultados equivalentes ao modelo inteiro;
- A variação da frequência na excitação dos condutores do primário, não influencia os valores de densidade de fluxo magnético;
- A variação de velocidade influencia de forma minimalista os valores de densidade de fluxo magnético.

Assim sendo e tendo por base o modelo de simetria a figura 5.23 mostra os gráficos de densidade de fluxo magnético, B, para o ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniformemente retardado, para as diferentes vistas a partir das linhas de observação ao longo X, Y e Z, à frequência de 20kHz.

Principiando pela figura 5.23a) demonstra-se novamente que, para as posições ao longo do primário onde o secundário se encontra sobre o primário, o valor de densidade de fluxo magnético atinge um valor praticamente nulo, como é o caso para a posição de 10,4m, mais uma vez isto deve-se ao facto de o fluxo magnético proveniente dos condutores do primário ser guiado não só para as bobinas do secundário como também para a sua estrutura constituinte, ficando aí concentrado.

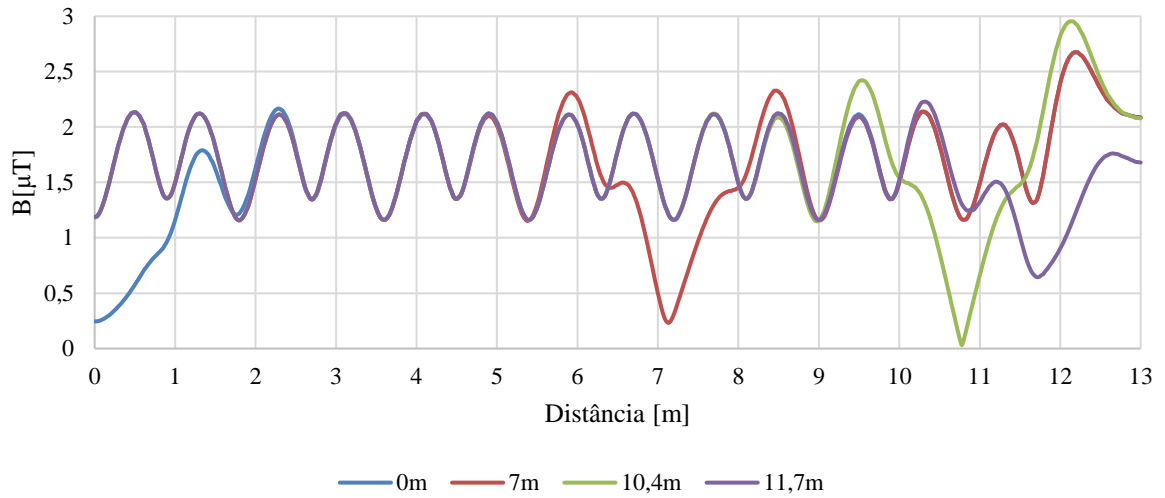
Para as zonas onde o secundário não se encontra por cima do primário, os valores tendem a variar de forma consideravelmente cíclica e constante entre aproximadamente os 1,1 e o 2,1 $\mu$ T. No entanto, é possível ainda observar que nas zonas de proximidade com o secundário, os valores de densidade de fluxo magnético atingem os valores mais elevados, de aproximadamente 2,9 $\mu$ T para a posição do secundário a 10,4m.

Observando agora as figura 5.23b) e 5.23c) percebe-se que com o aumento do primário, resulta em menos variações da densidade de fluxo magnético, B, para as posições diferentes do secundário ao longo do primário, isto porque os instantes escolhidos para este ensaio são mais desfasados não só no tempo como no espaço, quando comparados com o ensaio anterior, de análise por varrimento temporal, resultando em apenas dois estados possíveis visualizados a partir das linhas de observação Y e Z, as quais são estáticas ao longo de X:

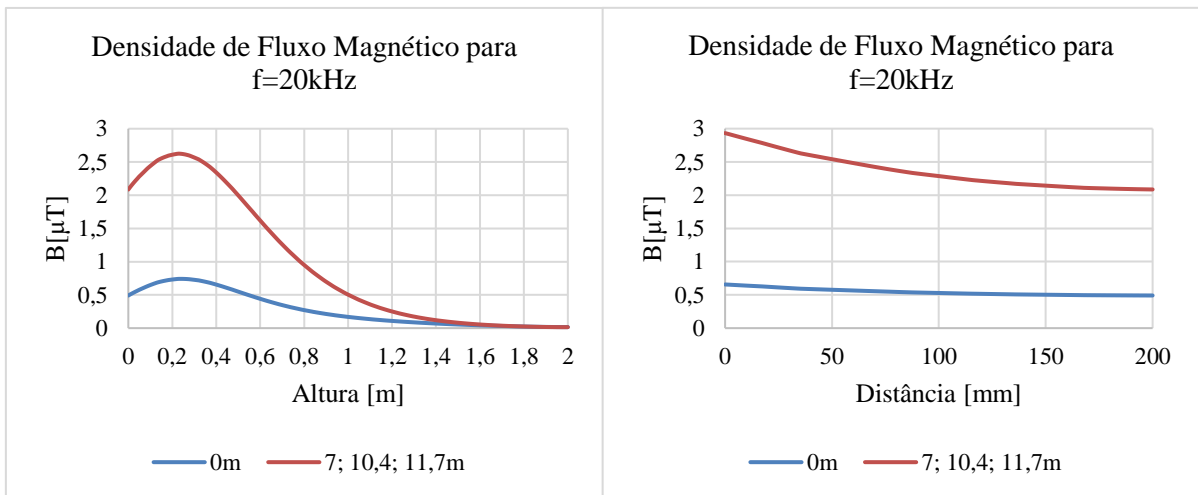
- Quando o secundário é coincidente com as linhas de observação Y e Z;
- Quando o secundário não coincidente com as linhas de observação Y e Z.

Apesar disto, é possível afirmar que para este ensaio o modelo do acoplador magnético cumpre novamente todos os níveis de referência para exposição biológica, indicados na tabela 2.3.

### Densidade de Fluxo Magnético para $f=20\text{kHz}$



a)



b)

c)

Figura 5.23 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético,  $B$ , para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, efetuados no modelo de simetria à frequência de  $20\text{kHz}$ , vista da linha de observação ao longo de: a) X b) Y e c) Z.

De seguida e tendo por base a figura 5.7, extraíram-se as distribuições de densidade de fluxo magnético,  $B$ , apresentadas na figura 5.24, para o ensaio do acoplador magnético em movimento uniformemente retardado, para o modelo de simetria à frequência de  $20\text{kHz}$ .

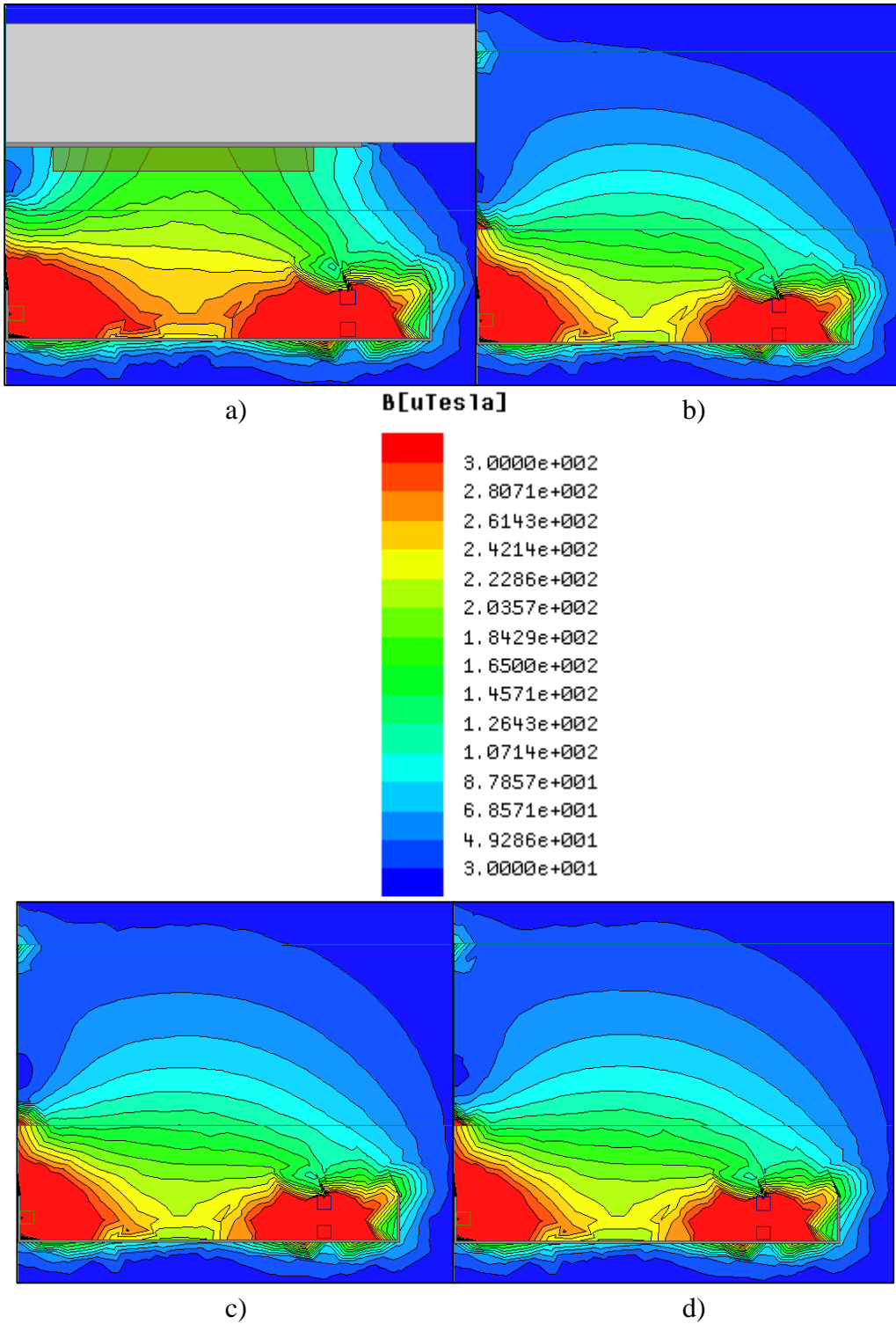


Figura 5.24 – Distribuição de densidade de fluxo magnético,  $B$ , no modelo de simetria à frequência de 20kHz, visualizado para as posições do secundário a: a) 0m; b) 7m; c) 10,4m e d) 11,7m.

Observando a figura 5.24 é possível observar novamente apenas dois estados:

- Quando o secundário é coincidente com o plano YZ de visualização, figura 5.24a);
- Quando o secundário não é coincidente com o plano YZ de visualização, figura 5.24 b), c) e d).

Isto acontece mais uma vez porque o plano de visualização YZ é colocado numa posição fixa ao longo do comprimento do primário.

Assim sendo, e analisando a figura 5.24, é possível novamente concluir que devido aos valores elevados de densidade de fluxo magnético,  $B$ , apresentados no entreferro do sistema de transferência de energia, este é apenas validado pelas normas IEEE Std. C95.1<sup>TM</sup>-2005 e IEEE Std. C95.1a<sup>TM</sup>-2010 (emenda de 2005).

### **5.3.2.2 – Transferência de energia**

Tendo novamente por base a perspectiva isométrica apresentada na figura 5.9 retiraram-se as distribuições da densidade de corrente,  $J$ , para o modelo de simetria à frequência de 20kHz, para as posições do secundário em relação ao primário, indicadas na tabela 5.6, como mostra a figura 5.25.

Sendo assim e mais uma vez é essencial referir que para este ensaio procura-se comparar a densidade de corrente que é induzida no secundário (estando este fechado), por ação do campo magnético criado no primário e por indução magnética devido à velocidade de deslocamento. Sendo assim, isto resulta em densidade de corrente no secundário reduzidas, como mostra a figura 5.25, quando comparadas com as correntes que são impostas no primário, o qual é evidenciado pela tabela 5.8.

Observa-se ainda de forma análoga à observada em 5.3.1.2, que a potência de carregamento é maior quanto maior for a velocidade do secundário. No entanto, a energia transferida para as bobinas do secundário dependerá do tempo que estas estão sobre o primário, visto que este é finito. Essa análise é apresentada na secção 5.3.3 e os resultados obtidos encontram-se na tabela 5.8, para o ensaio de movimento uniformemente retardado do secundário do acoplador magnético.

