



**Cláudio Alexandre Boaventura Mendes**

Licenciado em Ciências da Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

**Sistema de Transferência de Energia sem  
Contacto para um Comboio de Levitação  
Magnética (MagLev) real: aplicação ao Cobra**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
**Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**

Orientador: João Miguel Murta Pina, Professor Auxiliar,  
FCT-UNL

Co-orientador: Mestre Luís Filipe Romba Jorge, Investigador,  
FCT-UNL

Júri

Presidente: Professora Doutora Ana Inês da Silva Oliveira,  
FCT-UNL

Arguente: Professor Doutor Paulo José da Costa Branco,  
IST-UTL

Vogal: Professor Doutor João Miguel Murta Pina,  
FCT-UNL



FACULDADE DE  
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

**Março, 2021**



## **Sistema de Transferência de Energia sem Contacto para um Comboio de Levitação Magnética (MagLev) real: aplicação ao Cobra**

Copyright © Cláudio Alexandre Boaventura Mendes, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa.

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



*"To accomplish great things we must first dream, then  
visualize, then plan...believe...act!"*

*Alfred A. Montapert*



## AGRADECIMENTOS

Neste capítulo pretende-se expressar os agradecimentos aos que possibilitaram a realização da presente dissertação bem como do curso.

Começo por agradecer ao meu orientador, Professor Doutor João Murta Pina, pela oportunidade de realizar a presente dissertação. Agradecer também ao Engenheiro Luís Romba Jorge e ao Roberto Oliveira por todo o auxílio prestado e tempo despendido, permitindo que esta dissertação alcançasse o fim pretendido.

Agradecer à minha família por todo o apoio prestado dando-me a possibilidade de alcançar os objetivos atingidos até ao momento.

Agradecer também aos meus amigos e colegas de curso que me ajudaram nesta caminhada.

Por fim agradecer à Universidade Nova de Lisboa, mais concretamente à Faculdade de Ciências e Tecnologia e a todo o corpo docente com quem me cruzei, que me proporcionaram uma boa aprendizagem.

Muito Obrigado,

Cláudio Mendes



## RESUMO

---

Com a crescente utilização de dispositivos que necessitam de ser alimentados eletricamente e com a incessante procura por novos métodos de melhorar e facilitar a interação com o utilizador, os sistemas de transferência de energia sem contacto têm cada vez sido mais requisitados.

Por consequência, esta dissertação tem como objetivos desenvolver um sistema de transferência de energia sem fios de modo a alimentar um comboio de levitação magnética, o *MagLev-Cobra*, presente na Universidade Federal do Rio de Janeiro, no Brasil.

O dimensionamento do sistema WPT (*wireless power transfer*) pressupõe, nesta dissertação, a utilização de uma bobina supercondutora no circuito de emissão bem como a presença de reatores de núcleo saturável, responsáveis pela sintonia dos circuitos de emissão e receção na frequência de ressonância.

Deste modo, no presente trabalho são analisadas, primeiramente, as necessidades energéticas do *MagLev-Cobra*. Posteriormente, averigua-se o comportamento do protótipo laboratorial desenvolvido através de simulações bem como ensaios laboratoriais. Para além do referido, recorrendo ao microcontrolador *Arduino Mega*, é elaborado um sistema de controlo que permite manter a frequência de ressonância do circuito de receção igual ao de emissão.

Esta dissertação foi realizada no âmbito do projeto tLOSS (Transformando o Cálculo de Perdas em Sistemas de Potência com Supercondutores de Alta Temperatura), da Fundação para a Ciência e a Tecnologia (Ref. PTDC/EEI-EEE/32508/2017\_LISBOA-01-0145-FEDER-032508).

**Palavras-chave:** Transmissão de Energia sem Contacto, Bobinas Supercondutoras de Alta Temperatura, Acoplamento Magnético Ressonante, Reator de Núcleo Saturável

---



## ABSTRACT

---

With the increasing use of devices that need to be electrically powered and the constant research for new methods to improve and facilitate interaction with the user, wireless power transfer systems have been increasingly in demand.

Consequently, this dissertation aims to develop a wireless energy transfer system in order to power a magnetic levitation train, the *MagLev-Cobra*, present at the Federal University of Rio de Janeiro, in Brazil.

The dimensioning of the WPT system assumes the use of a superconducting coil in the emission circuit as well as the presence of saturable core reactors, responsible for the tuning of the emission and reception circuits in the resonance frequency.

Therefore, in the present work the energy needs of *MagLev-Cobra* are analyzed, as well as the behavior of the WPT system dimensioned in simulation and laboratory tests. In addition to the aforementioned, using the *Arduino Mega* microcontroller, a control system is developed that allows the resonance frequency of the receiving circuit to be equal to that of the emission.

This thesis was developed in the frame of the project tLOSS (Transforming Losses Calculation in High Temperature Superconducting Power Systems), from Fundação para a Ciência e a Tecnologia (Ref. PTDC/EEI-EEE/32508/2017\_LISBOA-01-0145-FEDER-032508).

**Keywords:** Wireless Power Transfer, High Temperature Superconducting Coils, Resonant Magnetic Coupling, Saturable Core Reactor

---



# ÍNDICE

<b>Lista de Figuras</b>	<b>xv</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xix</b>
<b>Siglas</b>	<b>xxi</b>
<b>Símbolos</b>	<b>xxiii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	1
1.2 Objetivos da dissertação . . . . .	1
1.3 Contributos originais . . . . .	2
1.4 Organização da dissertação . . . . .	2
<b>2 Revisão Bibliográfica</b>	<b>5</b>
2.1 Transmissão de Energia sem Contacto . . . . .	5
2.1.1 História da Tecnologia . . . . .	5
2.1.2 Tipos de Tecnologia Existentes . . . . .	6
2.1.3 Topologias de Compensação . . . . .	8
2.1.4 Transferência de Energia com Materiais Supercondutores . . . . .	9
2.1.5 Comparação de Sistemas WPT com Bobinas Convencionais <i>versus</i> Bobinas Supercondutoras . . . . .	11
2.2 Sistemas Comerciais que recorrem a Transferência de Energia sem Contacto	12
2.3 <i>Maglev</i> . . . . .	12
2.3.1 História . . . . .	13
2.3.2 <i>MagLev-Cobra</i> . . . . .	13
<b>3 Metodologia</b>	<b>17</b>
3.1 Transmissão de Energia por Indução . . . . .	18
3.1.1 Fator de Acoplamento, $k$ . . . . .	18
3.1.2 Indutância Mútua, $M$ . . . . .	18
3.1.3 Fator de Qualidade, $Q$ . . . . .	19
3.1.4 Eficiência . . . . .	19
3.2 Acoplamento Magnético Ressonante . . . . .	19

3.3	Reator de Núcleo Saturável . . . . .	20
3.4	Coefficiente de Auto Indução Bobina Supercondutora . . . . .	23
3.5	Determinação do Condensador Adicional . . . . .	23
3.5.1	Série . . . . .	24
3.5.2	Paralelo . . . . .	25
<b>4</b>	<b>Estudo de Caso</b>	<b>27</b>
4.1	Análise Energética <i>MagLev-Cobra</i> . . . . .	27
4.2	Dimensionamento do Sistema de Transferência de Energia Sem Contacto	28
<b>5</b>	<b>Implementação</b>	<b>31</b>
5.1	Caracterização das Bobinas . . . . .	31
5.1.1	Bobina Normal . . . . .	32
5.1.2	Bobinas Supercondutoras . . . . .	33
5.2	Caracterização dos Reatores de Núcleo Saturável . . . . .	35
5.3	Caracterização da Carga . . . . .	37
5.4	Caracterização dos Circuitos BSC/BN + RNS . . . . .	39
5.4.1	BSC2 + RNS1 . . . . .	39
5.4.2	BN + RNS2 . . . . .	41
5.5	Caracterização dos Circuitos BSC/BN + RNS + Condensador Adicional .	43
5.5.1	Circuito Emissor BSC2 + RNS1 + Condensador Adicional . . . . .	44
5.5.2	Circuito Recetor BN + RNS2 + Condensador Adicional . . . . .	49
5.6	Caracterização Circuito de Receção . . . . .	52
5.7	Circuito de Controlo . . . . .	55
5.7.1	Circuito de Aquisição de Dados . . . . .	55
5.7.2	Controlador . . . . .	58
<b>6</b>	<b>Análise de Resultados</b>	<b>61</b>
6.1	Simulações . . . . .	61
6.2	Ensaio Laboratoriais . . . . .	64
6.2.1	Varição da Distância Vertical . . . . .	64
6.2.2	Alinhamento Horizontal . . . . .	69
<b>7</b>	<b>Conclusões e Trabalho Futuro</b>	<b>73</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>75</b>
	<b>Anexos</b>	<b>79</b>
<b>I</b>	<b>Anexo 1</b>	<b>79</b>
<b>II</b>	<b>Anexo 2</b>	<b>89</b>
<b>III</b>	<b>Anexo 3</b>	<b>93</b>

## LISTA DE FIGURAS

2.1	Circuito base de um sistema WPT . . . . .	6
2.2	Tipos de tecnologias utilizadas na transferência de energia sem contacto. . .	7
2.3	Topologias de compensação típicas. Retirado de [12]. . . . .	8
2.4	Heike Kamerlingh Onnes (à direita) e Gerrit Flim, junto do dispositivo de liquefação de Hélio, no laboratório de Leiden, em 1911. Imagem retirada de [14].	9
2.5	Onnes verificou que, após a temperatura atingir 4,2 K, a resistência cai abruptamente. Nas ordenadas está representada a temperatura em graus Kelvin e nas abcissas a resistência. Adaptado de [16]. . . . .	10
2.6	Autocarro OLEV desenvolvido pela KAIST. Adaptado de [7]. . . . .	12
2.7	Fases de desenvolvimento do protótipo <i>MagLev-Cobra</i> . Retirado e adaptado de [19]. . . . .	14
3.1	Metodologia (simplificada) aplicada no dimensionamento do sistema WPT. .	17
3.2	Interseção da reatância capacitiva e indutiva num circuito RLC série. Retirado e adaptado de [26]. . . . .	20
3.3	Representação do dispositivo de ajuste RNS. Retirado de [22]. . . . .	21
3.4	Variação da densidade do fluxo magnético e da permeabilidade em função do campo magnético. Retirado e adaptado de [27]. . . . .	22
3.5	Representação do RNS em dois circuitos, de carga e ajuste. Retirado de [22].	22
3.6	Representação gráfica das incógnitas presentes na equação 3.18. Retirado de [28] . . . . .	23
3.7	Circuitos a analisar para determinar $C_{adicional}$ para obter ressonância. . . . .	24
4.1	Energia necessária do <i>MagLev-Cobra</i> em função do <i>headway</i> . . . . .	28
4.2	Potência do sistema de transferência sem contacto em função do <i>headway</i> . . .	29
5.1	Bobina normal (cobre). . . . .	32
5.2	<i>Medidor de L.C.R Hioki 3532/50</i> . . . . .	33
5.3	Caracterização da bobina normal. . . . .	33
5.4	Bobina construída com fita supercondutora de 2G. . . . .	34
5.5	Caracterização da primeira bobina supercondutora. . . . .	34
5.6	Reator de núcleo saturável. . . . .	35
5.7	Caracterização do RNS1 com a variação de $I_{DC}$ de ajuste. . . . .	36

## LISTA DE FIGURAS

---

5.8	Reóstato utilizado como carga no circuito recetor. . . . .	37
5.9	Impedância do reóstato para diferentes níveis de carga. . . . .	37
5.10	Fase do reóstato para diferentes níveis de carga. . . . .	38
5.11	Capacidade distribuída e indutância do reóstato para diferentes níveis de carga. . . . .	38
5.12	Configurações em análise para os circuitos BSC/BN + RNS. . . . .	39
5.13	Caracterização do conjunto BSC2 + RNS1 em série com a variação de $I_{DC}$ de ajuste. . . . .	40
5.14	Montagem do circuito BSC2 + RNS1 em laboratório. . . . .	40
5.15	Caracterização do conjunto BSC2 + RNS1 em paralelo com a variação de $I_{DC}$ de ajuste. . . . .	41
5.16	caracterização do conjunto BN + RNS2 em série com a variação de $I_{DC}$ de ajuste. . . . .	42
5.17	Caracterização do conjunto BN + RNS2 em paralelo com a variação de $I_{DC}$ de ajuste. . . . .	43
5.18	Configurações possíveis em série e paralelo para o conjunto RNS + BN/BSC + $C_{ad}$ . . . . .	44
5.19	Impedância obtida para a configuração em série de BSC2 + RNS1 + $C_{adicional}$ . . . . .	45
5.20	Fase obtida para a configuração em série de BSC2 + RNS1 + $C_{adicional}$ . . . . .	46
5.21	Frequência de ressonância da configuração em série de BSC2 + RNS1 + $C_{adicional}$ em função da corrente $I_{DC}$ . . . . .	46
5.22	Impedância obtida para a configuração em paralelo de BSC2 + RNS1 + $C_{adicional}$ . . . . .	47
5.23	Fase obtida para a configuração em paralelo de BSC2 + RNS1 + $C_{adicional}$ . . . . .	48
5.24	Frequência de ressonância da configuração em paralelo de BSC2 + RNS1 + $C_{adicional}$ em função da corrente $I_{DC}$ . . . . .	48
5.25	Impedância obtida para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ . . . . .	49
5.26	Fase obtida para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ . . . . .	50
5.27	Frequência de ressonância da configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ em função da corrente $I_{DC}$ . . . . .	50
5.28	Configuração do circuito de receção. . . . .	52
5.29	Montagem do circuito de receção em laboratório. . . . .	52
5.30	Impedância obtida para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ + carga a 50%. . . . .	53
5.31	Fase obtida para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ + carga a 50%. . . . .	53
5.32	Frequência de ressonância do circuito de receção em função da corrente $I_{DC}$ . . . . .	54
5.33	Diagrama de blocos do circuito de controlo. . . . .	55
5.34	Bobina de Rogowski utilizada para aquisição de dados. . . . .	56
5.35	Amplificador operacional com montagem inversora. . . . .	57
5.36	Circuito de amplificação. . . . .	57
5.37	Resultados do circuito amplificador. . . . .	58
5.38	Circuito de amplificação em laboratório. . . . .	58
5.39	Fluxograma de controlo da frequência. . . . .	59