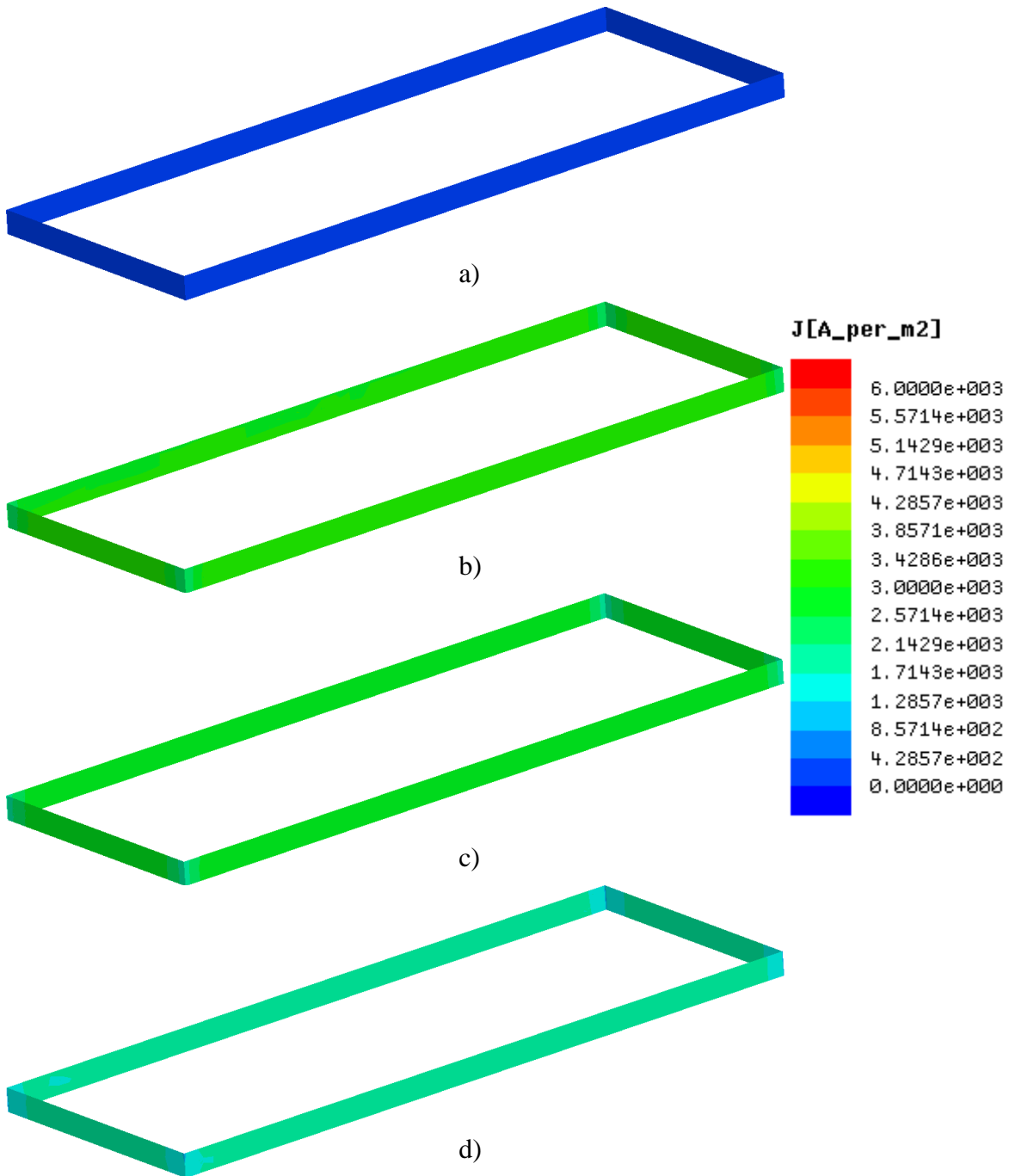


Figura 5.25 – Distribuição da densidade de corrente,  $J$ , no modelo de simetria à frequência de 20kHz, visualizado para as posições de: a) 0m; b) 7m; c) 10,4m e d) 11,7m.

### 5.3.3 – Potência Instantânea e energia transferida no secundário

Com a finalidade de justificar as ilações enunciadas para as distribuições de densidade de corrente,  $J$ , dos ensaios do acoplador magnético em regime dinâmico, extraíram-se os valores

de corrente na secção das bobinas do secundário, para o modelo de simetria. Com isto, calculou-se a potência instantânea e energia nas bobinas do secundário da seguinte forma apresentada.

Uma vez que os valores de corrente extraídos são valores instantâneos e discretos no tempo, calculou-se o valor eficaz da corrente,  $I_{ef}$ , de acordo com (5.5).

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{\tau=1}^N I_{\tau}^2} \quad (5.5)$$

Em (5.5),  $N$  representa o número de amostras recolhidas em cada respetivo ensaio e  $I_{\tau}$  é a corrente do secundário para o instante  $\tau$ .

Com isto e de modo a calcular a potência instantânea nas bobinas do secundário, considerou o valor de tensão de funcionamento nas baterias de um veículo elétrico,  $U_{func} = 400$  V, tendo por base novamente o modelo S P85D da marca Tesla,

Deste modo a potência instantânea total para os resultados extraídos do modelo de simetria é dado por (5.6):

$$P_{instTotal} = 2I_{efLB} \times U_{func} \quad (5.6)$$

Posto isto obtiveram-se os resultados apresentados na tabela 5.7 que dizem respeito aos valores de potência instantânea e energia total, nas bobinas do secundário para ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme e na tabela 5.8 para o movimento uniformemente retardado.

Começando por observar as tabelas 5.7 e 5.8, verifica-se que tendo em conta um comprimento finito do primário a energia transferida para as bobinas do secundário é superior para velocidades menores.

Apesar de isto ser claro na tabela 5.7, o mesmo já não se pode dizer no que diz referente à tabela 5.8, uma vez que o ensaio do acoplador magnético com movimento uniformemente retardado foi realizado para apenas uma gama de velocidade de travagem, 0 aos 50km/h impossibilitando a comparação com outros resultados, dado que para as outras velocidades (dos 70 aos 0km/h ou dos 120 aos 0km/h), o primário teria que aumentar de tal maneira que faria com que as análises fossem impossíveis de simular na ferramenta CAE, dado o aumento de complexidade dos respetivos modelos.

Tabela 5.7 – Valores de potência instantânea total e energia no secundário para ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme, no modelo de simetria.

Velocidade [km/h]	Frequência [kHz]									
	5	10	20	50	100	5	10	20	50	100
50	217,03					27,78				
70	294,56					26,80				
120	471,89					25,01				
	Potência Instantânea Total [W]					Energia Total [Ws]				

Tabela 5.8 – Valores de potência instantânea total e energia no secundário para ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniformemente retardado, no modelo de simetria.

Frequência [kHz]	Potência Instantânea Total [W]	Energia Total [Ws]
5	18,36	27,72
10		
20		
50		
100		

Para além disso, não é possível comparar com os valores de potência instantânea total da tabela 5.7 para a velocidade 50km/h, com os da tabela 5.8, uma vez que o número de instantes temporais extraídos é maior para o ensaio do acoplador magnético com movimento uniforme, no qual foram retirados resultados da potência instantânea e energia totais em 20 instantes temporais, quando comparado com o ensaio do acoplador magnético com movimento uniformemente retardado, no qual foram obtidos resultados em 16 instantes temporais.

No entanto, comparando os valores de energia total para as mesmas condições referidas, é possível de certo modo retirar que se o número de instantes temporais em ambos os fosse igual a energia no secundário do ensaio do acoplador magnético com movimento uniformemente retardado seria superior ao do ensaio do acoplador magnético com movimento uniforme, permitindo assim ter em consideração as ilações retiradas em 5.3.1.2 e 5.3.2.2

## 5.4 – Ensaio do carregador sem contacto em regime estacionário

Um dos problemas existente nos ensaios até agora analisados é a inexistência de um circuito externo, que ao ser interligado com modelo de elementos finitos do acoplador magnético, permita emular conversores eletrónicos de potência, definindo especificamente as entradas e saídas do modelo do acoplador magnético (tensões ou correntes).

Apesar de até este ponto ser possível definir as condições de excitação do modelo de elementos finitos do acoplador magnético, estas apenas podiam ser realizadas das seguintes formas:

- Para a análise por varrimento de frequência – apenas por corrente, podendo ser contínua ou alternada sinusoidal;
- Para a análise por varrimento temporal – por corrente ou tensão, podendo ser contínua ou alternada sinusoidal ou ainda associando um circuito externo;

É importante ainda mencionar que a ferramenta CAE utilizada para ambos tipos de análises não permite definir uma carga de qualquer tipo à saída do modelo do acoplador magnético (secundário), a não ser que seja associado um circuito externo na análise por varrimento temporal.

Tendo isto em consideração e dada a impossibilidade de associar um circuito externo a uma análise por varrimento de frequência, optou-se por utilizar a análise por varrimento temporal. No entanto, a adição do circuito externo, que permite emular a utilização do acoplador magnético num carregador VE sem contacto resultou na impraticabilidade de analisar o sistema a funcionar em regime dinâmico de movimento. Este tipo de CAE exige uma elevada capacidade computacional, apenas possível recorrendo a processamento paralelo de computadores ou a serviços de *cloud computing*, que não foram possíveis realizar no decorrer do trabalho, assim este ensaio realizou-se apenas em regime estacionário.

### 5.4.1 – Emulação dos conversores eletrónicos

Para a emulação do carregador VE, ligou-se ao modelo de elementos finitos do acoplador magnético dois circuitos externos, um no primário e outro no secundário. Estes dois circuitos externos associados geram tensões retangulares, os quais representam os conversores eletrónicos associados ao primário e secundário do modelo de elementos finitos do acoplador

magnético, sendo que as correntes resultam da resposta do modelo de elementos finitos do acoplador magnético à imposição das tensões.

Deste modo, a potência transferida entre o primário e secundário depende do fator de ciclo e defasamento angular das tensões retangulares do primário e secundário, [49], [50]. Para se limitar o número de CAE fixou-se o fator de ciclo em 50% e testou-se para os defasamentos angulares  $0, \pi/6, \pi/3, \pi/2, 2\pi/3, 5\pi/6, \pi, 7\pi/6, 4\pi/3, 3\pi/2, 5\pi/3, 11\pi/6$  e  $2\pi$  radianos, impostos nas tensões do secundário, para as frequências 5, 10, 20, 50 e 100kHz, tendo por base o modelo de simetria.

Contudo antes de realizar as análises respetivas a este ensaio e de modo a tornar os resultados mais coerentes, preparou-se o modelo do acoplador magnético da seguinte forma:

- Posicionou o secundário a meio distância do comprimento do primário, de modo a que os resultados não sejam influenciados pelos campos magnéticos das extremidades do modelo
- Dimensionou-se o número de ramos em paralelo e condutores do primário e secundário necessários a colocar de acordo com as secções dos condutores do primário e as bobinas do secundário, minimizando o número de ramos em paralelo utilizados, contudo ao mesmo tempo maximizando a secção dos condutores, tal como mostra a tabela 5.9. A escolha dos cabos com condutores do tipo litz foi feita com base no catálogo da empresa New England Wire Technologies, disponível no anexo B.1.

É importante referir que para o ensaio do carregador sem contacto o dimensionamento do número de ramos em paralelo e condutores foi essencial para o ajustar e manter a corrente do primário e secundário dentro dos valores nominais.

Tabela 5.9 – Dimensionamento do número de ramos em paralelo de acordo com as secções dos condutores do primário e secundário do modelo de simetria do acoplador magnético para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto.

	Secção do Condutor [mm <sup>2</sup> ]	Frequência [kHz]	Frequência Recomendada [kHz]	Condutores Escolhido
Primário	158,76	5	1-10	3/0; 1/0; 10; 14
		10	10-20	
		20	20-50	
		50	50-100	
		100	100-200	1/0; 1/0; 2; 8; 14
Secundário	8,33	5	1-10	12; 12
		10	10-20	
		20	20-50	
		50	50-100	
		100	100-200	

Ainda com base na tabela 5.9 estabeleceu-se a tabela 5.10 que define o número de condutores que se subdividem por cada ramo em paralelo para cada um dos condutores do primário e do secundário.

Estabelecido o número de ramos em paralelo e de condutores no modelo e antes de ser possível realizar este ensaio definiu-se na tabela 5.11 os valores das entradas e saídas que serão aplicadas ao circuito externo, o qual interligará com o modelo de simetria do acoplador magnético.

Observando as tabelas 5.10 e 5.11 constata-se que à medida que a frequência aumenta, o número de condutores de cada fase do primário e das bobinas do secundário tendem a diminuir, mantendo o valor da corrente em cada fase próximo do valor nominal estipulado em [28]. Deste modo e uma vez que as entradas e saídas do modelo são controladas por fontes de tensão dentro do valor nominal estabelecido na tabela 5.11 e com intuito de manter de igual modo a corrente próxima do valor nominal, ou seja aproximadamente constante, houve a necessidade de ajustar o número de condutores para cada uma das fases, traduzindo-se isto numa diminuição da indutância, com o aumento sucessivo da frequência e mantendo o número de ramos em paralelo constante, exceto para a frequência de 100kHz.

Tabela 5.10 – Número de ramos em paralelo e de condutores do primário e secundário do modelo de simetria do acoplador magnético com base na frequência para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto.

	Frequência [kHz]	Fases							
		L <sub>11</sub>	L <sub>12</sub>	L <sub>21</sub>	L <sub>22</sub>	L <sub>31</sub>	L <sub>32</sub>	L <sub>A</sub>	L <sub>B</sub>
Número de Ramos em Paralelo	5	4	4	4	4	4	4	2	2
Número de Condutores		36	36	16	16	32	32	23	23
Número de Ramos em Paralelo	10	4	4	4	4	4	4	2	2
Número de Condutores		25	25	11	11	23	23	16	16
Número de Ramos em Paralelo	20	4	4	4	4	4	4	2	2
Número de Condutores		18	18	8	8	16	16	11	11
Número de Ramos em Paralelo	50	4	4	4	4	4	4	2	2
Número de Condutores		11	11	5	5	11	11	7	7
Número de Ramos em Paralelo	100	5	5	5	5	5	5	2	2
Número de Condutores		10	10	4	4	9	9	5	5

Tabela 5.11 – Definição das entradas e saídas aplicadas ao modelo de simetria do acoplador magnético, para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto.

	Tensão Nominal [V]	Forma de Onda da Fonte de Tensão	Corrente Média Nominal [A]
Entradas	440	Quadrada/Pulsada	60 <sup>(1)</sup>
Saídas	400		

Nota: <sup>(1)</sup> – O valor médio da corrente por fase pode apresentar um desvio do seu valor nominal de até  $\pm 12\%$ .

Com isto são apresentadas nas figuras 5.26 e 5.27 as formas de onda da tensão e corrente da fase L<sub>12</sub> e L<sub>B</sub>, as quais correspondem ao primário e secundário respetivamente do modelo de simetria do acoplador magnético para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto.

Constata-se através das figuras 5.26 e 5.27 que sendo a tensão imposta no primário e secundário do modelo do carregador sem contacto, a variável controlada diretamente através da fonte esta apresenta como era de esperar uma forma de onda dentro do estabelecido, sem componente contínua e apresentando apenas componente alternada.

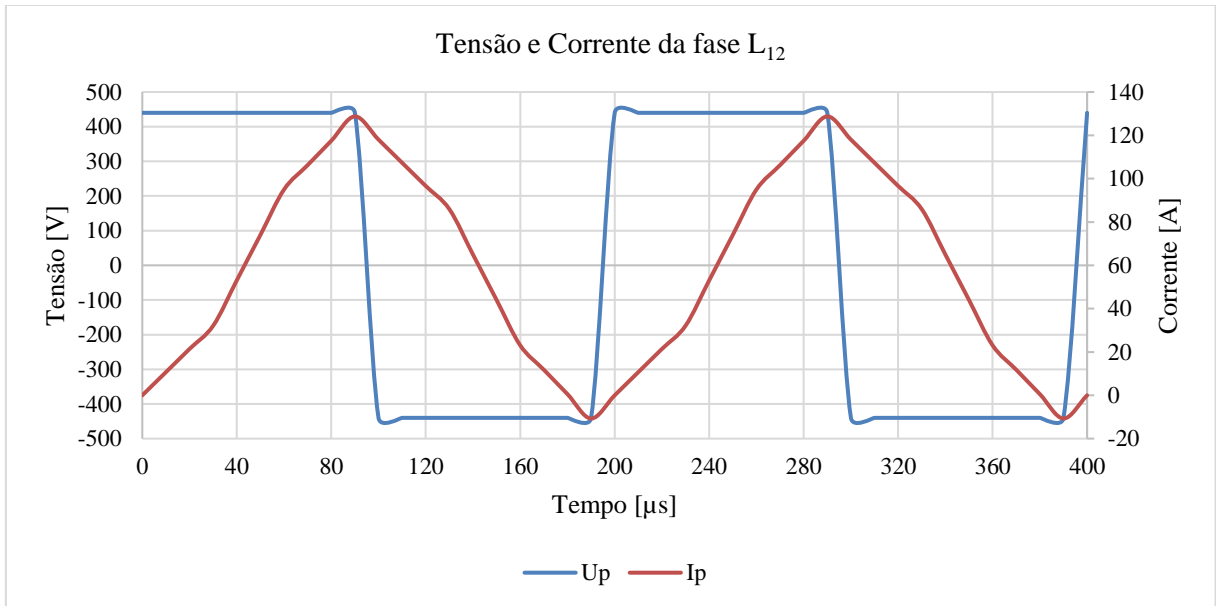


Figura 5.26 – Forma de onda da tensão e corrente impostas na fase L12 do primário no modelo de simetria do acoplador magnético para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto.

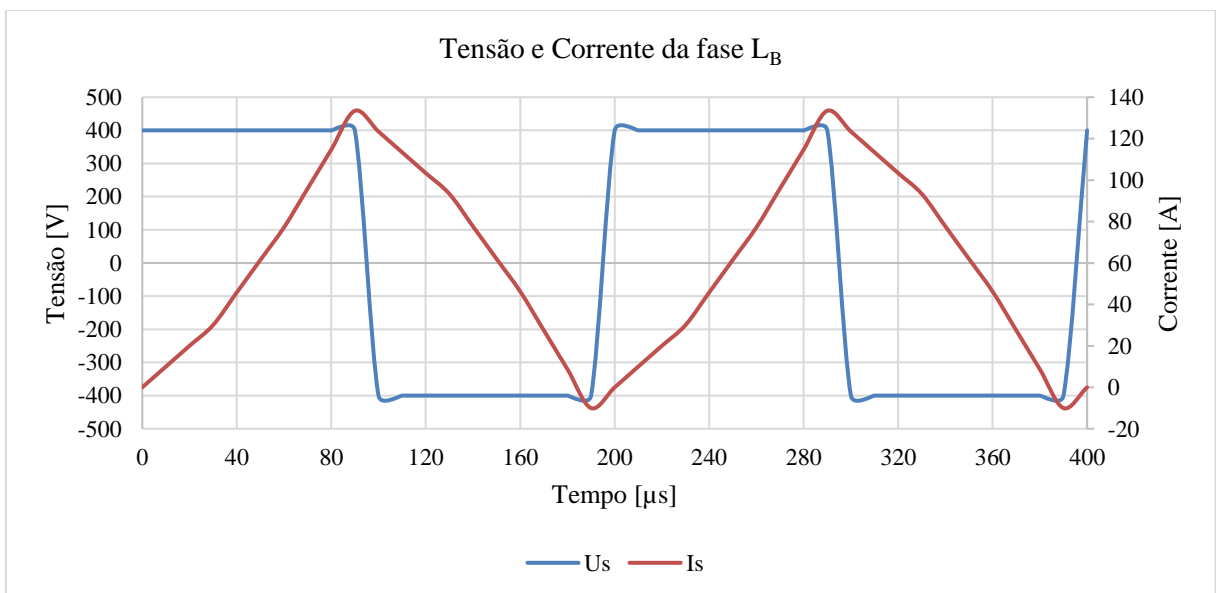


Figura 5.27 – Forma de onda da tensão e corrente impostas na fase LB do secundário no modelo de simetria do acoplador magnético para o ensaio de emulação do carregador VE sem contacto.

Em sentido oposto encontra-se a corrente do primário e do secundário, uma vez que esta é imposta indiretamente, tendo por base o valor da tensão imposta e o ajuste do número de

condutores do primário e secundário, resultando numa forma de onda triangular com uma componente alternada e contínua.

Por fim, enunciar que os tempos de processamento e número de elementos finitos do ensaio do carregador sem contacto em regime estacionário encontram-se no anexo A.6.

### 5.4.2 – Rendimento do acoplador magnético

Tal como para os ensaios anteriormente realizados, neste ensaio os resultados obtidos foram para o modelo de simetria, como é possível ver pela tabela 5.12, que mostra a potência média total do primário e do secundário, bem como o rendimento para o ângulo de defasamento de 0 radianos, nas frequências de 5, 10, 20, 50 e 100kHz.

Até este ponto tem-se definido como entrada do sistema, o primário do modelo do acoplador magnético e como saída, o secundário do mesmo. Sendo assim com base no anterior referido definiu-se a equação de cálculo do rendimento,  $\eta$ , do modelo do acoplador magnético, a qual é dada por (5.7):

$$\eta = \frac{P_{MTS}}{P_{MTP}} \times 100 \quad (5.7)$$

Sendo  $P_{MTS}$ , a potência ativa média total do secundário e  $P_{MTP}$ , a potência ativa média total do primário.

Observando a tabela 5.12 constata-se que para o ângulo de defasamento de 0 radianos na tensão do secundário, a  $P_{MTS}$  apresenta valores negativos para ambos os modelos, isto permite concluir que para este ângulo de defasamento, a potência transferida do modelo do acoplador magnético flui do secundário para o primário, resultando de acordo com (5.7) em valores de rendimento negativos.

Tabela 5.12 – Potência média total do primário, do secundário e rendimento do modelo de simetria do acoplador magnético para o ângulo de defasamento de 0 radianos, nas frequências de 5, 10, 20, 50 e 100kHz.

Frequência [kHz]	Potência Média Total do Primário [kW]	Potência Média Total do Secundário [kW]	$\eta$ [%]
5	26,83	-1,11	-4,13
10	27,66	-1,08	-3,90
20	27,00	-1,02	-3,78
50	26,82	-0,54	-2,01
100	30,97	-0,91	-2,93

Tendo isto em consideração, na figura 5.28 é apresentado com base em (5.7), o rendimento do modelo de simetria do acoplador magnético em função do ângulo de defasamento da tensão do secundário, para as frequências de 5, 10, 20, 50 e 100kHz.

Observando a figura 5.28, constata-se que de igual modo ao apresentado na tabela 5.12, o rendimento apresenta-se com valor negativo, entre 0 e  $\pi/6$  radianos, como também entre  $11\pi/6$  e  $2\pi$  radianos, aproximadamente. Constata-se ainda que o rendimento atinge o seu valor máximo para o ângulo de defasamento de  $\pi$  radianos.

É possível ainda verificar que para a frequência de 20kHz, o valor de rendimento é maximizado ligeiramente acima dos 40%, enquanto para a frequência de 100kHz, o rendimento se situa nos 33%.

Constata-se assim que rendimento máximo verificado do modelo de elementos finitos do acoplador magnético está aquém dos valores em [26] e dos desejados para um sistema de transferência de energia sem contacto para carregamento dinâmico aplicado a VEs.

No entanto é importante ter em consideração que os resultados apresentados na figura 5.28 são para uma tensão que apresenta um fator de ciclo de 50%. Tendo isto em consideração, é possível afirmar que ajustando o fator de ciclo da tensão e reciprocamente da corrente, será possível maximizar o rendimento do carregador sem contacto.