5.40 Fluxograma de obtenção do ponto máximo de corrente. . . . .	60
6.1 Circuito de simulação do sistema WPT. . . . .	62
6.2 Resultados da simulação para carga a 50%. . . . .	63
6.3 Esquemático dos tipos de ensaios realizados. . . . .	64
6.4 Diagrama utilizado nos ensaios laboratoriais. . . . .	65
6.5 Ensaio laboratorial do conjunto constituído por BSC2+BN. . . . .	65
6.6 Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 86 kHz. . . . .	66
6.7 Eficiência do conjunto BSC2 + BN em função da frequência. . . . .	67
6.8 Fator de acoplamento do conjunto BSC2 + BN em função da frequência. . . . .	67
6.9 Indutância mútua do conjunto BSC2 + BN em função da frequência. . . . .	68
6.10 Relação da eficiência em função da frequência e distância para o conjunto BSC2 + BN. . . . .	68
6.11 Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para valores de alinhamento horizontal de 0,6 e 14 cm e frequência = 86 kHz. . . . .	69
6.12 Eficiência do conjunto BSC2 + BN para um alinhamento horizontal. . . . .	70
6.13 Fator de acoplamento do conjunto BSC2 + BN tendo em conta um alinhamento horizontal. . . . .	70
6.14 Indutância mútua do conjunto BSC2 + BN tendo em conta um alinhamento horizontal. . . . .	71
I.1 Caracterização da segunda bobina supercondutora (BSC2). . . . .	79
I.2 Caracterização do RNS2 com a variação de $I_{DC}$ de ajuste. . . . .	80
I.3 Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BSC2 + RNS1 + $C_{adicional}$ . . . . .	81
I.4 Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em paralelo de BSC2 + RNS1 + $C_{adicional}$ . . . . .	82
I.5 Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ . . . . .	83
I.6 Impedância e fase obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ + carga a 0%. . . . .	84
I.7 Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ + carga a 0%. . . . .	85
I.8 Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ + carga a 50%. . . . .	86
I.9 Impedância e fase obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ + carga a 100%. . . . .	87

I.10	Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 + $C_{adicional}$ + carga a 100%. . . . .	88
II.1	Código implementado no arduino para obter o ponto de corrente máximo. . . . .	90
II.2	Código implementado no arduino para manter a frequência do circuito de recepção igual ao de emissão (parte 1). . . . .	91
II.3	Código implementado no arduino para manter a frequência do circuito de recepção igual ao de emissão (parte 2). . . . .	92
III.1	Resultados da simulação para carga a 50%. . . . .	93
III.2	Resultados da simulação para carga a 100%. . . . .	94
III.3	Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 80 kHz. . . . .	95
III.4	Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 82 kHz. . . . .	96
III.5	Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 84 kHz. . . . .	97
III.6	Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 88 kHz. . . . .	98
III.7	resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 90 kHz. . . . .	99
III.8	Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para valores de alinhamento horizontal de 2,4 e 8 cm e frequência = 86 kHz. . . . .	100
III.9	Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para valores de alinhamento horizontal de 10 e 12 cm e frequência = 86 kHz. . . . .	101

## LISTA DE TABELAS

2.1	Caracterização das topologias de compensação. Retirada e adaptada de [13].	9
2.2	Projetos de alta velocidade <i>Maglev</i> em comercialização. Retirado e adaptado de [19]. . . . .	13
2.3	Projetos de reduzida velocidade <i>Maglev</i> em comercialização. Retirado e adaptado de [19]. . . . .	13
5.1	Características físicas das bobinas normal e supercondutora. . . . .	32
5.2	Resultados do condensador a adicionar ao circuito BSC2+RNS1 em série. . .	45
5.3	Resultados do condensador a adicionar ao circuito BSC2+RNS1 em paralelo.	47
5.4	Resultados do condensador a adicionar para o circuito BN+RNS2 em série. .	49
5.5	Caracterização física da bobina de Rogowski. . . . .	56
6.1	Valores dos componentes presentes no circuito de simulação. . . . .	61
6.2	Rendimento em tensão do circuito de simulação para diferentes níveis de carga para uma frequência de 68 kHz. . . . .	63
6.3	Eficiência do sistema WPT obtida para a variação da distância vertical entre bobinas. . . . .	71
6.4	Eficiência do sistema WPT obtida para um alinhamento horizontal entre bobinas para uma distância vertical de 3 cm. . . . .	71



## SIGLAS

**AC** Corrente Alternada

**BN** Bobina Normal (Cobre)

**BSC** Bobina Supercondutora

**BSCCO** Óxido de cobre e bismuto, estrôncio e cálcio (*Bismuth strontium calcium copper oxide*)

**CT1** Centro Tecnológico 1 (UFRJ)

**CT2** Centro Tecnológico 2 (UFRJ)

**DAC** Conversor Digital-Analógico

**DC** Corrente Continua

**HSST** *High Speed Surface Transport*

**IBM** *International Business Machines*

**KAIST** *Korea Advanced Institute of Science and Technology*

**MIT** *Massachusetts Institute of Technology*

**NASA** *National Aeronautics and Space Administration*

**OLEV** *On-Line Electric Vehicle*

**PWM** *Pulse Width Modulation*

**RNS** Reator de Núcleo Saturável

**SAT** Supercondutor de Alta Temperatura

**SSPS** *Satellite solar power system*

**TRL** *Technology Readiness Level*

**UFRJ** Universidade Federal do Rio de Janeiro

**WPT** Transferência de Energia Sem Contacto (*Wireless Power Transfer*)

**YBCO** Óxido de cobre e ítrio-bário (*Yttrium barium copper oxide*)



## SÍMBOLOS

$B$	Densidade de fluxo
$B_0$	Densidade de fluxo inicial
$B_m$	Densidade de fluxo máximo
$C$	Capacidade
$\varepsilon$	Força eletromotriz
$\phi$	Fluxo magnético
$\phi_0$	Fluxo magnético inicial
$\phi_m$	Fluxo magnético máximo
$f_r$	Frequência de ressonância
$H$	Campo magnético
$i$	Corrente
$I_1$	Corrente do primário
$k$	Fator de acoplamento
$l$	Comprimento
$L$	Coefficiente de auto indução
$L_1$	Indutância do primário
$L_2$	Indutância do secundário
$L_c$	Indutância do circuito
$M$	Indutância Mútua
$N$	Número de espiras da bobina
$P_{IN}$	Potência do circuito emissor

## SÍMBOLOS

---

$P_{OUT}$  Potência do circuito recetor

$Q$  Fator de qualidade

$R$  Resistência

$\eta$  Rendimento

$S$  Secção do núcleo magnético

$\mu$  Permeabilidade magnética

$U$  Tensão

$U_m$  Tensão máxima

$U_{OC}$  Tensão no circuito recetor

$x_C$  Reatância capacitiva

$x_L$  Reatância indutiva

## INTRODUÇÃO

Neste capítulo procede-se a uma breve introdução ao trabalho realizado, iniciando-se pela motivação que levou à execução do mesmo, seguida dos objetivos e contributos originais que apresenta em relação aos demais. Por fim é apresentada a estrutura da dissertação, que permite elucidar o leitor relativamente ao trabalho apresentado na mesma.

### 1.1 Motivação

A evolução e a procura incessantes por parte do ser humano em desenvolver novos métodos que sejam mais práticos e eficientes leva a que sistemas implementados, mais ou menos complexos, sejam melhorados.

Com uma utilização constante e cada vez superior de dispositivos que necessitam de ser alimentados eletricamente, torna-se imperativo procurar formas de facilitar a sua operacionalização, por parte do utilizador.

Um dos processos mais em voga nos dias de hoje é o carregamento de dispositivos sem contacto. Começando em pequenos dispositivos como telemóveis, pilhas, aparelhos auditivos e todo o tipo de *gadgets*, passando por dispositivos médicos essenciais para auxiliar a vida do utilizador como é o caso dos *pacemakers*. Já em relação a dispositivos de maior porte, pode referir-se o carregamento de carros elétricos bem como de comboios. Por isso pode afirmar-se que a transferência de energia sem contacto é uma tecnologia que veio para ficar e que de facto vai facilitar a vida aos utilizadores que beneficiem de tal tecnologia.

### 1.2 Objetivos da dissertação

Tendo em conta o título da dissertação, os objetivos da mesma são:

1. Analisar as necessidades energéticas requeridas pelo comboio de levitação magnética, *Maglev-Cobra*, localizado na Universidade Federal do Rio de Janeiro.
2. Projetar e desenvolver um protótipo, à escala, de um sistema de transferência de energia sem fios que recorra a materiais supercondutores que alimente e carregue baterias presentes no *Maglev-Cobra* enquanto o mesmo se encontra parado.

Esta dissertação foi realizada no âmbito do projeto tLOSS (Transformando o Cálculo de Perdas em Sistemas de Potência com Supercondutores de Alta Temperatura), da Fundação para a Ciência e a Tecnologia (Ref. PTDC/EEI-EEE/32508/2017\_LISBOA-01-0145-FEDER-032508).

### 1.3 Contributos originais

As contribuições originais que decorrem do presente trabalho consistem no dimensionamento e elaboração de um sistema de transferência de energia sem fios para o *MagLev-Cobra*, que apresenta uma bobina supercondutora de alta temperatura crítica (SAT) no circuito de emissão e que recorre a reatores de núcleo saturável (RNS) para manter a ressonância do circuito.

### 1.4 Organização da dissertação

A dissertação encontra-se organizada em sete capítulos, incluindo a Introdução. Os demais são apresentados de seguida:

- **Capítulo 2: Revisão Bibliográfica:** apresenta uma breve revisão relativa ao tema abordado na presente dissertação. Inicialmente descreve-se um pouco da história da tecnologia de transmissão de energia sem contacto. De seguida são apresentados os tipos de tecnologias existentes bem como os sistemas estáticos e dinâmicos e topologias de compensação utilizados para obter ressonância. Também é abordada a transferência de energia através de materiais supercondutores. Posteriormente é apresentada uma breve comparação entre sistemas de transferência sem contacto recorrendo a bobinas convencionais e a bobinas supercondutoras e sistemas comerciais que recorrem a sistemas WPT. Por fim é apresentada a história relativa ao *MagLev-Cobra*.
- **Capítulo 3: Metodologia:** compreende conceitos teóricos que são abordados e aplicados na realização da presente dissertação. Este capítulo inicialmente descreve as leis que baseiam a transmissão de energia por indução. De seguida são abordados conceitos fundamentais para dimensionar um sistema de transferência de energia sem contacto, nomeadamente o fator de acoplamento, a indução mútua, o fator de qualidade e o acoplamento magnético ressonante. Posteriormente abordam-se os

conceitos teóricos relativos ao reator de núcleo saturável. E, por fim, descrevem-se conceitos de modo a determinar o coeficiente de auto indução para a bobina supercondutora e passos a tomar para calcular os condensadores a adicionar tanto em série como em paralelo de modo a se obter um circuito ressonante.

- **Capítulo 4: Estudo de Caso:** este capítulo apresenta as necessidades energéticas referentes ao *MagLev-Cobra* bem como o dimensionamento de um sistema de transferência de energia sem contacto relativo ao mesmo.
- **Capítulo 5: Implementação:** neste capítulo são caracterizados detalhadamente os circuitos que compõem um sistema WPT. Inicialmente procede-se à caracterização dos componentes que constituem o circuito WPT, mais concretamente, as bobinas utilizadas, o reator de núcleo saturável e a carga. De seguida são caracterizadas diversos circuitos que englobam bobinas e RNS. Posteriormente são adicionados condensadores aos circuitos anteriormente analisados e descritos os cálculos para a obtenção dos mesmos de modo a se obter um circuito ressonante. Por fim, descreve-se o circuito de controlo, onde se abordam questões diversas que o constituem, como é o caso dos blocos de aquisição de dados, a amplificação, o controlador e os algoritmos implementados.
- **Capítulo 6: Análise de Resultados:** no início do capítulo são apresentados resultados obtidos através da simulação do sistema de transferência de energia sem contacto resultantes de simulações realizadas no *Simulink*. De seguida são apresentados os resultados relativos ao sistema presente em laboratório, constituído por uma bobina supercondutora, no circuito de emissão, e uma bobina normal, de cobre, no de receção, abordando-se conceitos como a eficiência, fator de acoplamento e indutância mútua.
- **Capítulo 7: Conclusões e Trabalho Futuro:** apresentam-se neste capítulo considerações finais resultantes do trabalho realizado bem como possíveis abordagens futuras de modo a melhorar o sistema que foi dimensionado.



## REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Transmissão de Energia sem Contacto

Na seguinte secção é apresentada a história relativa à transmissão de energia sem contacto, abordando-se conceitos importantes como os tipos de tecnologia existentes, as topologias de compensação, a transferência de energia sem contacto recorrendo a materiais supercondutores e uma breve comparação entre sistemas que na transferência de energia, recorrem a materiais convencionais e supercondutores.

#### 2.1.1 História da Tecnologia

O fenómeno associado à transmissão de energia sem contacto tem vindo a ter uma maior expressão por parte da comunidade científica e da indústria, principalmente nos últimos anos. Esta tecnologia acaba por facilitar em casos em que o uso de cabos se torna perigoso ou até mesmo inviável [1].

Nikola Tesla há dois séculos, mais concretamente em 1899, já havia realizado testes na transferência de energia sem que para isso fosse necessário um meio físico de transporte, conhecida nos dias de hoje por WPT, (Figura 2.1) [2].

William Brown demonstrou que era possível alimentar um helicóptero através de microondas, em 1964. Para tal, uma fonte de 5 kW, a 2,45 GHz, foi conectada a uma antena parabólica refletora com 3 metros de diâmetro. O helicóptero possuía uma antena que recebia o sinal, sendo o mesmo convertido através de 4480 díodos para uma potência de cerca de 270 W, em DC, a uma distância de 9 metros do emissor [3].

Em 1968, Peter Glaser introduziu o conceito SSPS (*satellite solar power system*). Este conceito previa a produção de energia solar recorrendo a células fotovoltaicas presentes em satélites. Posteriormente a energia produzida era convertida para ondas microondas e irradiada para a Terra. O SSPS, nos dias de hoje, ainda é sujeito a investigações [3, 4].