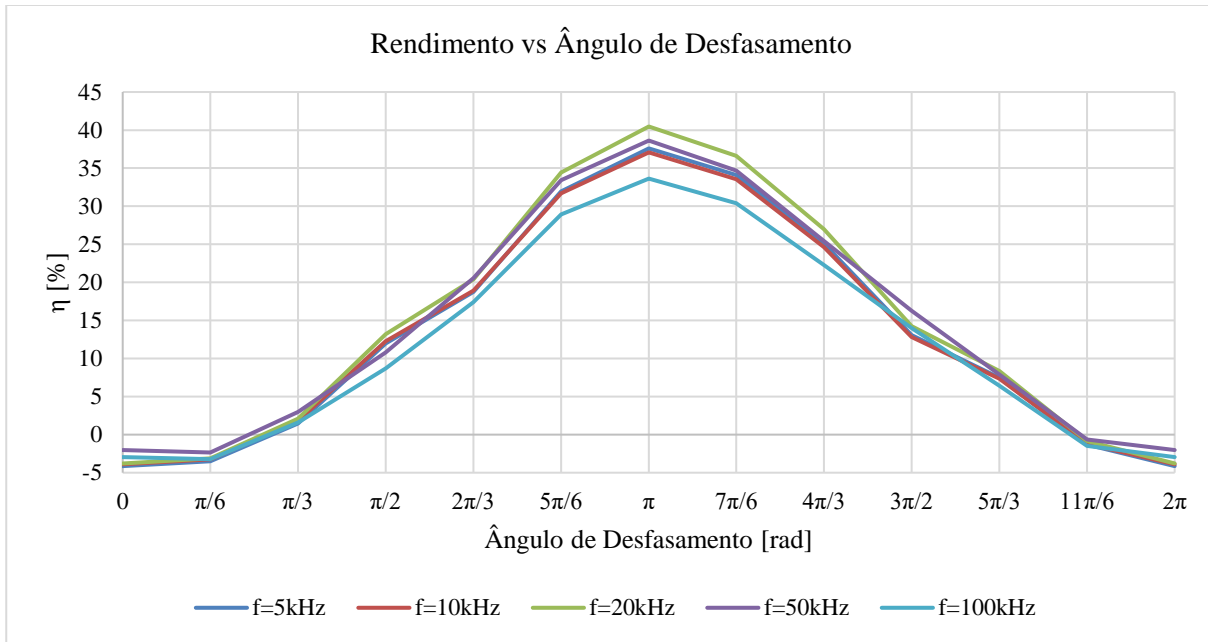


Figura 5.28 – Gráfico do rendimento em função do ângulo de desfasamento da tensão do secundário para o modelo de simetria do acoplador magnético.

## 5.5 – Conclusão

Este capítulo foi reservado para a apresentação e análise de resultados referentes a um conjunto de simulações do modelo acoplador magnético, através do seu modelo de elementos finitos. Diversos ensaios foram realizados e vários parâmetros extraídos e analisados.

Começando pelos tempos de processamento e o número de elementos finitos, os quais permitiram dar uma noção do tempo necessário para a realização de cada um dos ensaios, bem como da quantidade de recursos computacionais requeridos para a execução dos mesmos.

Dada a enorme quantidade recursos computacionais requeridos e com base no modelo inteiro do acoplador magnético validou-se o modelo de simetria.

Procedeu-se à análise do modelo numa perspetiva mais teórica, uma vez que nestes ensaios a forma de onda sinusoidal é a única forma e possível de ser utilizada nas condições de excitação, uma vez que nos ensaios do acoplador magnético em regime estacionário e dinâmico é impraticável conectar o modelo de elementos finitos do acoplador magnético a um circuito externo.

Posteriormente avaliou-se o modelo do acoplador magnético no que diz respeito ao grau de exposição biológica através dos gráficos e distribuições de densidade de fluxo magnético, B,

para situações em que o acoplador magnético se encontra em regime estacionário e dinâmico, para os diferentes valores de frequências de funcionamento.

Deste modo demonstrou-se que para os gráficos de densidade de fluxo magnético, as normas referentes aos níveis de referência de exposição biológica eram cumpridas. No entanto para as distribuições de densidade de fluxo magnético, estas eram apenas validas para as normas IEEE Std. C95.1<sup>TM</sup>-2005 e IEEE Std. C95.1a<sup>TM</sup>-2010 (emenda de 2005).

Posteriormente, extraíram-se as distribuições de densidade de corrente,  $J$ , com o intuito de comparar-se a densidade de corrente que é induzida no secundário (estando este fechado, ou seja, simulando um ensaio com secundário em curto-circuito) por ação do campo magnético criado no primário ou por indução magnética devido à velocidade de deslocamento.

Obtiveram-se ainda os valores de potência instantânea e energia transferida para o secundário do acoplador magnético, concluindo-se que a potência de carregamento aumenta com a velocidade do secundário. Contudo, que é energia transferida para as bobinas do secundário depende do tempo que estas estão sobre o primário, uma vez que este é finito.

Caracterizando ainda mais o modelo do acoplador magnético obtiveram-se os valores de fator de acoplamento,  $k$ , sendo que dos quais foi possível concluir que os valores estavam abaixo do mencionado em [18] para um sistema WPT para carregamento estacionário de VEs. Evidenciando que a causa de tais valores poder-se-ia dever ao tipo de topologia usada no primário do modelo do acoplador magnético. Para além disso, extraíram-se os valores da resistência e indutância dos condutores do primário e bobinas do secundário, os quais são de valor reduzido devido à utilização de condutores de litz.

Para finalizar, ligou-se o modelo de elementos finitos do acoplador magnético a um circuito externo, o permitiu emular o funcionamento dos conversores eletrónicos associados ao primário e secundário e possibilitaram assim estudar o comportamento do modelo do carregador VE sem contacto e obter o seu rendimento.



## Capítulo 6

### Conclusões

#### 6.1 – Considerações Finais

Este trabalho teve como foco a análise e modelização de um acoplador magnético de longa trajetória de terceira geração, do tipo W, trifásico para o carregamento estacionário ou dinâmico sem contacto aplicado a VEs, o qual é feito através do método dos elementos finitos, utilizando a ferramenta de CAE, o ANSYS® Maxwell.

Para esse fim começou por introduzir-se o conceito da transmissão de energia sem contacto, bem como as várias tecnologias de carregamento, realçando o acoplamento indutivo magnético (IPT), aplicado ao carregamento de VEs. Analisaram-se ainda as diversas tecnologias de carregamento, bem como as várias topologias de acopladores magnéticos, as quais são expostas a vários parâmetros de avaliação de modo a verificar a sua exequibilidade.

Posteriormente procedeu-se à fase de pré-processamento de uma topologia em específico, no qual foi definida a geometria, os materiais, condições de excitação, condições de fronteira e banda de deslocamento, a qual é necessária para os ensaios do modelo do acoplador magnético em movimento. Por último, definiu-se a malha de elementos finitos para que os resultados obtidos fossem os mais coerentes e concisos, procurando simultaneamente, minimizar os tempos de processamento dos ensaios de CAE.

Após a modelização do acoplador magnético introduziu-se o conceito do método dos elementos finitos, sobre o qual efetuou-se a sua formulação aplicada a um elemento de finito 3D de 1ª ordem, o tetraedro, tendo em vista o modelo do acoplador magnético para carregamento de VEs.

Posteriormente explicaram-se as análises que foram utilizadas para os ensaios realizados, sendo uma delas a análise por varrimento temporal, onde se explorou a sua formulação segundo o método de Galerkin, o processo de análise e de geração da malha de elementos finitos, algo que

também foi esclarecido na análise por varrimento de frequência, como também a determinação de parâmetros como a resistência e indutância dos condutores.

No capítulo de resultados de simulação numérica apresentaram-se os ensaios realizados no modelo do acoplador magnético em regime estacionário e em regime dinâmico com movimento uniforme e uniformemente retardado. Para além disso, foi anexado um circuito externo ao modelo do acoplador magnético de modo, a emular o funcionamento dos conversores eletrónicos do primário e secundário do acoplador magnético, de modo a emular o funcionamento de um carregador sem contacto, em condições mais próximas das reais.

Dos resultados das simulações foi possível validar o modelo do acoplador magnético quanto aos níveis de referência de exposição biológica, na sua periferia, no entanto, para as zonas do entreferro, estes apenas foram validados pelas normas, IEEE Std. C95.1<sup>TM</sup>-2005 e IEEE Std. C95.1a<sup>TM</sup>-2010 (emenda de 2005).

Extraíram-se as distribuições de densidade de corrente,  $J$ , juntamente com os valores de potência instantânea e energia transferida, tudo isto para o secundário do modelo do acoplador magnético, do qual retirou-se que a potência de carregamento aumenta com a velocidade do secundário. No entanto a energia que é transferida para as bobinas do secundário depende do tempo que estas estão sobre o primário, uma vez que este é finito.

De modo a caracterizar o acoplador magnético obteve-se, por análise de elementos finitos, os valores de fator de acoplamento,  $k$ , permitindo concluir que este se encontram abaixo do mencionado desejado, para um sistema WPT para carregamento estacionário de VEs. Evidenciando que a causa de tais valores poder-se-ia dever ao tipo de topologia usada no primário do modelo do acoplador magnético. Para além do fator de acoplamento, extraíram-se os valores da resistência e indutância dos condutores do primário e bobinas do secundário, os quais são de valor reduzido devido à utilização de condutores de litz.

Posteriormente, associou-se ao modelo de elementos finitos do acoplador magnético um circuito externo, o qual permitiu gerar tensões retangulares, representando conversores eletrónicos associados ao primário e secundário do modelo, sendo que a potência transferida entre o primário e secundário é dependente do fator de ciclo e do desfasamento angular. Desta maneira foi possível emular o funcionamento dos conversores eletrónicos associados ao primário e secundário, permitindo assim estudar o comportamento do modelo do carregador VE sem contacto.

Deste modo, para um fator de ciclo de 50% e variando o desfasamento angular das tensões do secundário, constata-se que o rendimento apresenta valores negativos, entre 0 e  $\pi/6$  radianos, como também entre  $11\pi/6$  e  $2\pi$  radianos, aproximadamente. Visto que, a potência transferida do modelo do acoplador magnético flui do secundário para o primário. Observa-se ainda que o rendimento atinge o seu valor máximo para o ângulo de desfasamento de  $\pi$  radianos, sendo a frequência de 20kHz a que maximiza o valor de rendimento máximo ligeiramente acima dos 40%.

Este trabalho permitiu uma abordagem qualitativa e quantitativa de uma topologia de acoplador magnético para aplicação a um possível carregador de VEs sem contacto, através do método dos elementos finitos. Esta metodologia de modelação e análise permitiu representar e avaliar o acoplador magnético em diversas componentes, grau de exposição biológica, fator de acoplamento, impedância dos condutores do primário e das bobinas do secundário, transferência de energia, potência instantânea e energia transferida no secundário e rendimento. Sendo o acoplador magnético parte integral de um sistema de transferência de energia sem contacto aplicado a VEs, o qual dados os seus vários constituintes, é de enorme complexidade. Contudo, é importante não deixar de reconhecer a importância do desenvolvimento de carregadores de VEs no contexto da mobilidade elétrica.

Em suma, é possível referir de uma forma geral que os objetivos desta dissertação que passavam pela análise e avaliação de uma topologia de acoplador magnético para aplicação a um carregador de VEs sem contacto foram conseguidos, não obstante de perspectivas de desenvolvimento futuro, tendo em consideração o tema e os resultados aqui obtidos.

## **6.2 – Perspetivas de Desenvolvimento Futuro**

No seguimento do trabalho desenvolvido e com o crescimento do setor dos VEs propõem-se as seguintes linhas de desenvolvimento futuro.

Com base na topologia de acoplador magnético aqui estudada ou uma das várias topologias de acopladores magnéticos aqui apresentadas, obter o rendimento do acoplador magnético variando o fator de ciclo, juntamente com o ângulo de desfasamento, para as diferentes gamas de frequências.

Estudo e análise do sistema de transferência de energia sem contacto aplicado a VEs, tendo por base a topologia de acoplador magnético aqui estudada ou uma das várias topologias de acopladores magnéticos aqui apresentadas.

Um aspeto não analisado no funcionamento do acoplador magnético aqui examinado, para carregamento sem contacto para VEs, consiste no estudo dos efeitos no rendimento do sistema, relativamente ao posicionamento incorreto do secundário sobre o primário, tanto no carregamento em regime estacionário como no dinâmico.

É também de grande interesse e de modo semelhante ao realizado para o modelo do acoplador magnético aqui estudado, proceder à análise de elementos finitos de uma das diversas topologias de acopladores magnéticos aqui apresentadas para o carregamento dinâmico sem contacto aplicado a VEs e efetuar uma avaliação comparativa.

Transpondo o conceito para um ponto de vista alargado, seria interessante o estudo e análise dos impactos económicos e ambientais da implementação desse sistema de carregamento dinâmico de VEs a nível local ou até nacional. Paralelamente, seria de considerar também a análise dos impactos económicos e ambientais da implementação desse sistema de carregamento dinâmico de VEs a nível local ou até nacional.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] A. Journé, “Electric Mobility On Motorways.” p. 8.
- [2] A. Amditis, “Wireless dynamic charging – Benefits and Challenges.” p. 8, 2014.
- [3] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, “Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 1413–1452, 2016.
- [4] C. Qiu, K. T. Chau, C. Liu, and C. C. Chan, “Overview of wireless power transfer for electric vehicle charging,” pp. 1–9, 2013.
- [5] H. Vázquez-Leal, A. Gallardo-Del-Angel, R. Castañeda-Sheissa, and F. J. González-Martínez, “The phenomenon of wireless energy transfer: experiments and philosophy,” in *Wireless Energy Transfer Based on Electromagnetic Resonance: Principles and Engineering Explorations*, 2012, pp. 1–19.
- [6] A. Zaheer, D. Kacprzak, and G. A. Covic, “A Bipolar Receiver Pad in a Lumped IPT System for Electric Vehicle Charging Applications,” pp. 283–290, 2012.
- [7] W. Li, K. T. Chau, and T. W. Ching, “Performance Comparisons of Emerging Move-and-Charge Technologies for Electric Vehicles,” pp. 218–224, 2014.
- [8] P. V. V Pande, P. D. Doifode, D. S. Kamtekar, and P. P. Shingade, “Wireless Power Transmission Using Resonance Inductive Coupling,” vol. 4, no. 4, pp. 46–50, 2014.
- [9] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, and E. Hossain, “Dynamic spectrum access in cognitive radio networks with RF energy harvesting,” *IEEE Wirel. Commun.*, pp. 102–110, 2014.
- [10] R. Shadid, S. Noghianian, and A. Nejadpak, “A literature survey of wireless power transfer,” *2016 IEEE Int. Conf. Electro Inf. Technol.*, pp. 0782–0787, 2016.
- [11] A. Amditis, “The FABRIC project in the Electromobility context Electromobility.” p. 16, 2014.
- [12] A. Barkow, “Interoperable Inductive Charging for Electric Vehicles.” p. 12, 2014.
- [13] Y. Damousis, “Dynamic charging for more efficient FEVs : The FABRIC project.” p. 21, 2015.

- 
- [14] A. Winder, O. Smiai, and F. Bellotti, "ICT Requirements for On-Road Electric Vehicle Charging." p. 21, 2015.
- [15] L. Andreone, "EVs : wireless charging feasibility." p. 14, 2015.
- [16] P. Ridden, "Siemens tests 'eHighway of the Future' vision with tram-like overhead cables," 2012. .
- [17] M. Tyson, "Qualcomm demonstrates dynamic charging of EVs on the go," 2017. .
- [18] S. Li and C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," *Emerg. Sel. Top. Power Electron. IEEE J.*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, 2015.
- [19] A. Abdolkhani, "Fundamentals of Inductively Coupled Wireless Power Transfer Systems," in *Wireless Power Transfer - Fundamentals and Technologies*, 2016, p. 25.
- [20] M. Budhia, G. A. Covic, and J. T. Boys, "Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3096–3108, 2011.
- [21] S. Zhou and C. C. Mi, "Multi-Paralleled LCC Reactive Power Compensation Networks and Their Tuning Method for Electric Vehicle Dynamic Wireless Charging," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6546–6556, 2016.
- [22] M. Budhia, G. A. Covic, J. T. Boys, and C. Huang, "Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging," pp. 614–621, 2011.
- [23] G. R. Nagendra, G. A. Covic, and J. T. Boys, "Sizing of Inductive Power Pads for Dynamic Charging of EVs on IPT Highways," *Trans. Transp. Electrifi.*, pp. 1–13, 2016.
- [24] M. Budhia, J. T. Boys, and G. A. Covic, "Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 318–328, 2013.
- [25] G. A. Covic, M. L. G. Kissin, D. Kacprzak, N. Clausen, and H. Hao, "A Bipolar Primary Pad Topology for EV Stationary Charging and Highway Power by Inductive Coupling," pp. 1832–1838, 2011.
- [26] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong, and C. T. Rim, "Advances in wireless power transfer systems for roadway-powered electric vehicles," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 18–36, 2015.
- [27] S. Lee, C. Park, G.-H. Cho, J. Huh, N.-S. Choi, and C.-T. Rim, "On-Line Electric

- Vehicle using Inductive Power Transfer System,” pp. 1598–1601, 2010.
- [28] M. Kim, H. Kim, D. Kim, Y. Jeong, H. H. Park, and S. Ahn, “A Three-Phase Wireless-Power-Transfer System for Online Electric Vehicles with Reduction of Leakage Magnetic Fields,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 11, pp. 3806–3813, 2015.
- [29] S. Choi, J. Huh, W. Y. Lee, S. W. Lee, and C. T. Rim, “New cross-segmented power supply rails for roadway-powered electric vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5832–5841, 2013.
- [30] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho, and C. T. Rim, “Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3666–3679, 2011.
- [31] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim, “Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-powered Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6533–6545, 2016.
- [32] S. Y. Choi, S. Y. Jeong, B. W. Gu, G. C. Lim, and C. T. Rim, “Ultraslim S-Type Power Supply Rails for Roadway-Powered Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 6456–6468, 2015.
- [33] C. W. and X. H. Kai Song, Kim Ean Koh, Chunbo Zhu, Jinhai Jiang, “A Review of Dynamic Wireless Power Transfer for In-Motion Electric Vehicles.”,” in *Wireless Power Transfer - Fundamentals and Technologies*, 2016.
- [34] B. S. Guru and H. R. Hiziroglu, *Electric Machinery and Transformers*. 2001.
- [35] P. C. Schrafel, B. R. Long, J. M. Miller, and A. Daga, “The Reality of Safety Concerns Relative to WPT Systems for Automotive Applications,” pp. 152–157, 2016.
- [36] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, “ICNIRP Guidelines for Limiting Exposure To Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic fields (up to 300 GHz),” *Health Phys.*, vol. 74, no. 4, pp. 494–522, 1998.
- [37] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, “ICNIRP Guidelines for Limiting Exposure To Time-Varying Electric, Magnetic and Electromagnetic fields (1Hz - 100 kHz),” *Health Phys.*, vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010.
- [38] IEEE International Committee on Electromagnetic Safety, *IEEE Standard for Safety*

- Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*. 2006.
- [39] IEEE International Committee on Electromagnetic Safety, “IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz - Amendment 1: Specifies Ceiling Limits for Induced and Contact Current, Clarifies Distinctions between Localized Exposure and Spati,” *IEEE Std C95.1a-2010 (Amendment to IEEE Std 95.1-2005)*, pp. 1–19, 2010.
- [40] J. Bastos and N. Sadowski, *Electromagnetic modeling by finite element methods*. 2003.
- [41] N. Ida and J. P. A. Bastos, *Electromagnetics and calculation of Fields*. Springer, 1997.
- [42] J. R. Cardoso, *Electromagnetics Through the Finite Element Method*. CRC Press - Taylor & Francis Group, 2017.
- [43] R. Luís, “Método dos Elementos Finitos - Resolução de um problema magnetostático 2 D.” p. 18.
- [44] G. Katragadda, “Application of state-of-the-art FEM techniques to magnetostatic NDE,” Iowa State, 1996.
- [45] J. S. Sheppard, *Finite Element Analysis of Electrical Machines*. Kluwer Academic Publishers, 1995.
- [46] Ansys Inc, “Maxwell 3D User’s Guide V.14.” p. 1011, 2011.
- [47] A. B. J. Reece and T. W. Preston, *Finite Element Methods in Electrical Power Engineering*. Oxford: University Press, 2000.
- [48] S. Veiga, “Tesla model s,” *Revista Turbo*, 2016.
- [49] H. M. De Oliveira Filho, D. D. S. Oliveira, and P. P. Praça, “Steady-state analysis of a ZVS bidirectional isolated three-phase DC-DC converter using dual phase-shift control with variable duty cycle,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 1863–1872, 2016.
- [50] X. Ge, Y. Sun, C. Tang, Z. Wang, and Z. Xu, “Loss analysis and efficiency optimization of buck converter in wireless charging system for EVs,” *2017 IEEE PELS Work. Emerg. Technol. Wirel. Power Transf. WoW 2017*, no. 1, pp. 329–331, 2017.

## Anexo A

### Resultados Complementares

Neste anexo são apresentados os restantes resultados correspondentes aos ensaios do secundário em regime estacionário e em regime dinâmico com movimento uniforme, respetivamente.

O anexo A.1, corresponde aos resultados referentes à distribuição da densidade de corrente,  $J$ , para o modelo inteiro e de simetria, nas frequências de 10, 20 e 50kHz e para os diferentes ângulos de fase das correntes do primário 0 rad,  $\pi/4$  rad,  $\pi/2$  rad e  $3\pi/4$  rad.

Do anexo A.2, fazem parte os tempos de processamento e o número de elementos finitos resultantes do ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniforme.

Já o anexo A.3 diz respeito aos graus de exposição biológica que se referem aos gráficos de densidade de fluxo magnético,  $B$ , vistos do ponto de observação ao longo de X, Y e Z, para a velocidade de 70km/h, à frequência de 20kHz, para o modelo de simetria.

O anexo A.4 é constituído pelas distribuições da densidade de corrente,  $J$ , visualizadas para diferentes posições do secundário, para a velocidade de 70km/h, à frequência de 5 e 100kHz, no modelo de simetria.

O anexo A.5 é constituído pelos tempos de processamento e número de elementos finitos resultantes do ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniformemente retardado.

E no anexo A.6 encontram-se os tempos de processamento e número de elementos finitos resultantes do ensaio de emulação do carregador VE sem contacto.

## A.1 – Ensaio do acoplador magnético em regime estacionário – Transferência de energia

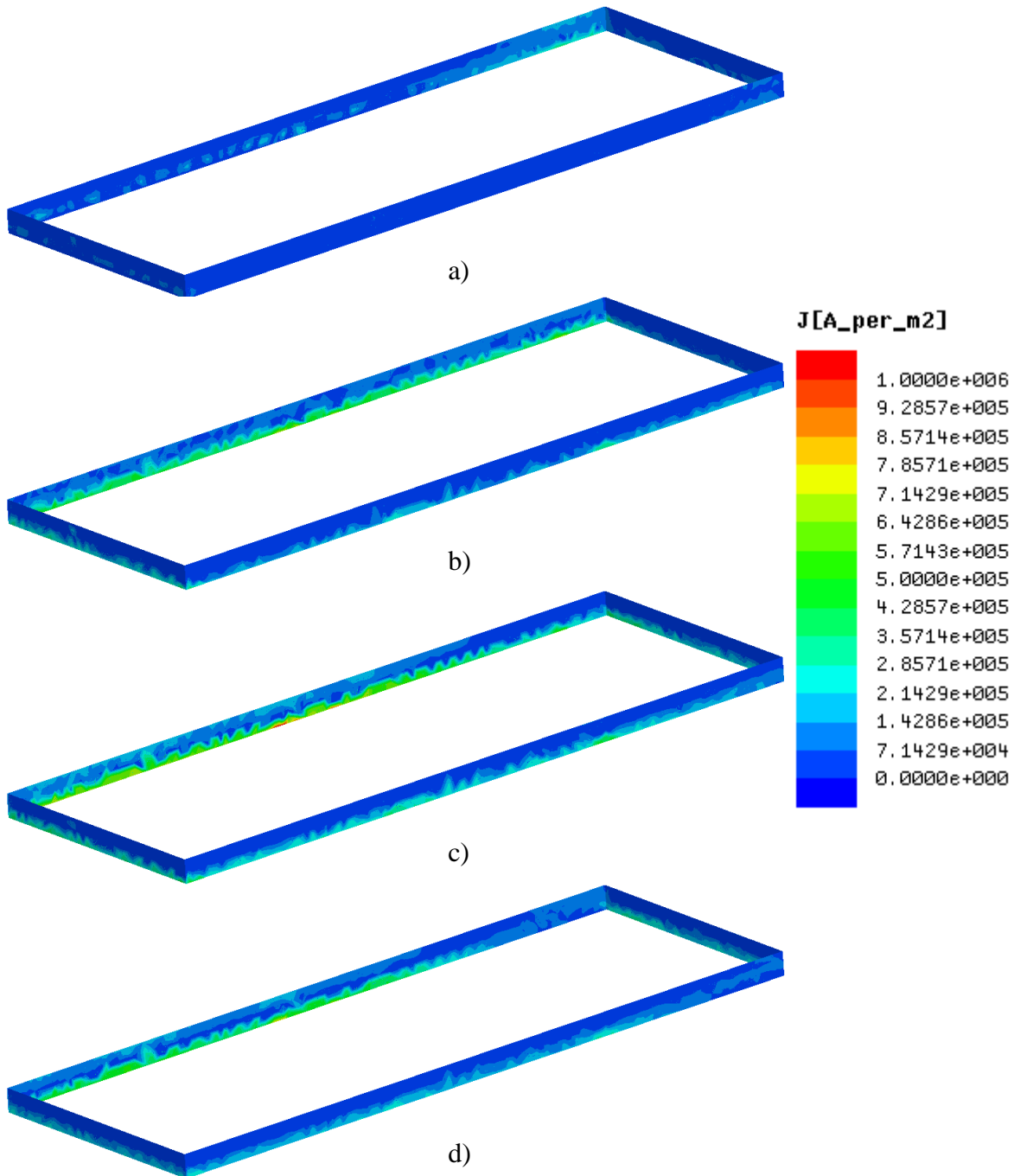


Figura A.1 – Distribuição de densidade de corrente,  $J$ , sem excitação definida no secundário do modelo de simetria, à frequência de 10kHz, visualizado para os ângulos de corrente a: a) 0 rad; b)  $\pi/4$  rad; c)  $\pi/2$  rad; d)  $3\pi/4$  rad.