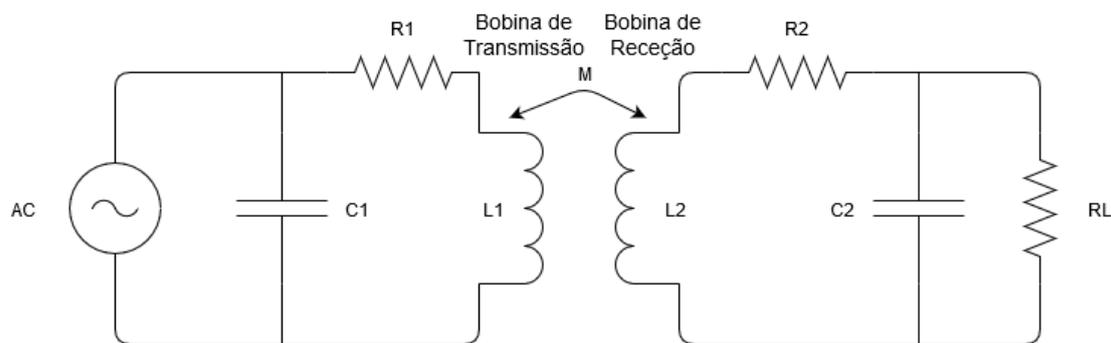


Figura 2.1: Circuito base de um sistema WPT

Em 2007, investigadores do MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) transferiram uma potência de 60 W através de uma fonte de energia a 13,56 MHz, por uma distância de 2 metros entre as bobinas emissora, também designada de transmissora, e recetora, recorrendo para tal a um acoplamento de ressonância magnético alcançando uma eficiência de cerca de 40%. Com esta pesquisa promissora, passou a existir um maior foco no desenvolvimento desta tecnologia por parte da comunidade científica [5, 6].

Em 2009, no KAIST (*Korean Advanced Institute of Science and Technology*), na Coreia do Sul, desenvolveu-se um sistema de carregamento de veículos elétricos sem fios que alcançou uma eficiência de 72% com uma potência de 60 kW a uma distância de 17 cm entre as bobinas de emissão e recepção, o que demonstrou a viabilidade técnica deste sistema [7].

Com grandes avanços no desenvolvimento da tecnologia WPT na última década, tornou-se exequível o carregamento de dispositivos tais como telemóveis, escovas de dentes e implantes médicos bem como dispositivos de grande escala como veículos elétricos e comboios. Uma outra abordagem na transferência de energia sem contacto passa pelo desenvolvimento de sistemas que recorrem a supercondutores de alta temperatura crítica que apresentam perdas em corrente alternada substancialmente inferiores aos sistemas constituídos por materiais convencionais, melhorando por isso, a eficiência na transferência de energia sem contacto [8].

### 2.1.2 Tipos de Tecnologia Existentes

Existem nomeadamente duas categorias em que a transmissão de energia sem contacto pode ser classificada: radiativa e não radiativa, como se constata na Figura 2.2.

A transmissão de energia radiativa, associada a longas distâncias, pode ser realizada através de ondas eletromagnéticas curtas, tipicamente microondas. Por exemplo, a empresa *Powercast* introduziu no mercado uma tecnologia de transferência de energia sem contacto através de radio frequências que tem a capacidade de alimentar dispositivos com baixas necessidades energéticas. Já a transmissão através de laser também pode ser utilizada requerendo contudo, de um caminho livre entre o emissor e recetor para que o feixe de laser o possa percorrer [9].

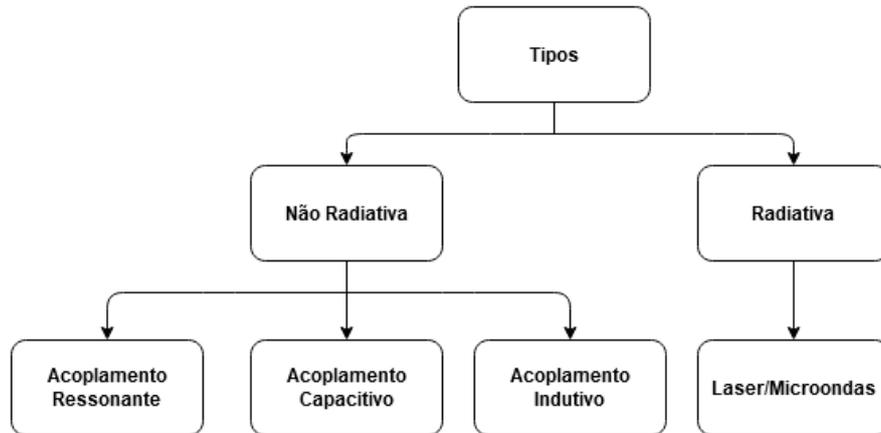


Figura 2.2: Tipos de tecnologias utilizadas na transferência de energia sem contacto.

Já em relação à transmissão de energia não radiativa, associada a distâncias curtas, podem ser associados três tipos:

1. **Acoplamento capacitivo:** em que através de um campo elétrico entre dois elétrodos é transferida a energia. O mesmo é estudado devido ao maior perigo do campo elétrico nos seres vivos em relação aos campos magnéticos [4].
2. **Acoplamento indutivo:** baseia-se no princípio da lei da indução eletromagnética. É a forma mais simples na transferência de energia sem contacto. Por exemplo no caso do transformador, os circuitos primário e secundário não estão conectados fisicamente sendo que a energia é transferida devido a um processo designado de indução mútua. Este mecanismo apenas se torna possível caso ambas as bobinas se encontrem no mesmo eixo, ou seja, um desalinhamento entre ambas provoca quedas abruptas na eficiência do sistema. Apresenta uma elevada eficiência para distâncias reduzidas [9, 10].
3. **Acoplamento ressonante:** deriva da transmissão indutiva, apresentando contudo pequenas alterações. Ou seja, são adicionados condensadores ao circuito de modo a que seja produzido um campo eletromagnético de maior potência, sendo que a bobina emissora produz um campo magnético que influencia a recetora, levando a que seja induzida uma corrente nas bobinas. O sistema é muito mais eficiente caso ambas as bobinas se encontrem à mesma frequência de ressonância e apresenta-se como uma melhor alternativa ao acoplamento indutivo [9, 10].

Por fim os sistemas WPT podem ser classificados em sistemas estáticos, em que um dispositivo é carregado enquanto está parado e sistemas dinâmicos em que, nomeadamente veículos elétricos e comboios, se encontram em movimento enquanto são recarregados [11].

Em 2019 [4], compararam-se os custos de um sistema convencional de carregamento com fios com um sistema de transferência de energia sem fios estático. A compra e instalação de um sistema WPT estático de 8 kW apresenta um custo adicional na ordem dos 400 dólares, sendo aceitável tendo em conta que os sistemas estáticos podem acarretar custos de operação mais reduzidos a longo prazo e uma maior conveniência por parte dos seus utilizadores. Também é realizada uma comparação entre um sistema estático e um sistema dinâmico, ambos sistemas de transferência de potência sem contacto, onde se verifica, para 10 anos de operação, que o sistema estático apresenta um custo total superior ao sistema dinâmico em cerca de 26,2%, sendo esta diferença explicada maioritariamente pelo custo das baterias.

### 2.1.3 Topologias de Compensação

Nesta subsecção são apresentadas as quatro topologias de compensação mais abordadas e utilizadas em sistemas de transferência de energia sem contacto, representadas na Figura 2.3.

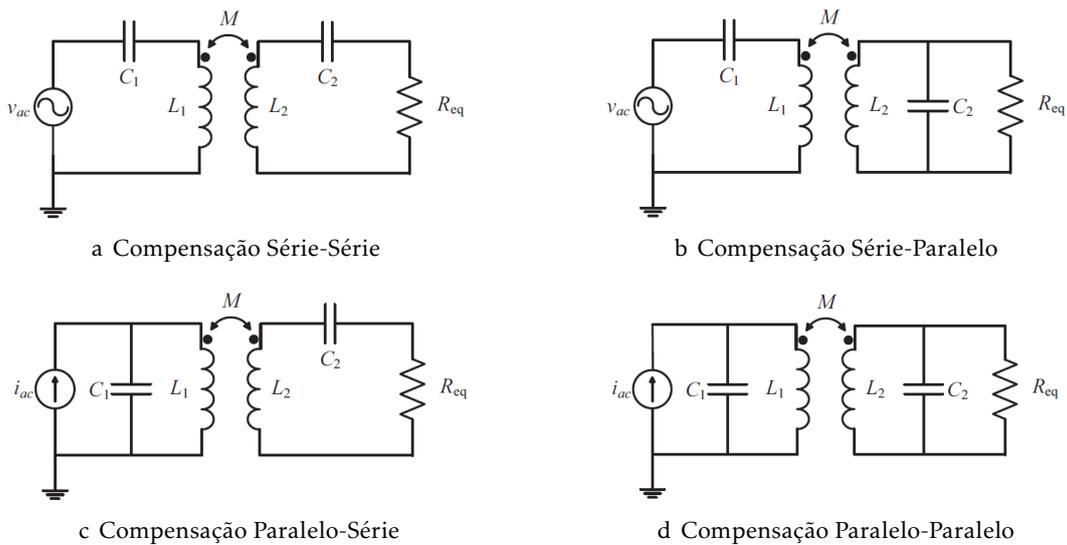


Figura 2.3: Topologias de compensação típicas. Retirado de [12].

Um sistema com duas bobinas apresenta-se fracamente acoplado devido a perdas da indutância, como tal a utilização de topologias de compensação torna-se necessária. No lado do emissor, a topologia de compensação é empregue de modo a que exista uma minimização da potência aparente, através do ângulo de fase nulo, para que não exista a necessidade da fonte de alimentação fornecer energia reativa. Já no lado do recetor, a topologia de compensação tem como função ajustar o circuito de modo a que o mesmo esteja em ressonância com o circuito emissor para que exista uma maximização na transferência de energia [12].

A nomenclatura utilizada para caracterizar as topologias, ou seja, "série" e "paralelo", diz respeito ao posicionamento dos condensadores adotado em relação às bobinas, tal

como indicado na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Caracterização das topologias de compensação. Retirada e adaptada de [13].

Topologia	Atua como	Impedância total em Ressonância	Eficiência Relativa
Série-Série (SS)	Fonte de Tensão	Reduzida	Muito Elevada
Série-Paralelo (SP)	Fonte de Corrente	Reduzida	Média
Paralelo-Série (PS)	Fonte de Tensão	Elevada	Média
Paralelo-Paralelo (PP)	Fonte de Corrente	Elevada	Elevada

Comparando as topologias apresentadas, as compensações SS e SP são mais adequadas, em termos económicos, para transmissões de potência elevada. Em relação às compensações PS e PP, as variações de carga influenciam a capacitância do circuito emissor enquanto que no caso das compensações SS e SP tal não acontece [12].

## 2.1.4 Transferência de Energia com Materiais Supercondutores

Na presente subsecção apresenta-se um sucinto enquadramento histórico da transferência de energia sem contacto que recorre a materiais supercondutores bem como uma referência às fitas de 1G e 2G.

### 2.1.4.1 Enquadramento Histórico

No seu laboratório em Leiden, presente na Figura 2.4, na Holanda, o físico H. Kamerlingh Onnes descobriu em 1911 a supercondutividade, verificando através de ensaios com tubos capilares de mercúrio, que o mesmo apresentava um decréscimo acentuado na sua resistência elétrica para valores abaixo dos 4,2 K, (Figura 2.5), acabando por não diminuir de forma suave, como seria espectável, mas sim abruptamente. De referir que o autor referido acaba por ser homenageado com o Nobel da Física em 1913 [14, 15].



Figura 2.4: Heike Kamerlingh Onnes (à direita) e Gerrit Flim, junto do dispositivo de liquefação de Hélio, no laboratório de Leiden, em 1911. Imagem retirada de [14].

Em 1957, a existência de um novo tipo de supercondutores, tipo II (rígidos), é prevista teoricamente, permitindo uma penetração gradual no seu interior de fluxo magnético em tubos ou quanta de fluxo, por oposição aos já conhecidos, do tipo I (macios). Esta enorme descoberta é realizada por Alexei Alexeyevich Abrikosov, que em 2003 é homenageado com o prêmio Nobel da Física [15].

Com a descoberta da supercondutividade, os materiais supercondutores passaram a ter uma maior atenção por parte dos cientistas. Contudo, como a liquefação do hélio era um processo bastante dispendioso, a possibilidade de testar materiais supercondutores tornava-se reduzida, até que 1986, investigadores da IBM (*International Business Machines*) descobrem a supercondutividade de alta temperatura crítica em materiais baseados em óxidos de cobre. A temperatura crítica de um material é a temperatura para a qual determinados materiais apresentam uma resistência virtualmente nula, por contraste dos condutores convencionais. Esta descoberta aumentou o desenvolvimento de supercondutores de alta temperatura despoletando um maior interesse comercial visto que passa a ser praticável utilizar azoto líquido, tornando os sistemas de refrigeração associados menos dispendiosos [14, 15].

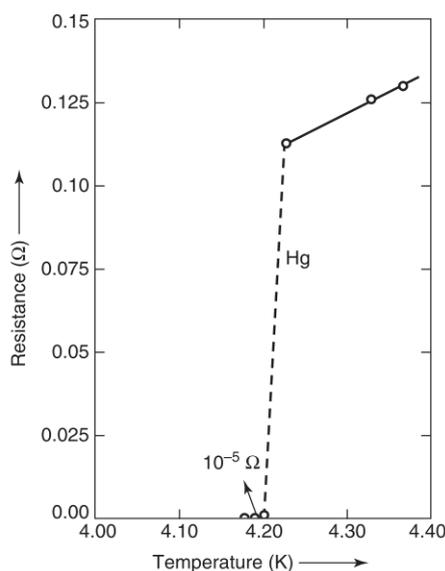


Figura 2.5: Onnes verificou que, após a temperatura atingir 4,2 K, a resistência cai abruptamente. Nas ordenadas está representada a temperatura em graus Kelvin e nas abcissas a resistência. Adaptado de [16].