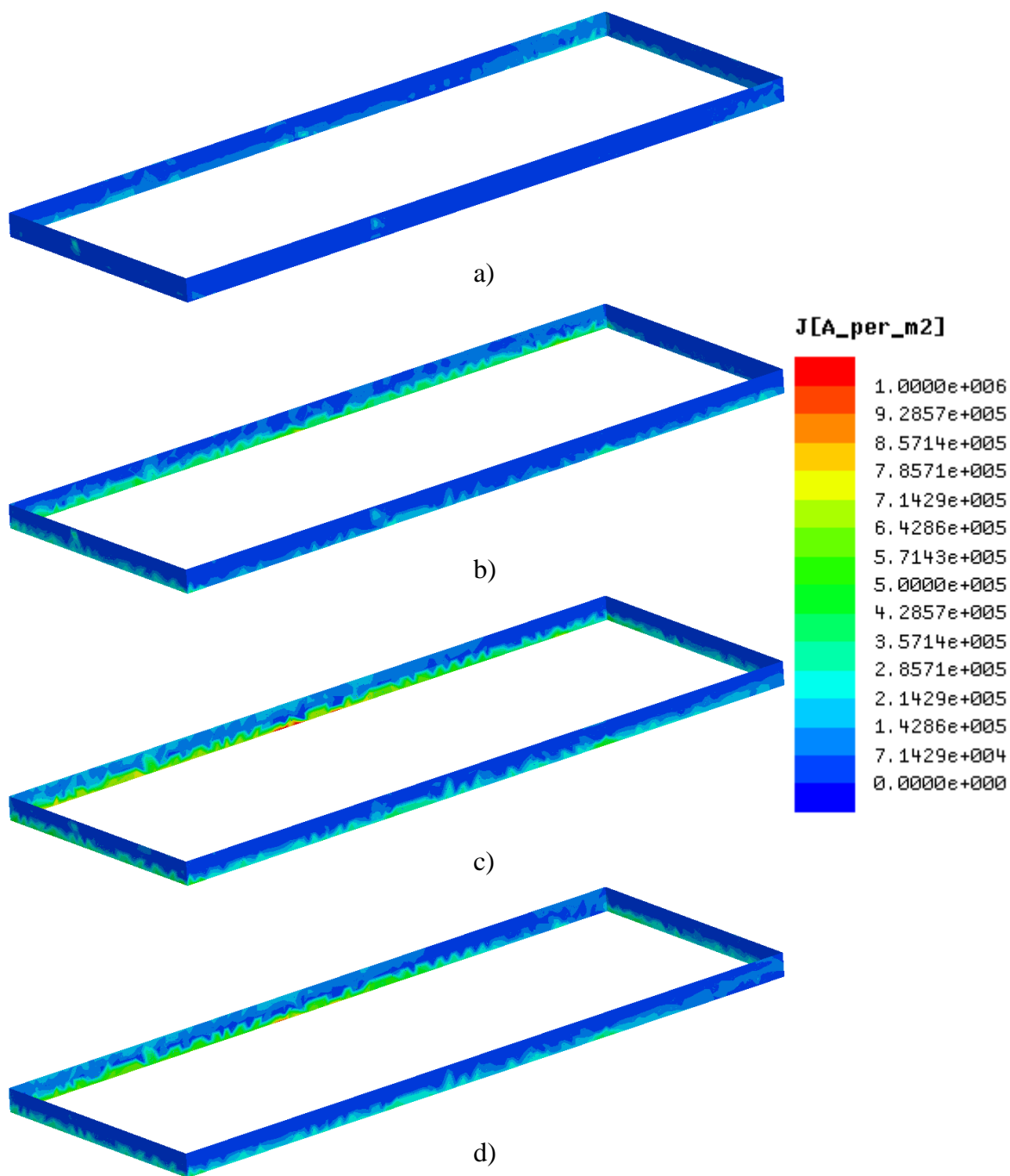


Figura A.2 – Distribuição de densidade de corrente,  $J$ , sem excitação definida no secundário do modelo de simetria, à frequência de 20kHz, visualizado para os ângulos de corrente a: a)  $0$  rad; b)  $\pi/4$  rad; c)  $\pi/2$  rad; d)  $3\pi/4$  rad.

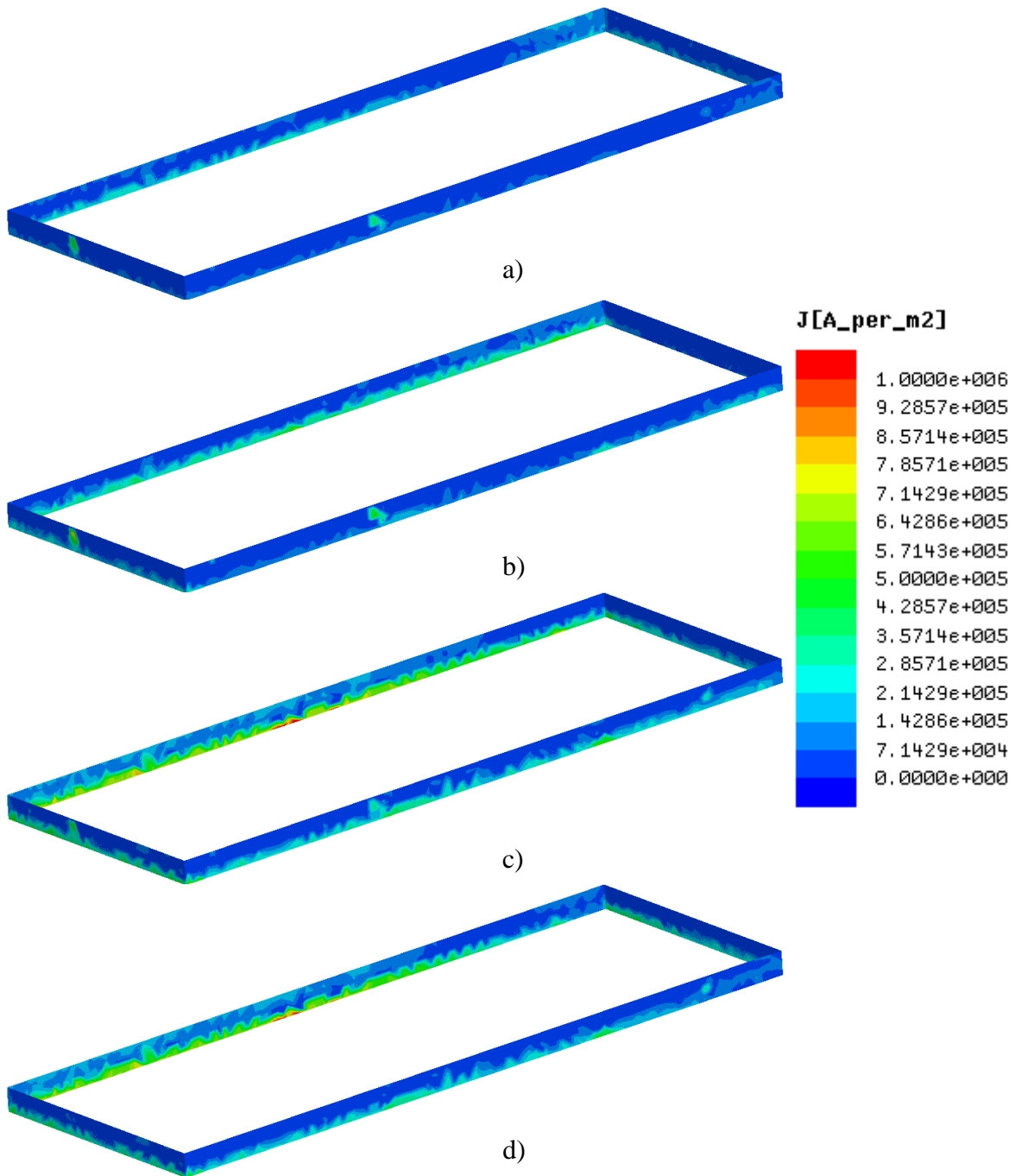


Figura A.3 – Distribuição de densidade de corrente,  $J$ , sem excitação definida no secundário do modelo de simetria, à frequência de 50kHz, visualizado para os ângulos de corrente a: a) 0 rad; b)  $\pi/4$  rad; c)  $\pi/2$  rad; d)  $3\pi/4$  rad.

## A.2 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico – Movimento uniforme – Tempos de processamento vs número de elementos finitos

Tabela A.1 – Tempos de processamento e número de elementos finitos resultantes da análise dos modelos para o ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico em movimento uniforme.

	Frequência [kHz]	Velocidade [km/h]	Nº de Instantes	Tempo [horas]	Nº de Elementos Finitos
Modelo de Simetria	5, 10, 20, 50 e 100	50	20	7,6 <sup>(1)</sup>	1 003 995
		70	20		
		120	19		
Modelo Inteiro	5	50	20	13,65	1 007 878

Notas: Análises realizadas num computador com processador Intel® Core™ i7-8750H e 16 GB de SDRAM.

<sup>(1)</sup> – Valor obtido a partir da média ponderada das 15 análises realizadas, para o modelo de simetria.

### A.3 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico – Movimento uniforme – Grau de exposição biológica

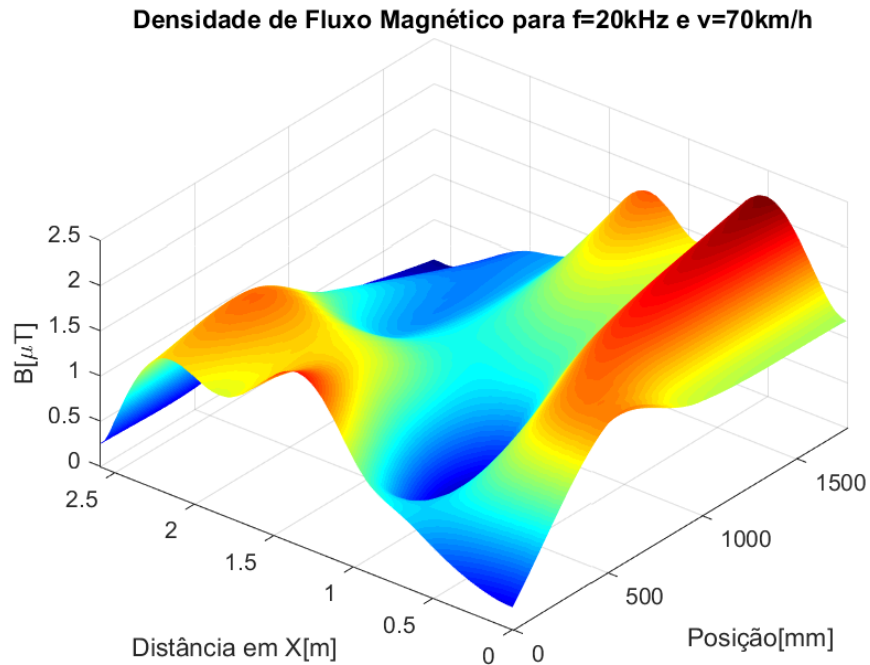


Figura A.4 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético,  $B$ , efetuados no modelo de simetria à frequência de 20kHz, à velocidade de 70km/h, para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, vista da linha de observação ao longo de  $X$ .