De modo a produzir bobinas supercondutoras de alta temperatura crítica, uma das possibilidades passa por recorrer a fitas supercondutoras que se dividem em dois tipos: fitas de primeira, 1G, e segunda geração, 2G. Em relação às fitas de primeira geração, estas são formadas por filamentos de material supercondutor BSCCO (*Bismuth strontium calcium copper oxide*) apresentando robustez mecânica e flexibilidade visto que o material é embebido numa matriz de prata e a sua temperatura crítica varia entre os 90 K e 110 K [15].

Já em relação às fitas de segunda geração, similarmente designadas por condutores revestidos a YBCO (*Yttrium barium copper oxide*), caso sejam feitas do material designado, são constituídas por camadas de filmes finos apresentando temperaturas, densidades de corrente e campos magnéticos críticos superiores em comparação com as fitas de 1G [15, 16].

Comparando as duas gerações de fitas supercondutoras, as 2G apresentam-se como possuidoras de melhores propriedades mecânicas, tais como, maior extensão de tração e de flexão, maior tensão crítica e melhor homogeneidade do material. Por sua vez acabam por ter um custo superior às de primeira geração [15].

Nos dias de hoje, devido a um menor consumo no arrefecimento, os supercondutores de alta temperatura mais utilizados são os que funcionam numa gama de temperaturas entre os 70 K e os 140 K [16].

Para o presente trabalho serão construídas bobinas supercondutoras planares, recorrendo a fita supercondutora de segunda geração.

### 2.1.5 Comparação de Sistemas WPT com Bobinas Convencionais *versus* Bobinas Supercondutoras

De forma a implementar um sistema de transferência de potência para carregar veículos elétricos, Yoon Do Chung e os seus colegas, compararam quatro cenários, entre eles, um sistema com bobinas supercondutoras [5].

Num primeiro caso, utilizaram-se bobinas convencionais de cobre tanto no circuito de emissão como no de receção. O segundo, para além da estrutura presente no primeiro caso, possui um circuito ressonante associado à bobina emissora. Já o terceiro caso, mantendo o circuito de receção à temperatura ambiente, consistia em arrefecer o circuito de emissão, bobinas de cobre e ressonância, a uma temperatura de 77 K. Por fim no quarto caso, substituíam-se o circuito de emissão descrito no caso anterior, por bobinas supercondutoras de alta temperatura crítica [5].

Após os resultados alcançados, concluiu-se que o terceiro cenário era o que apresentava melhores resultados em relação aos dois primeiros. Contudo, comparando com o quarto caso, verificou-se que o mesmo apresentava uma eficiência de transmissão cerca de 10% superior em relação ao terceiro cenário. Outro aspeto verificado, foi uma maior eficiência apresentada no arrefecimento de bobinas supercondutoras em relação às de cobre [5].

Em 2019, comparou-se a eficiência de um sistema de transferência de energia sem fios recorrendo a bobinas SAT, com um sistema constituído por um sistema de bobinas de cobre. Como tal, analisaram-se as perdas em corrente alternada de ambos os sistemas bem como as respetivas eficiências para uma potência de transmissão de 38,7 kW. No caso do sistema com bobinas supercondutoras são testados dois sistemas com frequências de ressonância diferentes, um com 0,8 kHz e o outro com 4,3 kHz. Já o sistema constituído por bobinas de cobre foi testado para uma frequência de 10,8 kHz. Através dos resultados

obtidos verificou-se que a frequência de ressonância não tinha influência nas perdas por unidade de tempo e que por isso um sistema dimensionado com SAT tem a capacidade de funcionar para frequências na ordem de 1 kHz (cerca de 10 vezes mais pequena que a frequência de operação de um sistema WPT convencional). Relativamente à comparação dos dois sistemas em estudo averiguou-se que a eficiência entre bobinas SAT é superior a 90% contra os pouco mais de 80% obtidos para as bobinas convencionais. Com a reduzida frequência de operação para os sistemas com SAT as perdas do conversor são também mais reduzidas [17].

## 2.2 Sistemas Comerciais que recorrem a Transferência de Energia sem Contacto

Quando se abordam veículos elétricos uma das questões que fazem com que os mesmos ainda não sejam completamente consensuais prende-se com o aspeto relacionado com as baterias. Ou seja, uma grande capacidade de armazenamento acarreta problemas ao nível do tamanho, peso e custo das baterias e do próprio tempo de recarga das mesmas.

Este problema é solucionado através do OLEV (*On-Line Electric Vehicle*) desenvolvido pela universidade KAIST, na Coreia do Sul. OLEV é um veículo de transporte de passageiros elétrico, presente na Figura 2.6, em que as suas baterias são recarregadas recorrendo a sistemas de transferência de energia sem contacto embutidos nas estradas que o veículo percorre ao longo do seu percurso [18].



Figura 2.6: Autocarro OLEV desenvolvido pela KAIST. Adaptado de [7].

Em relação às características do sistema, o mesmo possui uma eficiência de 80% para uma distância entre bobinas de receção e emissão de 26 cm e uma potência de 100 kW tendo o sistema já sido comercializado em Seul [18].

## 2.3 Maglev

Nesta secção é descrita a história relativa aos veículos de levitação magnética até se chegar ao sistema de transporte que se encontra implementado na Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), no Brasil, o *MagLev-Cobra*. Posteriormente, este é apresentado em detalhe.

### 2.3.1 História

Os comboios de levitação magnética, também denominados *Maglev*, normalmente são divididos em dois grupos: alta velocidade e baixa velocidade (ou urbanos).

Para além do *MagLev-Cobra*, integrado na categoria de comboios de baixa velocidade, implementado no Rio de Janeiro, já existiam variados projetos com comboios de levitação magnética. Por exemplo, na categoria dos comboios de alta velocidade há que destacar vários projetos presentes na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Projetos de alta velocidade *Maglev* em comercialização. Retirado e adaptado de [19].

País	Nome	Comprimento	Data de Abertura
Alemanha (Emsland)	Transrapid	31,5 km	Linha de testes fechada
China (Shangai)	SMT	30,0 km	Outubro 2003
Japão (Yamanashi)	JR-MagLev	42,8 km	Linha de testes

A primeira linha comercial em atividade no mundo, o *Transrapid*, importado da Alemanha, encontra-se implementado em Shangai, na China desde 2003 e apresenta uma velocidade de cruzeiro de cerca de 450 km/h. Já no Japão existem planos de extensão da linha de testes presente em Yamanashi de modo a começar a operar em 2027 ligando Tokyo a Nagoya. Na linha de testes referida alcançou-se uma velocidade recorde de 603 km/h [19].

Já em relação à categoria de comboios urbanos, associados a uma reduzida velocidade, onde se enquadra o *MagLev-Cobra*, podem ser analisados vários projetos na Tabela 2.3. Verifica-se que os mesmos apresentam grandes desenvolvimentos num passado recente.

Tabela 2.3: Projetos de reduzida velocidade *Maglev* em comercialização. Retirado e adaptado de [19].

País	Nome	Comprimento	Data de Abertura
Japão (Nagoya)	HSST-Linimo	9 km	Março 2005
Coreia do Sul (Seoul)	EcoBee	6,1 km	Fevereiro 2016
China (Changsha)	Linha de Aeroporto	18,5 km	Maio 2016
China (Beijing)	Linha de Mentougou	10,2 km	Dezembro 2017

### 2.3.2 *MagLev-Cobra*

O *MagLev-Cobra* é um veículo de transporte de passageiros de baixa velocidade que se desloca sem a existência de um contacto mecânico entre o comboio e o trilho recorrendo a levitação magnética supercondutora, que assenta nas propriedades de ancoramento de fluxo dos supercondutores de alta temperatura, que o tornam num veículo silencioso e eficiente [20].

Até ao protótipo em escala real que se encontra implementado foi necessário passar por algumas fases, (Figura 2.7). Antes de proceder à descrição das etapas do projeto é

necessário referir que as mesmas se basearam em níveis de maturidade da tecnologia, que segundo a NASA (*National Aeronautics and Space Administration*) se denominam de TRL (*Technology Readiness Levels*), níveis que variam de TRL1 a TRL9, ou seja, desde a pesquisa tecnológica até à comercialização do sistema, respetivamente [21].

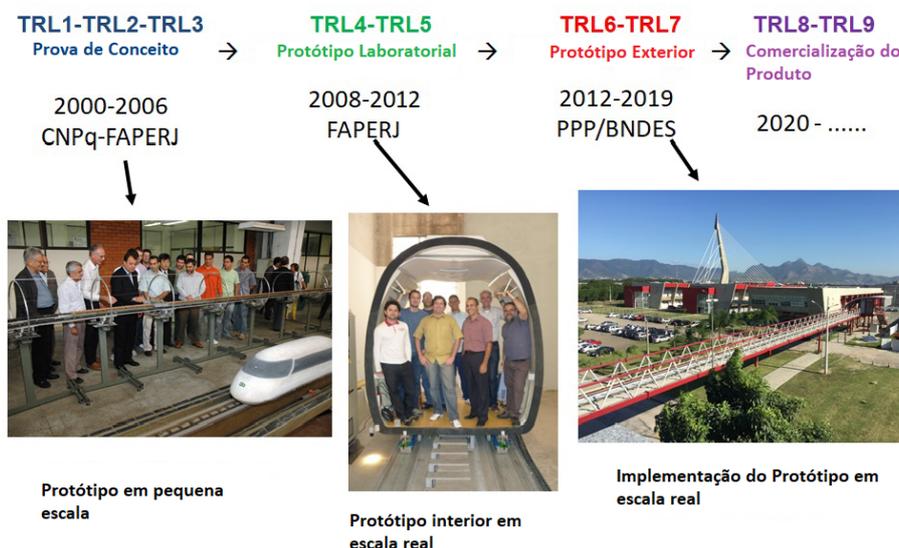


Figura 2.7: Fases de desenvolvimento do protótipo *MagLev-Cobra*. Retirado e adaptado de [19].

Numa primeira fase, entre 2000 e 2006, foi construído um protótipo à escala, em que o fenómeno da levitação magnética já se encontrava presente, recorrendo para tal a supercondutores de alta temperatura crítica. O protótipo deslocava-se numa linha com trajetória oval de 30 metros permitindo assim estudos iniciais relativos à tecnologia aplicada. Esta primeira fase corresponde aos níveis de maturidade TRL1, TRL2 e TRL3, onde se formulou os conceitos básicos e provas de validação de conceitos [21].

Já entre 2008 e 2012, foi produzido um protótipo funcional, que era constituído por um módulo unitário à escala real e que se encontrava montado em trilhos de ímanes fixos em lajes de cimento pré fabricados. As etapas TRL4 e TRL5 correspondem à validação de componentes e sistemas em ambiente laboratorial e em situações reais, respetivamente. Por fim, a partir de 2012, o protótipo operacional que se encontra implementado nos dias de hoje, que corresponde aos TRLs 6 e 7, está associado a uma linha com cerca de 200 metros com uma inclinação na ordem dos 2%, que faz a ligação entre os edifícios do Centro de Tecnologia: CT1 e CT2, situados na UFRJ [21].

Atualmente, o *MagLev-Cobra* é um comboio formado por quatro módulos de dimensões reduzidas de modo a ser articulado, adaptando-se por isso ao meio urbano. Ao longo da linha existe um barramento, com alimentação em corrente contínua, que alimenta o conjunto de módulos através de escovas, seis no total. Posteriormente, o motor de indução trifásico é alimentado através de um conversor DC-AC [21].

Tendo em conta o sucesso em todas as fases descritas, o próximo objetivo passa pela

comercialização do produto.

O presente trabalho tem como objetivo apresentar uma solução tecnologicamente mais evoluída do que o sistema de alimentação implementado atualmente no *MagLev-Cobra*. Como tal, será dimensionado e descrito um sistema de transferência de energia sem contacto recorrendo a bobinas supercondutoras de alta temperatura de forma a alimentar o sistema anteriormente descrito.



## METODOLOGIA

Neste capítulo é apresentada a metodologia adotada, de modo simplificado, (Figura 3.1), bem como os conceitos necessários no dimensionamento de um sistema de transferência de energia sem contacto.

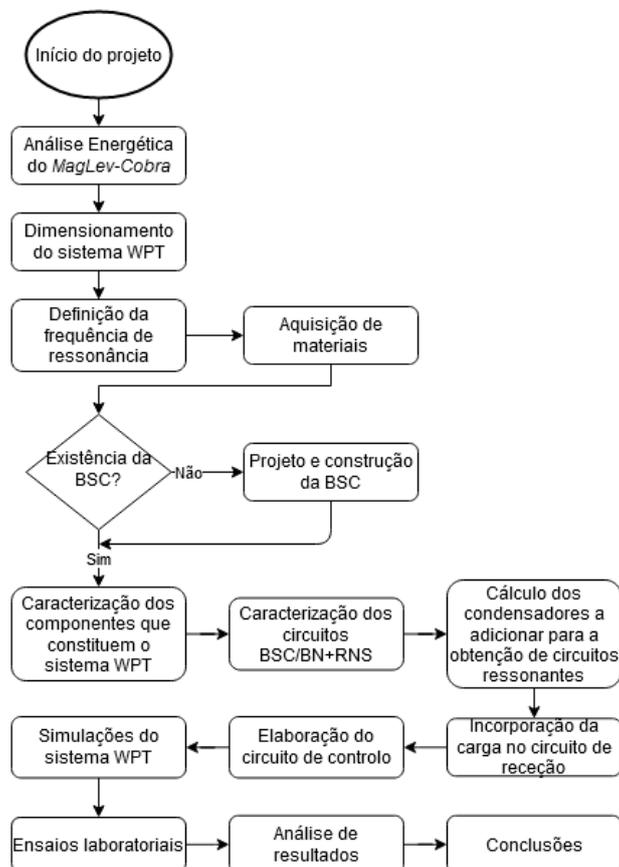


Figura 3.1: Metodologia (simplificada) aplicada no dimensionamento do sistema WPT.

### 3.1 Transmissão de Energia por Indução

A transmissão de energia por indução tem como base as Leis de Faraday e de Ampère.

A Lei de Faraday pode definir-se tendo em conta a seguinte equação:

$$\varepsilon = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.1)$$

em que  $\varepsilon$  é a força eletromotriz que é induzida aos terminais de uma bobina caso exista variação de fluxo magnético,  $\phi$ , e  $N$ , o número de espiras da bobina.