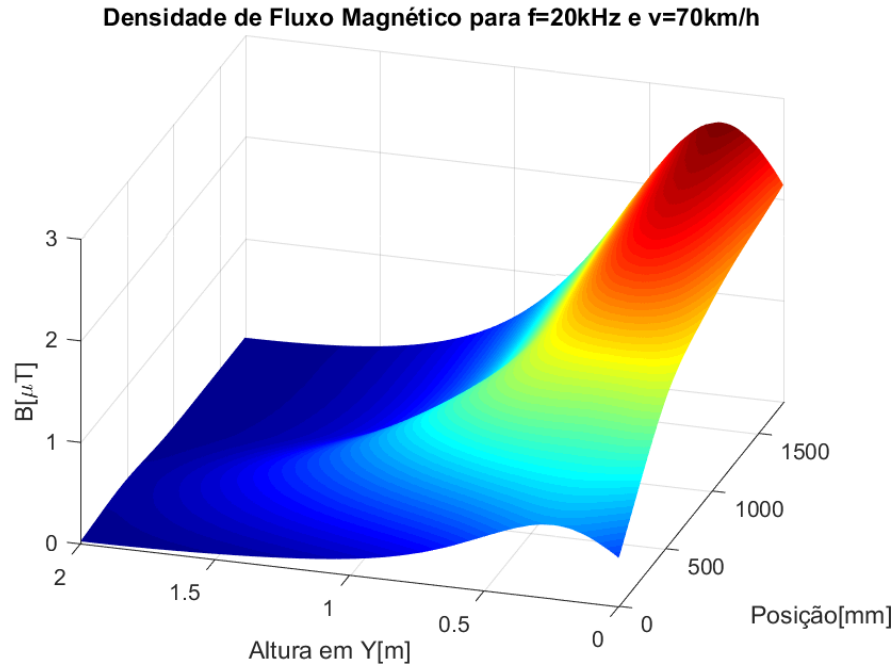


Figura A.5 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético,  $B$ , efetuados no modelo de simetria à frequência de  $20\text{kHz}$ , à velocidade de  $70\text{km/h}$ , para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, vista da linha de observação ao longo de  $Y$ .

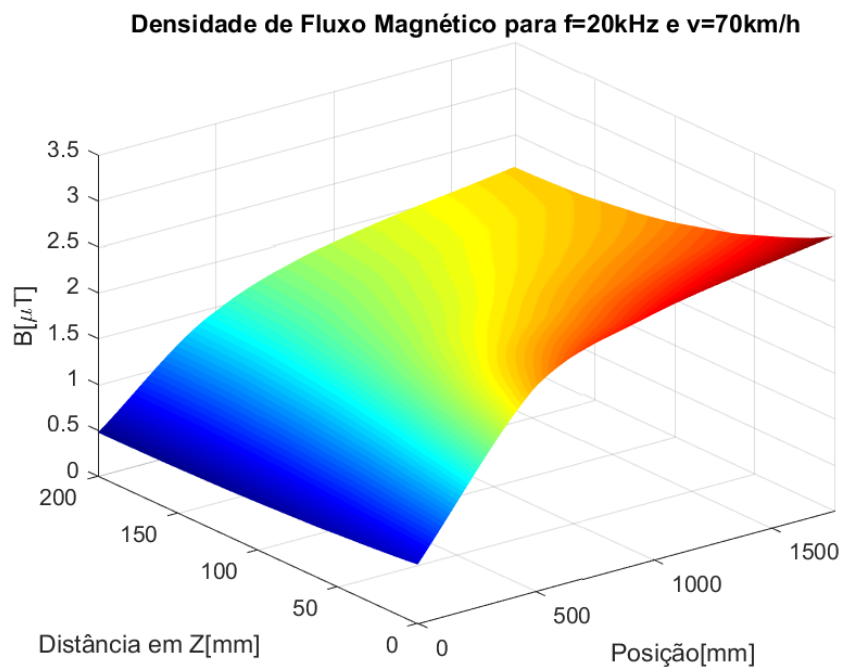


Figura A.6 – Gráficos de densidade de Fluxo Magnético,  $B$ , efetuados no modelo de simetria à frequência de  $20\text{kHz}$ , à velocidade de  $70\text{km/h}$ , para as diferentes posições do secundário ao longo do primário, vista da linha de observação ao longo de  $Z$ .

#### A.4 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico – Movimento uniforme – Transferência de Energia

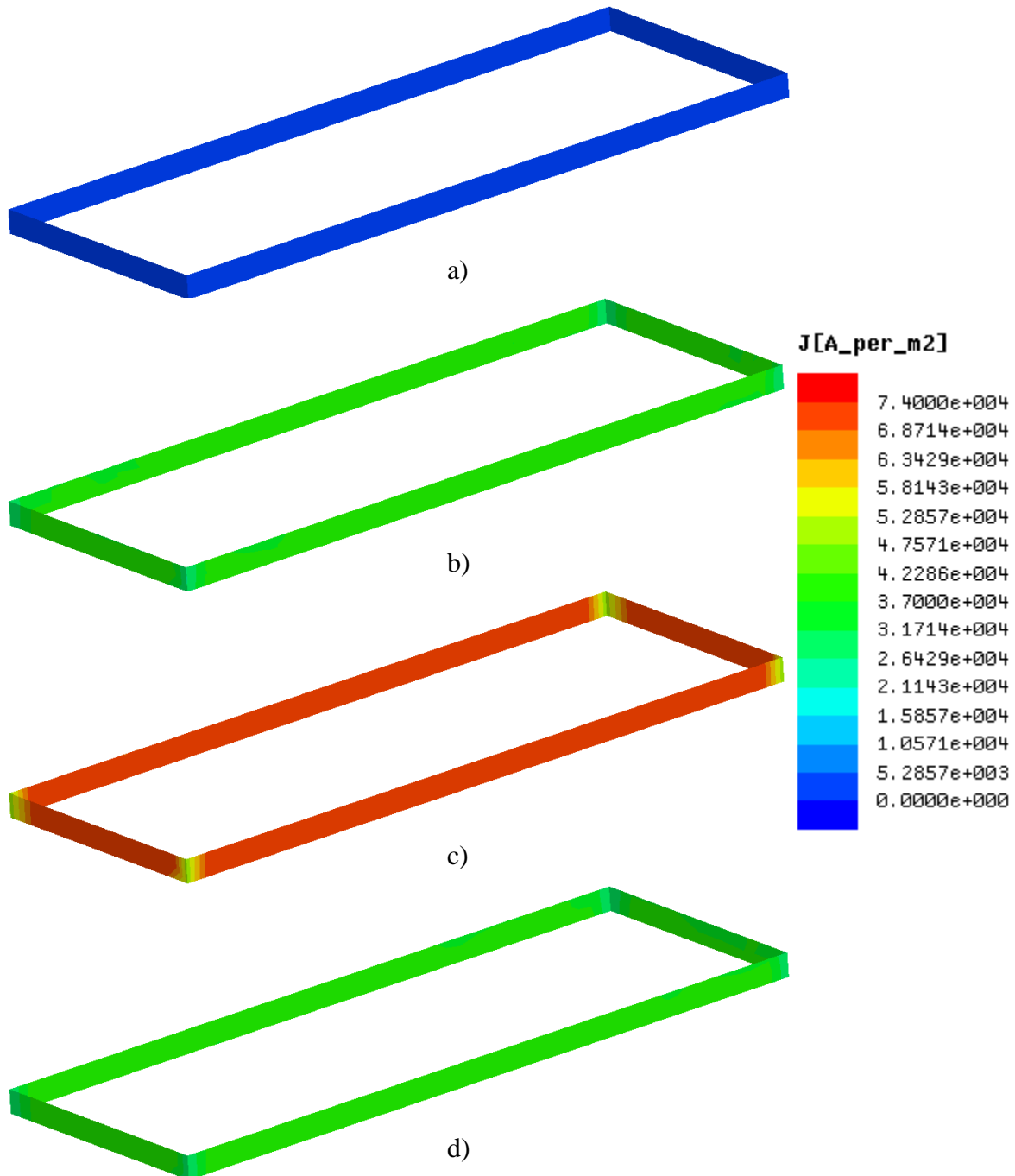


Figura A.7 – Distribuição da densidade de corrente,  $J$ , no modelo de simetria à frequência de 5kHz e à velocidade de 70km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm.

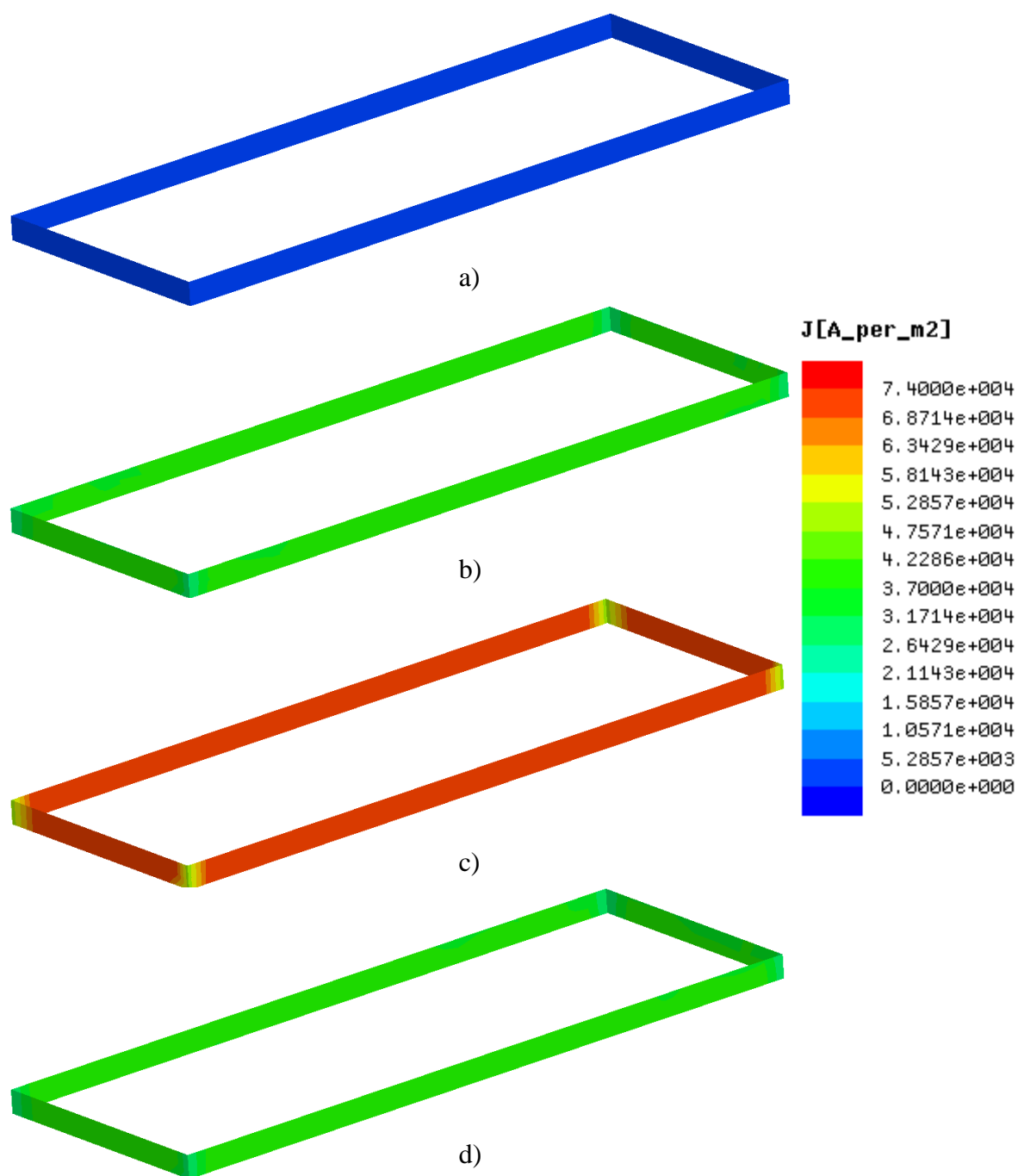


Figura A.8 – Distribuição da densidade de corrente,  $J$ , no modelo de simetria à frequência de 100kHz e à velocidade de 70km/h, visualizado para as posições do secundário a: a) 0mm; b) 486,1mm; c) 972,2mm e d) 1777,8mm.

## A.5 – Ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico – Movimento uniformemente retardado – Tempos de processamento vs número de elementos finitos

Tabela A.2 – Tempos de processamento e número de elementos finitos resultantes da análise do modelo de simetria para o ensaio do acoplador magnético em regime dinâmico com movimento uniformemente retardado.

	Frequência [kHz]	Nº de Instantes	Tempo [horas]	Nº de Elementos Finitos
Modelo de Simetria	5, 10, 20, 50 e 100	16	26,9 <sup>(1)</sup>	3 017 709

Notas: Análises realizadas num computador com processador Intel® Core™ i7-8750H e 16 GB de SDRAM.