Já a Lei de Ampère pode ser definida pela seguinte equação:

$$\oint H dl = i \quad (3.2)$$

em que o campo magnético,  $H$  num percurso fechado é igual à totalidade da corrente,  $i$ , que atravessa a superfície desse percurso.

#### 3.1.1 Fator de Acoplamento, $k$

Na transmissão de energia sem fios, um coeficiente que é fundamental analisar é o fator de acoplamento,  $k$ . Este coeficiente indica a qualidade da ligação magnética entre as bobinas de emissão e receção e que depende da distância entre ambas no eixo vertical e pode ser descrito na seguinte equação [22]:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.3)$$

em que  $M$  é a indutância mútua e  $L_1$  e  $L_2$  são as indutâncias próprias do circuito emissor e recetor, respetivamente.

Qualquer desalinhamento que possa ocorrer entre as bobinas no eixo vertical reduz substancialmente o valor de  $M$ , entre as duas bobinas [23].

O fator  $k$  pode apresentar valores compreendidos entre 0 e 1. Para valores de  $k = 0$ , quer dizer que não existe acoplamento magnético entre as duas bobinas, ou seja, o fluxo criado por uma bobina não alcança a outra. Já para  $k = 1$ , existe um acoplamento perfeito, num caso ideal, o que não existe visto que existe fluxo de dispersão [22, 24].

Normalmente, os circuitos ressonantes apresentam valores de coeficiente de acoplamento compreendidos entre 0,1 e 0,4, sendo estes justificados devido a um elevado fluxo de dispersão entre as duas bobinas [23].

#### 3.1.2 Indutância Mútua, $M$

A indutância mútua pode ser obtida experimentalmente recorrendo à seguinte equação [13]:

$$M = \frac{U_{OC}}{\omega I_1} \quad (3.4)$$

em que  $I_1$  é a corrente referente ao circuito emissor,  $U_{OC}$  é a tensão do circuito recetor em vazio e  $\omega = 2\pi f$ .

### 3.1.3 Fator de Qualidade, Q

O fator de qualidade,  $Q$ , é a relação que caracteriza as perdas energéticas de uma bobina sendo utilizado para otimizar o desenho da bobina e melhorar a ressonância entre duas bobinas para uma determinada frequência [23].

$$Q = \frac{\omega L_c}{R} \quad (3.5)$$

O fator de qualidade depende da frequência aplicada,  $\omega = 2\pi f$ , da indutância,  $L_c$  e da resistência da bobina,  $R$ , podendo ser melhorado reduzindo o valor da resistência. Ou seja, quanto maior o valor de  $Q$ , melhor projetada é uma bobina. Valores menores que 10 não são muito úteis e para uma produção em massa são expectáveis valores em torno de 100 [24].

Contudo, as bobinas construídas através de condutores normais, como o caso do cobre, têm resistência que depende da temperatura enquanto que no caso das bobinas com materiais supercondutores, apresentam uma fator de qualidade elevado devido à baixa resistência à temperatura crítica [25].

### 3.1.4 Eficiência

A eficiência de um sistema WPT, de forma simplificada, pode ser representada pela seguinte equação [13]:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (3.6)$$

em que  $P_{OUT}$  é a potência do circuito recetor e  $P_{IN}$  é a potência do circuito emissor.

## 3.2 Acoplamento Magnético Ressonante

Para um circuito ser considerado em ressonância é necessário que a reatância indutiva e capacitiva sejam iguais, ou seja, a impedância resultante tem de ser real, (Figura 3.2).

$$x_L = x_C \quad (3.7)$$

$$2\pi f_r L_c = \frac{1}{2\pi f_r C} \quad (3.8)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_c C}} \quad (3.9)$$

onde  $X_L$  e  $X_C$  são as reatâncias indutiva e capacitiva associadas a  $L_c$  e  $C$ , respetivamente, e  $f_r$  a frequência de ressonância resultante da igualdade das reatâncias.

Nos sistemas ressonantes, consoante a topologia apresentada, é possível obter valores máximos de corrente, circuito série, ou valores máximos de tensão, circuito paralelo. Para o trabalho em execução pretende-se alcançar a maior eficiência possível que só é possível para valores máximos de corrente visto que existirão maiores valores de densidade de campo magnético, levando a um melhor acoplamento entre as bobinas emissora e recetora [22].

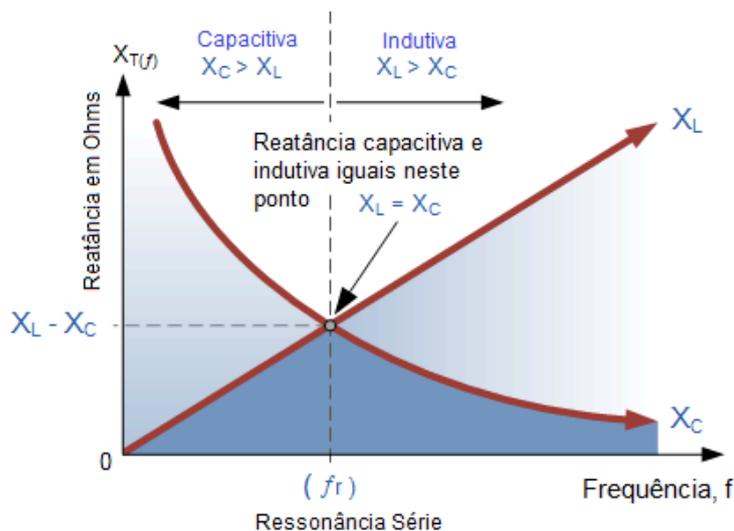


Figura 3.2: Interseção da reatância capacitiva e indutiva num circuito RLC série. Retirado e adaptado de [26].

### 3.3 Reator de Núcleo Saturável

Esta secção descreve o funcionamento do Reator de Núcleo Saturável (RNS) e qual a sua utilidade na realização deste projeto.

O RNS apresenta-se como sendo um dispositivo que tem a capacidade de corrigir possíveis problemas de *matching* relativos à frequência de ressonância. O mesmo permite realizar ajustes da frequência, tanto no circuito de emissão como no de receção, que podem ocorrer, por exemplo, devido a variações de carga [22, 27].

O dispositivo possui um núcleo em ferro e dois enrolamentos, sendo um dos referidos percorrido por corrente contínua, alimentado através de uma fonte de tensão DC e o outro, percorrido por corrente alternada, como pode ser visualizado na Figura 3.3 [27].

Uma variação da corrente contínua na coluna central modifica por consequência a indutância e a reatância do dispositivo. Em termos físicos, a coluna central apresenta aproximadamente o dobro da secção relativamente às laterais. Já as últimas são denominadas de enrolamentos de carga e na sua construção devem apresentar o mesmo número de enrolamentos [22, 27].

A Equação 3.10 permite caracterizar o coeficiente de indução da bobina de ajuste:

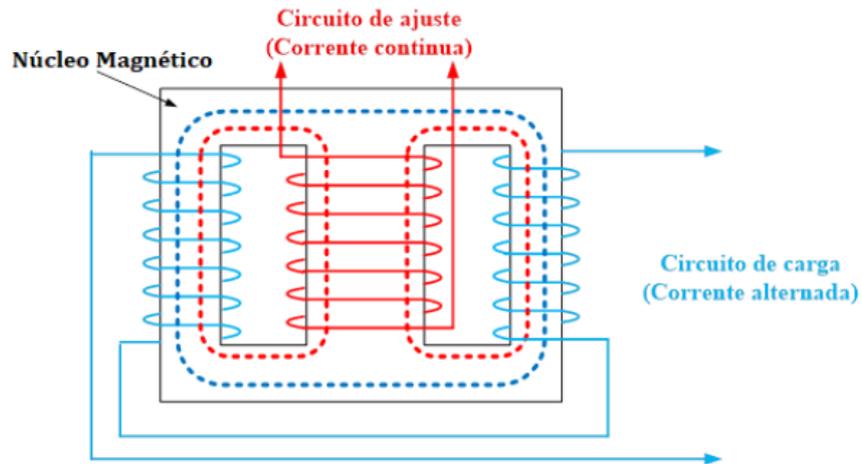


Figura 3.3: Representação do dispositivo de ajuste RNS. Retirado de [22].

$$L = \frac{4\pi N^2 S \mu}{l} 10^{-9} \quad (3.10)$$

$L$  = Coeficiente de auto indução [ $H$ ];

$N$  = Número de espiras do enrolamento;

$l$  = Comprimento;

$S$  = Secção no núcleo magnético;

$\mu$  = Permeabilidade magnética do material;

Já a permeabilidade magnética é dada por:

$$\mu = \frac{dB}{H} \quad (3.11)$$

$B$  = Densidade de fluxo;

$H$  = Campo magnético;

Procedendo à análise da Figura 3.4, verifica-se que a permeabilidade magnética apresenta o seu valor máximo quando a curva  $B$  se apresenta no seu ponto de inflexão. Após o ponto referido, o valor da permeabilidade decresce rapidamente para zero e a densidade de campo magnético, por sua vez, aumenta.

O RNS pode ser representado recorrendo para tal a dois circuitos, o de carga e o de ajuste, como está ilustrado na Figura 3.5.

Na Figura 3.5 a tensão aplicada ao circuito de carga é dada por:

$$U(t) = U_m \cos \omega t \quad (3.12)$$

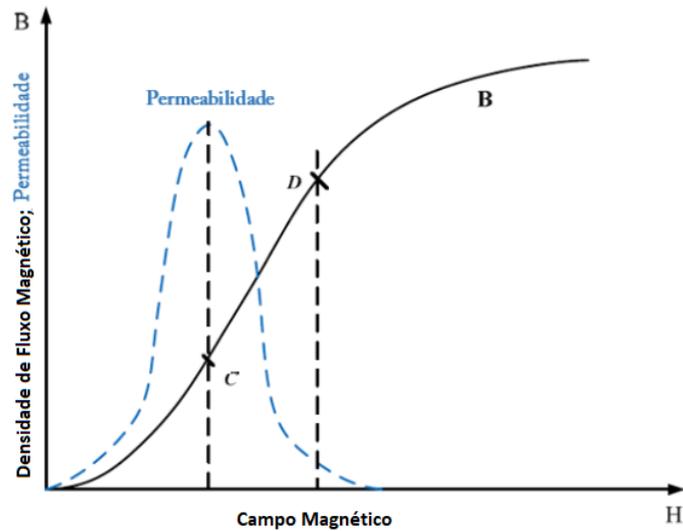


Figura 3.4: Variação da densidade do fluxo magnético e da permeabilidade em função do campo magnético. Retirado e adaptado de [27].

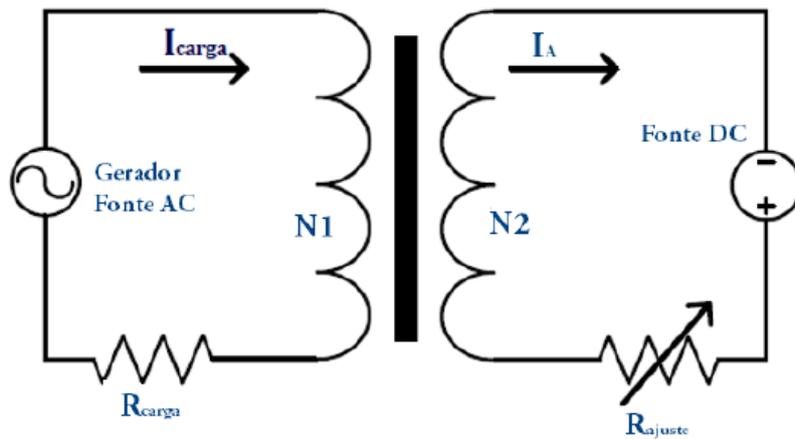


Figura 3.5: Representação do RNS em dois circuitos, de carga e ajuste. Retirado de [22].

onde:

$$U_m \cos \omega t = N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.13)$$

onde  $N$  é o número de enrolamentos da bobina de ajuste,  $\frac{d\phi}{dt}$  é a taxa de variação do fluxo ligado ao circuito de carga. Procedendo à reformulação da Equação 3.13, obtém-se:

$$d\phi = \frac{U_m}{N} \int \cos \omega t dt \quad (3.14)$$

Por sua vez, o fluxo,  $\phi$  é dado por:

$$\phi = \frac{U_m}{N\omega} \sin \omega t + \phi_0 \quad (3.15)$$

onde  $\phi_0$  é o fluxo inicial.

Sendo  $S$  a secção do núcleo,  $B_0$  a densidade do fluxo inicial e  $B_m$  a densidade de fluxo máxima, a densidade de fluxo,  $B$  é dada por [27]:

$$B = \frac{\phi}{S} = B_m \sin \omega t + B_0 \quad (3.16)$$

Por fim, relacionando as Equações 3.15 e 3.16 pode concluir-se que:

$$B = \frac{\phi_m}{S} = \frac{U_m}{SN} \quad (3.17)$$

### 3.4 Coeficiente de Auto Indução Bobina Supercondutora

De modo a dimensionar as bobinas supercondutoras que são utilizadas tanto nos circuitos de emissão como no de receção e que se podem representar fisicamente tendo em conta a Figura 3.6, o coeficiente de auto indução,  $L$ , pode ser aproximado tendo em conta a Equação 3.18:

$$L = 0,0315 \frac{a^2 N^2}{6a + 9b + 10c} \quad (3.18)$$

$L$  = Coeficiente de auto indução [ $mH$ ];

$N$  = Número de espiras do enrolamento;

$a$  = Raio interno +  $c/2$  [ $m$ ];

$b$  = Largura da Fita Supercondutora [ $m$ ];

$c$  =  $N$  x Espessura da Fita Supercondutora [ $m$ ];

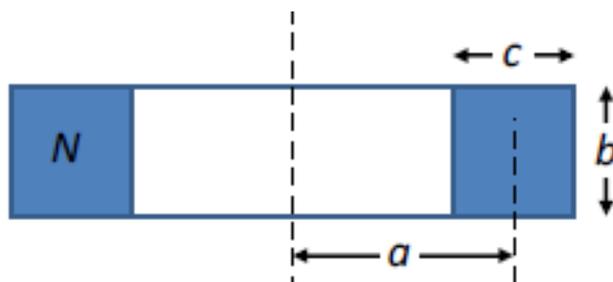


Figura 3.6: Representação gráfica das incógnitas presentes na equação 3.18. Retirado de [28]

### 3.5 Determinação do Condensador Adicional

De modo a que se obtenha a frequência de ressonância é necessário adicionar condensadores tanto no circuito de emissão como no de receção. De seguida são apresentados os cálculos para dimensionar os condensadores a adicionar aos respetivos circuitos tendo em consideração as características das bobinas bem como dos reatores de núcleo saturável.