<sup>(1)</sup> – Valor obtido a partir da média ponderada das 5 análises realizadas.

## A.6 – Ensaio do carregador sem contacto em regime estacionário – Tempos de processamento vs número de elementos finitos

Tabela A.3 – Tempos de processamento e número de elementos finitos resultantes da análise dos modelos para o ensaio do carregador sem contacto em regime estacionário.

	Frequência [kHz]	Nº de instantes	Tempo [horas]	Nº de Elementos Finitos
Modelo de Simetria	5, 10, 20, 50 e 100	41	4,25 <sup>(1)</sup>	1 003 697
Modelo Inteiro	5, 10, 20, 50 e 100	41	4,92 <sup>(2)</sup>	1 006 731

Notas: Análises realizadas num computador com processador Intel® Core™ i7-8750H e 16 GB de SDRAM.

<sup>(1)</sup> – Valor obtido a partir da média ponderada das 65 análises realizadas.

<sup>(2)</sup> – Valor obtido a partir da média ponderada das 5 análises realizadas.



## Anexo B

### Elementos Complementares

#### B.1 – Catálogo de condutores do tipo litz

O anexo B apresenta o catálogo de condutores do tipo litz da New England Wire Technologies, utilizado no dimensionamento de condutores, apresentado no ensaio de emulação do carregador VE sem contacto, sendo que cada uma corresponde a uma gama diferente de frequências utilizadas.

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Wires	AWG of Wire	Film Coating <sup>1</sup>	Construction Type	Outer Insulation <sup>2</sup>	Nominal OD	Nominal LBS./1000 FT.	Direct Current Resistance OHM/1000 FT <sup>A</sup>	Construction
<b>RECOMMENDED OPERATING FREQUENCY - 1 HZ TO 10 KHZ</b>										
26	300	3	30	S	1	-	.022	.95	35.980	3/30
24	500	5	30	S	1	-	.028	1.58	21.590	5/30
22	700	7	30	S	1	-	.033	2.21	15.420	7/30
20	1100	11	30	S	1	-	.045	3.47	9.810	11/30
18	1700	17	30	S	1	SN	.055	5.52	6.350	17/30
16	2600	26	30	S	1	SN	.064	8.38	4.150	26/30
14	4200	42	30	S	1	SN	.082	13.48	2.570	42/30
12	6500	65	30	S	2	SN	.112	21.21	1.710	5X13/30
10	11000	110	30	S	2	SN	.145	35.75	1.010	5X22/30
8	16800	168	30	H	2	-	.191	55.03	.660	7X24/30
7	25900	259	30	H	2	-	.237	84.83	.430	7X37/30
6	26600	266	30	H	2	-	.240	87.13	.420	7X38/30
4	41300	413	30	H	2	-	.300	138.27	.270	7X59/30
3	52500	525	30	H	2	-	.338	171.96	.210	7X75/30
2	66500	665	30	H	2	-	.380	217.81	.170	7X95/30
2	80500	805	30	H	2	DN	.421	272.95	.140	7X115/30
1/0	125000	1250	30	S	2	SNB	.631	435.00	.090	5X5X50/30
2/0	135000	1350	30	S	5	SNB	.667	486.00	.083	6(5X45/30)
3/0	195000	1950	30	S	5	SNB	.794	697.00	.057	6(5X5X13/30)
4/0	252000	2520	30	S	5	SNB	.981	916.00	.045	6(5X3X28/30)

Figura B.1– Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 1Hz e 10kHz.

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Wires	AWG of Wire	Film Coating <sup>1</sup>	Construction Type	Outer Insulation <sup>2</sup>	Nominal OD	Nominal LBS./1000 FT.	Direct Current Resistance OHM/1000 FT <sup>A</sup>	Construction
<b>RECOMMENDED OPERATING FREQUENCY - 10 KHZ TO 20 KHZ</b>										
26	303	6	33	S	1	SN	.025	1.00	35.990	6/33
24	403	8	33	S	1	-	.025	1.27	26.990	8/33
22	655	13	33	S	1	SN	.035	2.13	16.610	13/33
20	1059	21	33	S	1	SN	.044	3.41	10.280	21/33
18	1613	32	33	S	1	SN	.054	5.24	6.750	32/33
16	2672	53	33	S	1	SN	.066	8.59	4.070	53/33
14	5041	100	33	S	2	SN	.099	16.44	2.220	5X20/33
12	7562	150	33	S	2	SN	.121	24.60	1.480	5X30/33
10	10586	210	33	S	2	SN	.143	34.36	1.060	3X70/33
8	16585	329	33	S	2	DN	.175	55.20	.680	7X47/33
6	26465	525	33	S	2	DN	.237	92.03	.440	5X3X35/33
4	42849	850	33	S	2	DN	.302	147.14	.270	5X5X34/33
2	66541	1320	33	S	5	SNB	.484	244.00	.171	6(5X44/33)
1	90738	1800	33	S	5	SNB	.558	334.00	.127	6(3/5/20/33)
1/0	105861	2100	33	S	5	SNB	.600	383.00	.107	6(5/70/33)
2/0	136107	2700	33	S	5	SNB	.675	496.00	.084	6(5X3/30/33)
3/0	169377	3360	33	S	5	SNB	.850	651.00	.067	12(5X56/33)
4/0	211772	4200	33	S	5	SNB	.987	841.00	.054	14(5X3/20/33)
-	299435	5940	33	S	6	PVC	1.290	1255.00	.038	6(6(5/33/33))
-	512972	10176	33	S	6	PVC	1.800	2283.00	.022	8(6(4X53/33))
-	725904	14400	33	S	6	PVC	2.420	3550.00	.016	15(6(5X32/33))
-	917462	18200	33	S	6	PVC	3.120	5088.00	.012	20(13(70/33))
-	1572792	31200	33	S	6	PVC	3.990	8684.00	.007	20(6(5/52/33))

Figura B.2 – Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 10kHz e 20kHz.

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Wires	AWG of Wire	Film Coating <sup>1</sup>	Construction Type	Outer Insulation <sup>2</sup>	Nominal OD	Nominal LBS./1000 FT.	Direct Current Resistance OHM/1000 FT <sup>A</sup>	Construction
<b>RECOMMENDED OPERATING FREQUENCY - 20 KHZ TO 50 KHZ</b>										
30	100	4	36	S	1	-	.013	.318	110.100	4/36
28	175	7	36	S	1	-	.017	.557	62.900	7/36
26	250	10	36	S	1	SN	.023	.839	44.050	10/36
24	400	16	36	S	1	SN	.029	1.340	27.530	16/36
22	675	27	36	S	1	SN	.037	2.220	16.320	27/36
20	1025	41	36	S	1	SN	.044	3.350	10.740	41/36
18	1625	65	36	S	2	SN	.059	5.440	6.980	5X13/36
16	2625	105	36	S	2	SN	.074	8.740	4.320	3X35/36
14	4125	165	36	S	2	SN	.092	13.660	2.750	5X33/36
12	6625	265	36	S	2	SN	.116	21.830	1.710	5X53/36
10	10500	420	36	S	2	DN	.158	35.630	1.110	5X3X28/36
8	16500	660	36	S	2	DN	.197	59.010	.710	5X3X44/36
6	26250	1050	36	S	2	DN	.247	92.450	.450	5X5X42/36
4	45000	1800	36	S	2	DN	.322	156.420	.260	5X5X72/36
2	66500	2660	36	S	2	DN	.373	228.670	.180	7X5X76/36
1	84000	3360	36	S	5	SNB	.548	318.000	.140	6(5X4X28/36)
1/0	108000	4320	36	S	5	SNB	.655	420.000	.109	9(5X3X32/36)
2/0	135000	5400	36	S	5	SNB	.728	522.000	.087	9(5X3X40/36)
3/0	171000	6840	36	S	5	SNB	.870	682.000	.069	12(5X3X38/36)
4/0	211500	8460	36	S	5	SNB	.962	840.000	.055	12(5X3X47/36)

Figura B.3– Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 20kHz e 50kHz.

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Wires	AWG of Wire	Film Coating <sup>1</sup>	Construction Type	Outer Insulation <sup>2</sup>	Nominal OD	Nominal LBS./1000 FT.	Direct Current Resistance OHM/1000 FT <sup>^</sup>	Construction
<b>RECOMMENDED OPERATING FREQUENCY - 50 KHZ TO 100 KHZ</b>										
30	112	7	38	S	1	SN	.017	.380	99.360	7/38
28	160	10	38	S	1	SN	.019	.542	69.550	10/38
26	256	16	38	S	1	SN	.024	.850	43.470	16/38
24	400	25	38	S	1	SN	.029	1.320	27.820	25/38
22	640	40	38	S	1	SN	.036	2.060	17.390	40/38
20	1056	66	38	S	1	SN	.045	3.380	10.750	3/22/38
18	1600	100	38	S	2	SN	.059	5.250	7.160	5X20/38
16	2592	162	38	S	2	SN	.069	8.270	4.380	3/54/38
14	4160	260	38	S	2	SN	.093	13.470	2.760	5X52/38
12	6720	420	38	S	2	SN	.117	21.690	1.740	5X3/28/38
10	10560	660	38	S	2	DN	.149	33.980	1.110	5X3/44/38
8	16800	1050	38	S	2	DN	.200	58.940	.700	5X5X42/38
6	26400	1650	38	S	2	DN	.249	91.200	.450	5X5X66/38
4	42000	2625	38	S	2	DN	.320	143.450	.290	5X5X3/35/38
2	66240	4140	38	S	5	SNB	.494	247.000	.180	6(5X3/46/38)
1	84000	5250	38	S	5	SNB	.551	311.000	.141	6(5X5X35/38)
1/0	105600	6600	38	S	5	SNB	.613	389.000	.112	6(5X5X44/38)
2/0	136000	8500	38	S	5	SNB	.749	522.000	.087	10(5X5X34/38)
3/0	168000	10500	38	S	5	SNB	.828	642.000	.070	10(5X5X42/38)
4/0	211200	13200	38	S	5	SNB	.966	824.000	.056	12(5X5X44/38)

Figura B.4– Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 50kHz e 100kHz.

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Wires	AWG of Wire	Film Coating <sup>1</sup>	Construction Type	Outer Insulation <sup>2</sup>	Nominal OD	Nominal LBS./1000 FT.	Direct Current Resistance OHM/1000 FT <sup>^</sup>	Construction
<b>RECOMMENDED OPERATING FREQUENCY - 100 KHZ TO 200 KHZ</b>										
34	38.4	4	40	S	1	-	.008	.127	293.840	4/40
32	67.3	7	40	S	1	-	.011	.221	167.910	7/40
30	106.0	11	40	S	1	SN	.016	.379	106.850	11/40
28	163.0	17	40	S	1	SN	.020	.580	69.140	17/40
26	260.0	27	40	S	1	SN	.024	.897	43.530	27/40
24	404.0	42	40	S	1	SN	.029	1.397	27.980	42/40
22	634.0	66	40	S	2	SN	.038	2.197	18.340	3X22/40
20	1036.0	108	40	S	2	SN	.045	3.492	11.100	3/36/40
18	1634.0	170	40	S	2	SN	.056	5.537	7.050	5/34/40
16	2595.0	270	40	S	2	SN	.069	8.809	4.530	3/3/30/40
14	4180.0	435	40	S	2	SN	.093	14.264	2.840	5X3/29/40
12	6727.0	700	40	S	2	SN	.126	23.371	1.780	5X5X28/40
10	10571.0	1100	40	S	2	SN	.157	36.608	1.130	5X5X44/40
8	17298.0	1800	40	S	5	DN	.236	66.600	.700	6(5X3/20/40)
6	26812.0	2790	40	S	5	DN	.293	103.000	.451	6(5X3/31/40)
4	42813.0	4455	40	S	5	SNB	.431	176.000	.282	9(5X3/33/40)
2	69192.0	7200	40	S	5	SNB	.572	290.000	.174	12(5X3/40/40)
1/0	105710.0	11000	40	S	5	SNB	.668	428.000	.114	10(5X5X44/40)

- 1 S = single-film coating thickness  
H = heavy-film coating thickness
- 2 SN = single nylon serving  
DN = double nylon serving  
SNB = single nylon braid  
PVC = extruded polyvinylchloride

<sup>^</sup> Not for specification purposes

All measurements are in inches unless otherwise stated.



NEW ENGLAND WIRE TECHNOLOGIES  
Innovate. Create. Accelerate.

Figura B.5– Catálogo de condutores do tipo litz, para a gama de frequências entre 100kHz e 200kHz.