Tendo em conta que as bobinas utilizadas e os RNS apresentam a mesma tipologia, para além de possuírem uma resistência interna também possuem capacidades distribuídas que influenciam na escolha dos condensadores a adicionar ao circuito ressonante, como se pode observar na Figura 3.7.

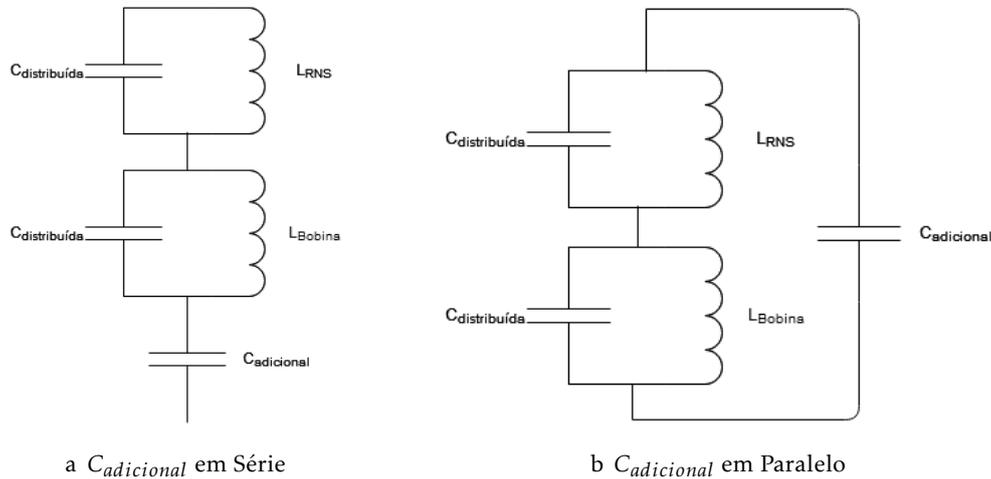


Figura 3.7: Circuitos a analisar para determinar  $C_{adicional}$  para obter ressonância.

De seguida são apresentadas as metodologias a aplicar para calcular os condensadores a adicionar tanto em série como em paralelo de modo a que se obtenha a frequência de ressonância.

### 3.5.1 Série

Nesta subsecção apresenta-se o racional a realizar de modo a que se obtenha o valor do condensador desejado tendo em conta a topologia que apresenta o condensador a adicionar em série.

Portanto, tem que se calcular as séries dos paralelos das impedâncias relativas ao RNS e à bobina tendo em consideração as suas capacidades distribuídas. De referir que cada bobina apresenta uma resistência interna, que apesar de ser mínima, é apresentada nos cálculos realizados. A impedância relativa a cada conjunto deve ser calculada da seguinte forma:

$$Z_{eq} = \frac{Z_{cd}Z_L}{Z_{cd} + Z_L} = \frac{(R_c - \frac{j}{\omega C})(R_L + j\omega L)}{(R_c - \frac{j}{\omega C}) + (R_L + j\omega L)} \quad (3.19)$$

Procedendo de seguida à separação da parte real da imaginária da impedância, obtém-se algo do seguinte tipo:

$$R_{eq} = \frac{(R_C R_L + \frac{L}{C})(R_L + R_C) + (\omega L R_C - \frac{R_L}{\omega C})(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{(R_C + R_L)^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad (3.20)$$

$$X_{eq} = \frac{(\omega LR_C - \frac{R_L}{\omega C})(R_L + R_C) - (R_L R_C + \frac{L}{C})(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{(R_C + R_L)^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad (3.21)$$

Como apenas se considera a parte complexa da impedância, ou seja,  $X_{eq}$ , e tendo em conta que a resistência associada ao paralelo é bastante reduzida, assume-se que a mesma é zero e obtém-se:

$$X_{eq} = \frac{-\frac{L}{C}(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{(\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} = -\frac{\frac{L}{C}}{(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad (3.22)$$

Após o cálculo da reatância de cada paralelo, basta resolver a seguinte equação:

$$X_{C_{ressonância}} + X_{eq_{RNS}} + X_{eq_{Bobina}} = 0 \quad (3.23)$$

Por fim, com o valor de  $X_{C_{ressonância}}$  obtido, o valor de  $C_{adicional}$  é calculado através de:

$$C_{adicional} = -\frac{j}{\omega X_C} \quad (3.24)$$

com  $\omega = 2\pi f$ .

### 3.5.2 Paralelo

Com a teoria apresentada na subsecção anterior para calcular o condensador a adicionar em série, de seguida são apresentados os cálculos para calcular o mesmo em paralelo.

Como referido anteriormente, na Secção 3.2, um sistema está em ressonância se  $X_L$  e  $X_C$  forem iguais, isto é, se a impedância resultante de ambas for real. Recorrendo à equação 3.9, pode assumir-se a seguinte igualdade:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_d + C_{adicional})}} \quad (3.25)$$

Manobrando a equação 3.25 e isolando o que se pretende obter, neste caso  $C_{adicional}$ , obtém-se o seguinte:

$$C_{adicional} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} - C_d \quad (3.26)$$

Com a metodologia descrita na presente secção, de seguida apresenta-se o estudo de caso relativo ao *MagLev-Cobra*, onde se aborda a análise energética do mesmo e o dimensionamento do sistema WPT.



## ESTUDO DE CASO

Neste capítulo procede-se a um estudo energético referente ao *MagLev-Cobra*, presente na Universidade Federal do Rio de Janeiro. Numa primeira fase abordam-se as necessidades energéticas do mesmo e de seguida o dimensionamento de um sistema de transferência de energia sem contacto de modo a alimentar o comboio de levitação magnética enquanto o mesmo se encontra parado.

### 4.1 Análise Energética *MagLev-Cobra*

Nesta secção realiza-se a análise energética relativa ao sistema implementado de modo a conhecer as necessidades energéticas requeridas para o funcionamento em pleno do *MagLev-Cobra*. A análise energética do sistema que engloba todos os equipamentos que auxiliam o comboio de levitação magnética torna-se necessária de modo a alcançar o dimensionamento correto relativo ao sistema de transferência de energia sem contacto que se pretende construir.

Como tal, definindo 10 minutos como o tempo necessário para realizar um ciclo, ou seja, o tempo que o *Maglev-Cobra* demora a realizar uma viagem de ida e volta entre CT1 e CT2, recorrendo aos resultados obtidos em [20], obtém-se um consumo médio energético de cerca de 0,140 kWh em cada ciclo.

Contudo, o que o resultado anterior não engloba, é a presença de um ar condicionado, que se torna indispensável de modo a garantir o conforto dos utentes que usufruem do comboio em questão. Com a implementação de um ar condicionado com um consumo energético de 50000 BTU/h, a análise energética do sistema sofre uma alteração abrupta do valor alcançado inicialmente. Por isso, realizando a conversão do consumo do ar condicionado, obtém-se um consumo médio energético de 14,6 kWh, ou 2,46 kWh para um ciclo de 10 minutos.

## 4.2 Dimensionamento do Sistema de Transferência de Energia Sem Contacto

Após a realização da análise energética na secção anterior, procede-se ao dimensionamento do sistema de transferência de energia sem contacto, à escala real.

Um dos aspetos que influencia o dimensionamento de um sistema de transferência de energia prende-se com o tempo disponível para alimentar o sistema de armazenamento energético presente no mesmo. Tratando-se de um sistema de transferência de energia sem contacto estático, apenas existe transferência energética quando o *MagLev-Cobra* se encontra parado, mais concretamente nos pólos tecnológicos CT1 e CT2 onde ocorre a entrada e saída de passageiros.

De modo a caracterizar o funcionamento de uma linha, há um parâmetro a que se recorre para avaliar a mesma, designado de *headway*. O mesmo define-se como o intervalo de tempo entre veículos em trânsito numa linha, ou seja, para o caso em análise, é a soma dos tempos dos percursos de CT1 a CT2 e de CT2 a CT1, mais o tempo de paragem em cada estação. Como os tempos dos percursos entre estações já estão definidos, o valor de *headway* apenas pode ser alterado com a variação dos tempos de paragem em cada estação que vão influenciar o dimensionamento do sistema de transferência de energia como mencionado anteriormente.

Outra questão que é fundamental analisar, prende-se com o facto de existirem limitações no dimensionamento do sistema de transferência de energia sem contacto, mais concretamente nos dispositivos que ficam alocados no *MagLev-Cobra*, como é o caso da bobina de receção e do sistema de armazenamento devido às limitações físicas existentes no mesmo.

Na Figura 4.1 encontra-se presente a variação da energia necessária para alimentar o comboio em função do *headway*.

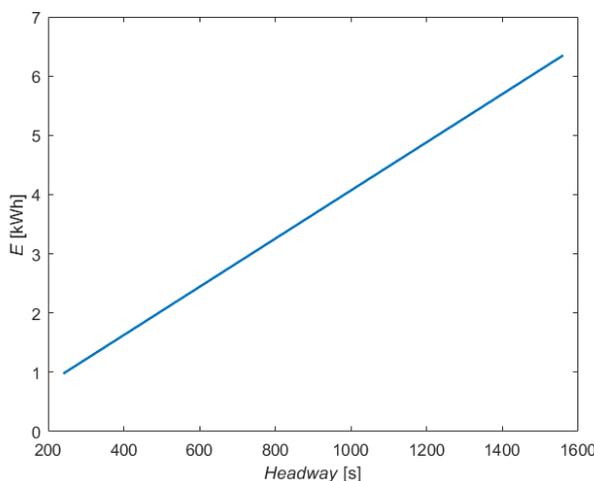


Figura 4.1: Energia necessária do *MagLev-Cobra* em função do *headway*.

## 4.2. DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM CONTACTO

Como era espectável verifica-se que a energia necessária cresce linearmente com o aumento do *headway*. De realçar que o *headway* apenas começa nos 240 s devido ao tempo que o *MagLev-Cobra* demora a percorrer os percursos CT1 a CT2 e vice versa, 98 s para cada, e considerou-se um tempo de paragem de 20 s em cada estação que perfazem o tempo definido. Com o gráfico obtido verifica-se que para um *headway* de 240 s (4 min) o sistema necessita de cerca de 1 kWh para funcionar enquanto que para um valor 1600 s (20 min) são necessários cerca de 6,4 kWh.

Contudo, como referido anteriormente, um menor tempo de carregamento, pressupõe um menor valor de *headway*, implicando assim num sistema de transferência de potência sem contacto de maiores dimensões, o que torna impraticável a sua aplicação no *MagLev-Cobra*. Por isso, na Figura 4.2, compara-se o comportamento do sistema de transferência com a variação do *headway*.

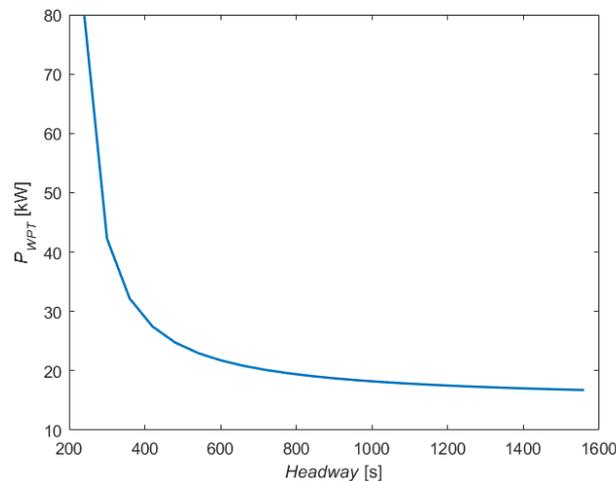


Figura 4.2: Potência do sistema de transferência sem contacto em função do *headway*.

Através do comportamento da curva observado na Figura 4.2, verifica-se que para um valor de *headway* compreendido entre os 240 s e os 600 s, 4 e 10 min respetivamente, existe uma grande variação na potência do sistema de transferência e que após esses valores, essa variação é bastante atenuada. Por isso poder-se-á concluir através dos resultados obtidos, que o sistema de transferência de potência terá de apresentar um valor na ordem dos 20 kW, valor esse que é aceitável tendo em conta as características físicas existentes no *MagLev-Cobra*.

Contudo, devido ao valor relativamente elevado apresentado, será desenvolvido um modelo de um sistema WPT à escala que será abordado com maior detalhe no próximo capítulo.



## IMPLEMENTAÇÃO

Este capítulo engloba todos os passos abordados no dimensionamento de um sistema de transferência de energia sem contacto para o *MagLev-Cobra*, à escala. Numa primeira fase procede-se à caracterização das bobinas utilizadas, os reatores de núcleo saturável, bem como da carga. De seguida apresentam-se várias configurações constituídas por bobinas e RNS bem como os passos dados para se obter um circuito ressonante através da incorporação de condensadores nos respetivos circuitos.

### 5.1 Caracterização das Bobinas

Nas seguintes subsecções as bobinas supercondutoras e normal utilizadas são caracterizadas tendo em conta a impedância, fase, capacidade distribuída e indutância que as distinguem bem como os atributos físicos das mesmas que são apresentados de seguida.

As bobinas utilizadas tanto no circuito emissor como no recetor foram feitas artesanalmente. Para o caso do circuito de emissão é utilizada uma bobina supercondutora, enquanto no de receção são feitos testes tendo em conta uma bobina normal.

Em relação à bobina normal, a mesma já se encontrava construída e presente em laboratório tendo-se por isso, dimensionado e construído duas bobinas supercondutoras recorrendo para tal a fita supercondutora de segunda geração.

Para elaborar as bobinas supercondutoras recorreu-se ao programa *Fusion 360* da *Autodesk* para o dimensionamento do molde em 3D e posteriormente, imprimiu-se o mesmo através da impressora 3D presente em laboratório. Definiu-se inicialmente um coeficiente de auto indução de 1,7 mH e através da Equação 3.18, presente na Secção 3.4, e com o auxílio do programa *Matlab*, obtiveram-se as características físicas que se encontram presentes na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Características físicas das bobinas normal e supercondutora.

	<b>Bobina Normal</b>	<b>Bobina Supercondutora</b>
Material	Cobre	Fita SC 2 <sup>a</sup> Geração
Largura do Condutor [cm]	-	0,4
Espessura do Condutor [cm]	-	0,01065
Número de Espiras	34	60
Diâmetro Externo [cm]	24	20,28
Diâmetro Interno [cm]	5	19,00

### 5.1.1 Bobina Normal

A bobina normal, presente na Figura 5.1 construída através de fio de cobre, é utilizada no sistema de transferência de energia sem contacto, mais concretamente no circuito de receção.

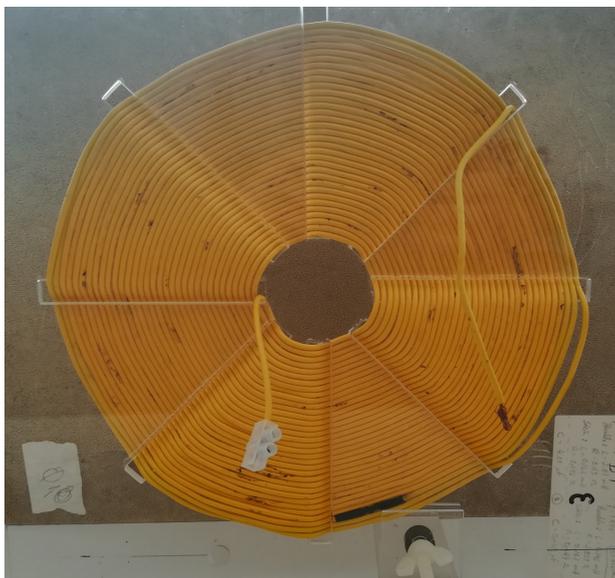


Figura 5.1: Bobina normal (cobre).

De modo a caracterizar a bobina em estudo, é utilizado um *Medidor de L.C.R Hioki 3532/50*, ilustrado na Figura 5.2, que tem como intuito descrever o comportamento da bobina relativamente à indutância, fase, capacidade distribuída e impedância que a caracteriza. Como tal, aplicou-se uma tensão de 10 mV e realizou-se um varrimento na frequência para o intervalo [10;90] kHz.

De referir, que estas condições se repetem para a obtenção das características das bobinas, tanto para a normal como para as supercondutoras.

Analisando a Figura 5.3, verifica-se que a impedância apresenta um comportamento linear e crescente em função da frequência. Em relação à capacidade distribuída, a mesma decresce com o aumento da frequência e por fim, a indutância não apresenta variações significativas no intervalo de trabalho escolhido.



Figura 5.2: Medidor de L.C.R Hioki 3532/50

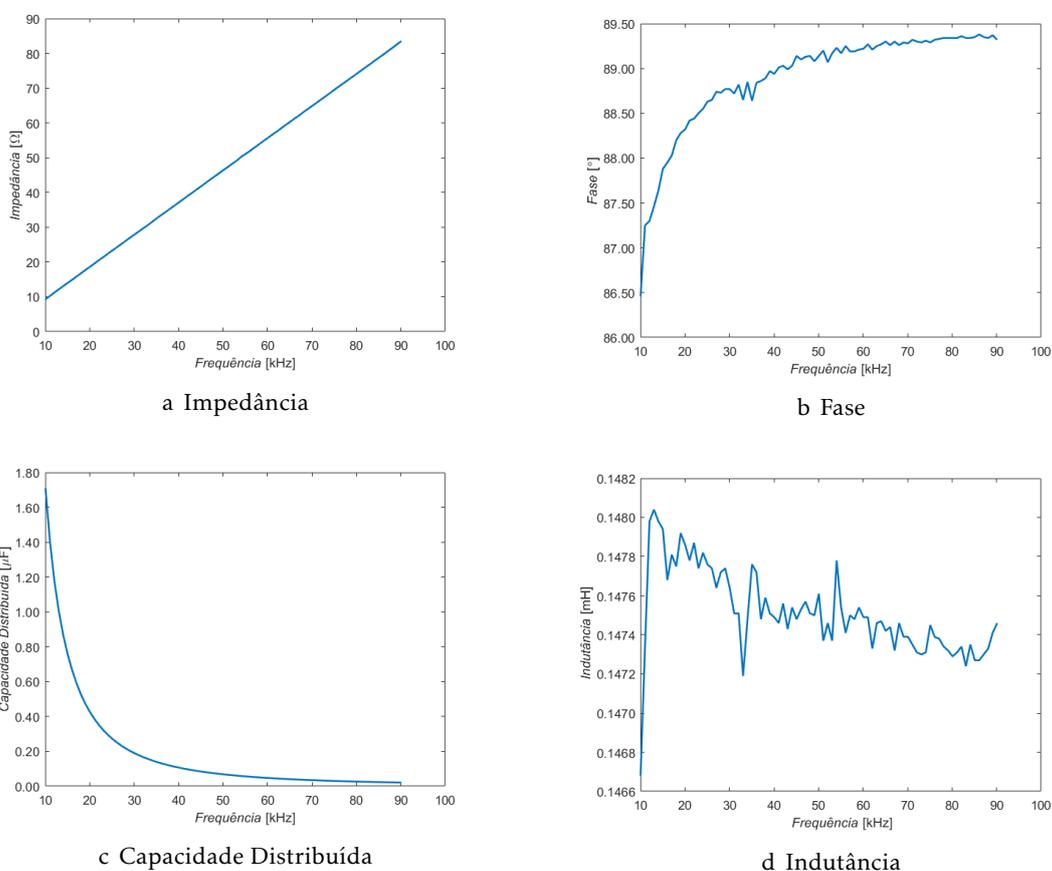


Figura 5.3: Caracterização da bobina normal.

### 5.1.2 Bobinas Supercondutoras

A bobina supercondutora foi construída recorrendo a fita supercondutora de 2G, sendo utilizada no circuito de emissão. Porém, a mesma também poderá ser utilizada no de receção, razão pela qual foram construídas duas bobinas supercondutoras, onde se pretendeu que as mesmas apresentem características o mais semelhantes possível. Na figura 5.4 é apresentado a bobina construída que contém a fita supercondutora de segunda geração.

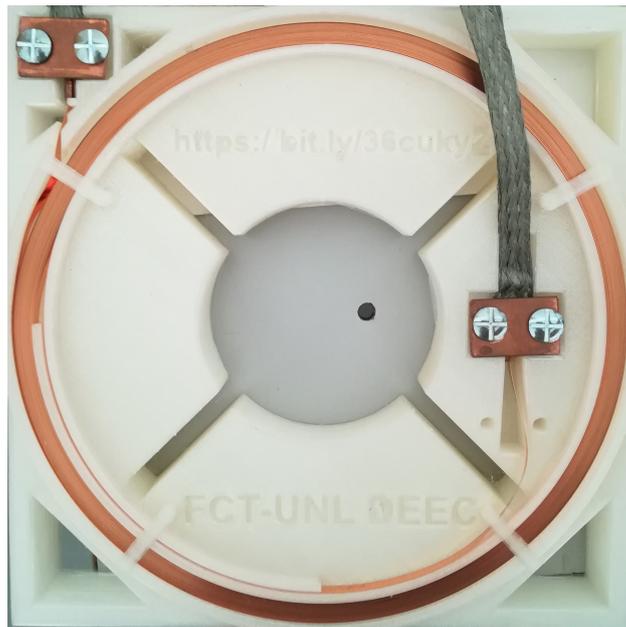


Figura 5.4: Bobina construída com fita supercondutora de 2G.

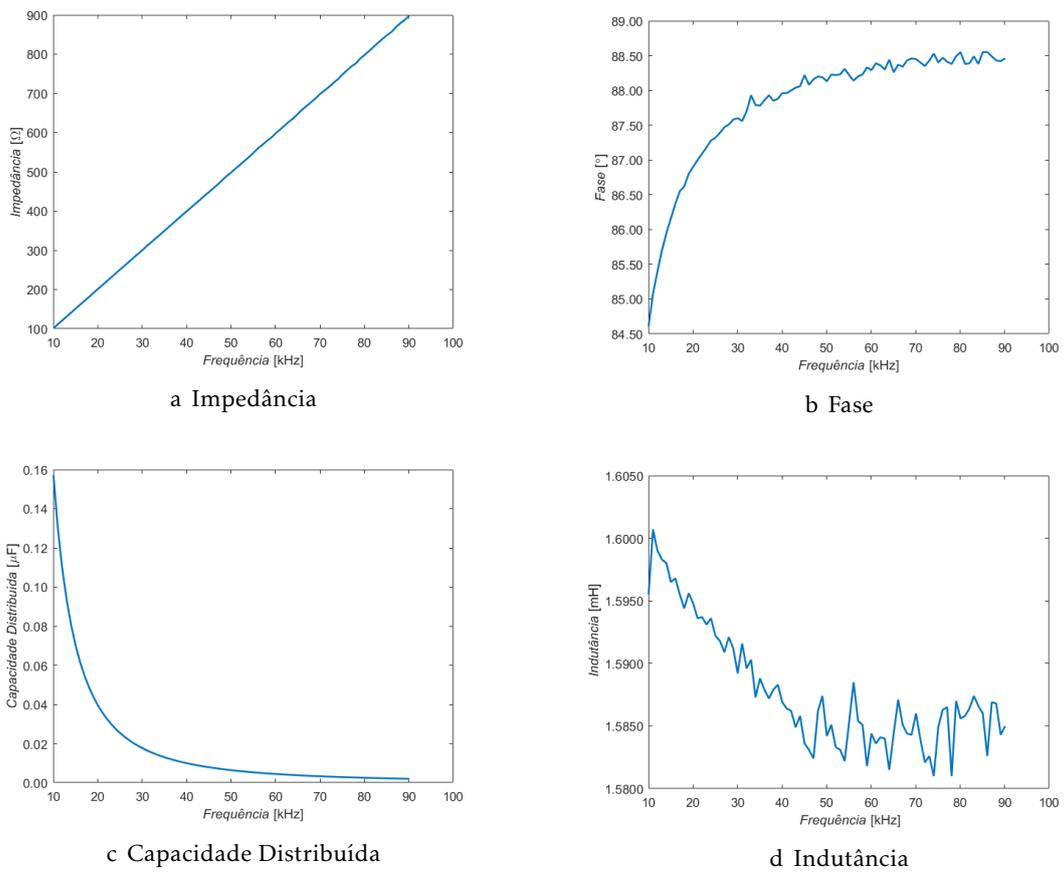


Figura 5.5: Caracterização da primeira bobina supercondutora.

Com os resultados obtidos na Figura 5.5 verifica-se que a impedância cresce linearmente em função da frequência e a capacidade distribuída decresce com o aumento da frequência. Já a indutância, apresenta um ligeiro decréscimo com o aumento da frequência.

Os resultados obtidos em relação à segunda bobina supercondutora (BSC2) são bastante semelhantes aos da primeira bobina supercondutora e encontram-se presentes no Anexo I, mais concretamente na Figura I.1.

Fazendo uma comparação entre a bobina normal, em cobre, e as bobinas supercondutoras, verifica-se que apresentam um comportamento semelhante para o intervalo de frequência escolhido, ou seja, [10;90] kHz.

Em relação ao comportamento das bobinas supercondutoras em estado supercondutor, ou seja, submersas em azoto líquido a uma temperatura de 77 K, optou-se por não obter as curvas referentes às mesmas visto que, em [22], se concluiu que a indutância e a capacidade distribuída da BSC não apresentam variações significativas. Contudo, constatou-se um decréscimo na ordem das 1000 vezes nos valores relativos à impedância, resultados que podem ser justificados devido a uma menor resistência a temperaturas mais baixas.

### 5.2 Caracterização dos Reatores de Núcleo Saturável

Os reatores de núcleo saturável, presente na Figura 5.6, (RNS1 e RNS2), também denominados de bobinas de ajuste, são utilizados de modo a que se consiga corrigir possíveis flutuações existentes da frequência de ressonância, que possam ocorrer devido a variações da carga.

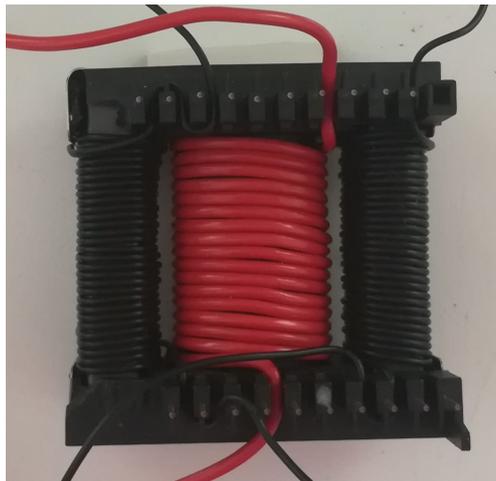


Figura 5.6: Reator de núcleo saturável.

Procedeu-se à caracterização das bobinas de ajuste, recorrendo novamente ao *Medidor de L.C.R Hioki 3532/50*, de modo a obter os ensaios relativos à impedância, fase, capacidade distribuída e indutância, processo muito semelhante ao realizado anteriormente para as bobinas. Manteve-se o varrimento da frequência no intervalo [10;90] kHz e

alimentou-se as bobinas de ajuste em corrente contínua num intervalo [0;3] A. Retiraram-se as curvas características dos RNS com incrementos de 0,5 A, começando em 0 A e terminando em 3 A.

Na Figura 5.7 é possível aferir o comportamento do RNS1 com a variação da corrente de ajuste,  $I_{DC}$ .

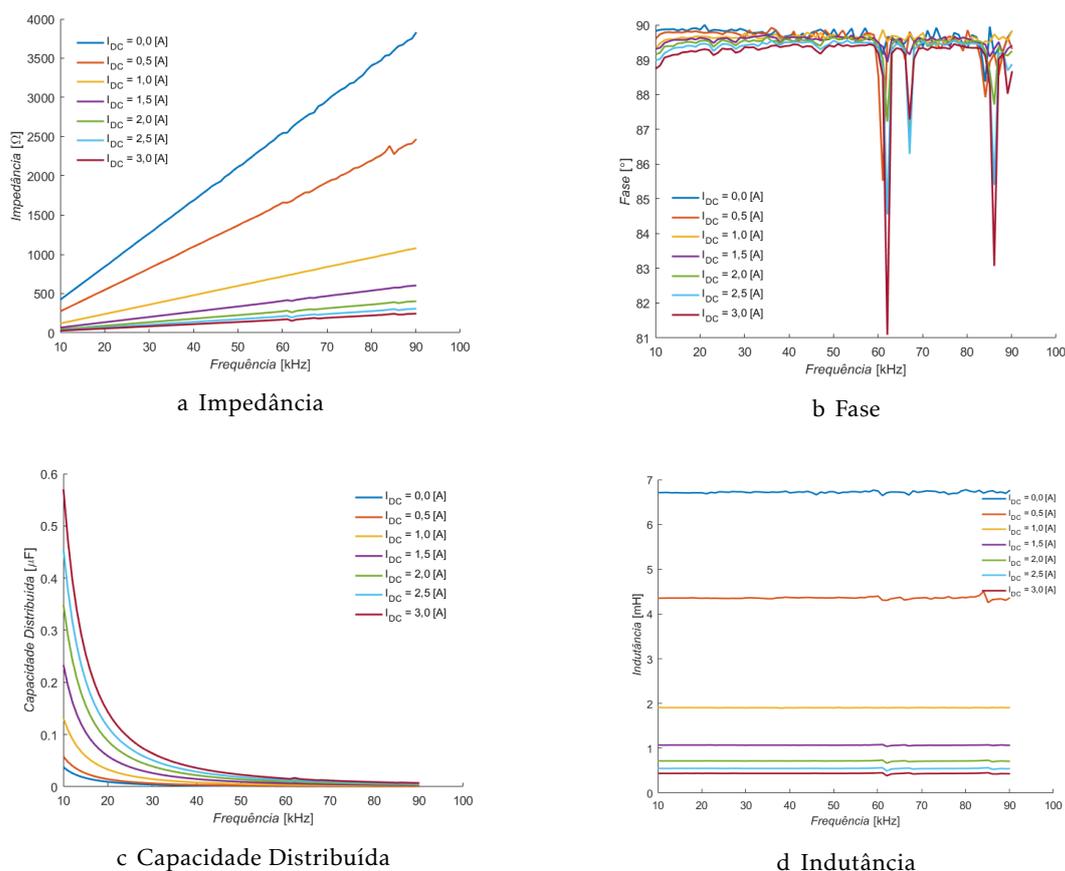


Figura 5.7: Caracterização do RNS1 com a variação de  $I_{DC}$  de ajuste.

Com os resultados obtidos na figura anterior constata-se que o aumento da corrente de ajuste diminui os valores relativos à impedância e à indutância do RNS1. Mais ainda se pode afirmar que a zona de saturação do mesmo se encontra próxima dos 3 A, visto que os incrementos de corrente a partir dos 2 A pouco influenciam na variação dos valores da impedância e indutância. Em relação à capacidade distribuída verifica-se que para frequências baixas existe de facto influência da corrente de ajuste, o que já não acontece para frequências elevadas.

Os resultados do RNS2 são semelhantes ao primeiro e os seus resultados podem ser analisados na Figura I.2, presente no Anexo I.

### 5.3 Caracterização da Carga

Nesta subsecção são apresentadas as curvas caracterização relativas à carga. A carga trata-se de um reóstato, presente na Figura 5.8, que pretende simular a presença da bateria que alimenta o comboio de levitação magnética. Deste modo, com a presença deste componente no circuito de receção, torna-se possível antecipar possíveis comportamentos relativamente a alterações na frequência de ressonância, que dependem de variações de carga.



Figura 5.8: Reóstato utilizado como carga no circuito recetor.

Os ensaios laboratoriais realizados englobam vários níveis de carga relativos ao reóstato, mais concretamente para 0%, 50% e 100% da sua carga total para o intervalo de frequência escolhido [10;90] kHz.

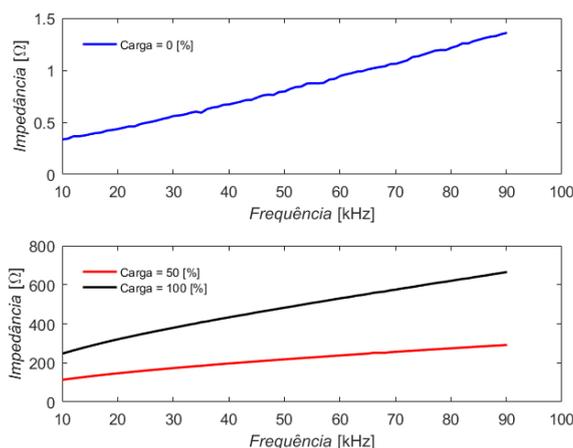


Figura 5.9: Impedância do reóstato para diferentes níveis de carga.

Por inspeção da Figura 5.9, a carga apresenta uma variação de [0;700] Ω tendo em conta a frequência de trabalho em questão. Analisando a Figura 5.11 verifica-se que a capacidade distribuída apresenta valores no intervalo [0,15;120] μF e a indutância varia de [0;2] mH para os diferentes níveis de carga simulados.

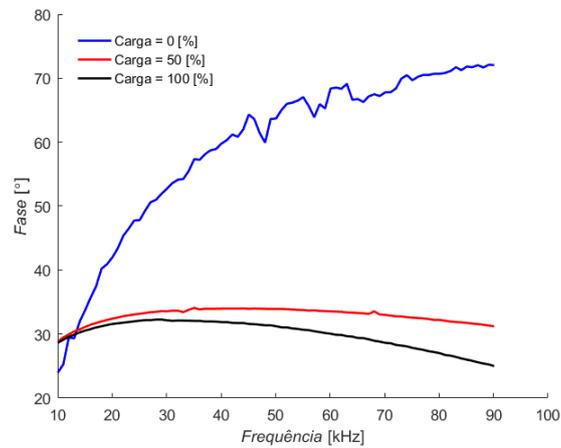
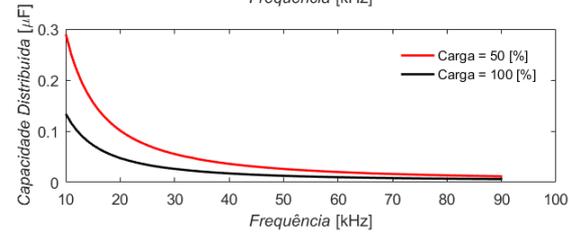
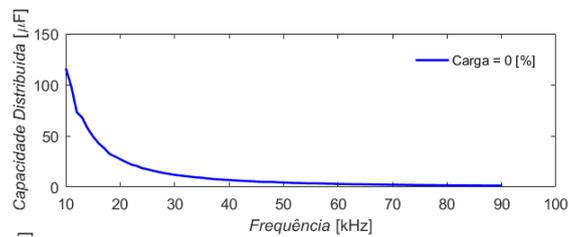
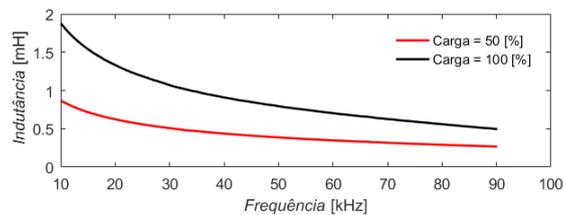
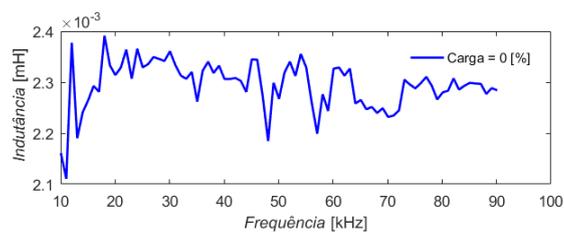


Figura 5.10: Fase do reóstato para diferentes níveis de carga.



a Capacidade Distribuída



b Indutância

Figura 5.11: Capacidade distribuída e indutância do reóstato para diferentes níveis de carga.

## 5.4 Caracterização dos Circuitos BSC/BN + RNS

Após uma caracterização individual tanto das bobinas supercondutoras e normal como dos reatores de núcleo saturável nas secções anteriores, os resultados apresentados nas próximas subsecções referem-se a duas topologias de circuitos, apresentadas na Figura 5.12:

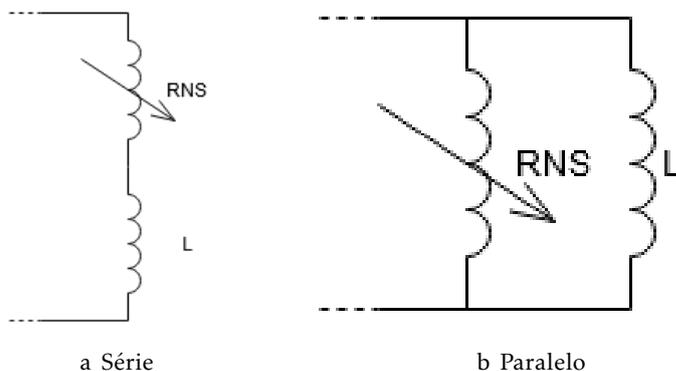


Figura 5.12: Configurações em análise para os circuitos BSC/BN + RNS.

Relativamente aos circuitos de emissão e receção, os conjuntos associados aos mesmos são os seguintes:

1. **Circuito de Emissão:** BSC2 + RNS1;
2. **Circuito de Receção:** BN + RNS2;

Ou seja, para o circuito de emissão recorre-se a material supercondutor, já no circuito recetor, utiliza-se uma bobina convencional, bobinada com fio de cobre.

### 5.4.1 BSC2 + RNS1

Nas subsecções seguintes caracteriza-se o conjunto BSC2 + RNS1 em **série e paralelo**, analisando-se a impedância, fase, capacidade distribuída e indutância do conjunto em questão. De referir que se utilizou novamente o *Medidor de L.C.R Hioki 3532/50*, a frequência de trabalho manteve-se a mesma em relação aos ensaios anteriormente apresentados bem como a variação da corrente de ajuste.

#### 5.4.1.1 Série

Por análise da Figura 5.13 verifica-se que o conjunto BSC2 + RNS1 em série mantém o mesmo comportamento em relação às bobinas e reatores de núcleo saturável analisados em separado nas secções anteriores. Ou seja, como os elementos passivos associados se encontram em série, os resultados alcançados em relação à impedância e indutância do conjunto, apresentam-se como sendo a soma dos componentes em separado, como era expectável.

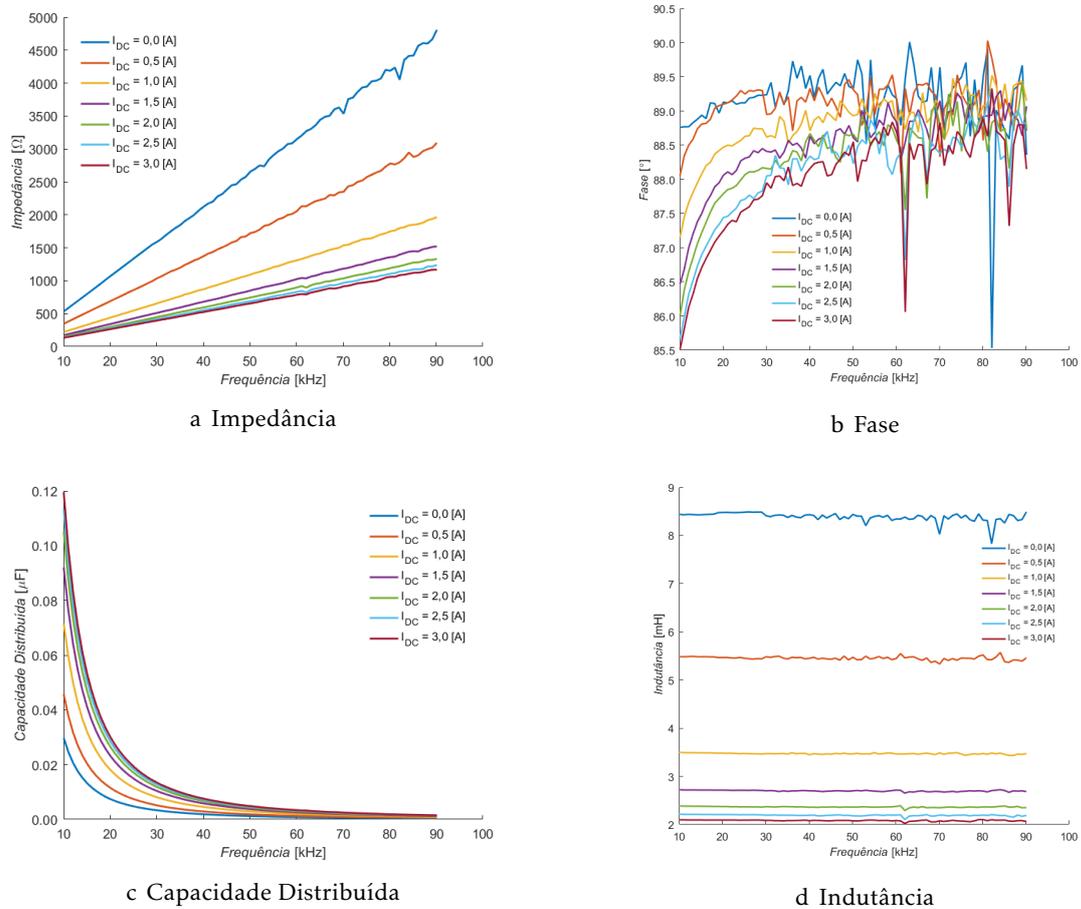


Figura 5.13: Caracterização do conjunto BSC2 + RNS1 em série com a variação de  $I_{DC}$  de ajuste.

#### 5.4.1.2 Paralelo

Após a análise do circuito BSC2 + RNS1 em série, nesta subsecção procede-se à análise do mesmo circuito mas em paralelo. A montagem laboratorial do circuito em análise pode ser observada na Figura 5.14.

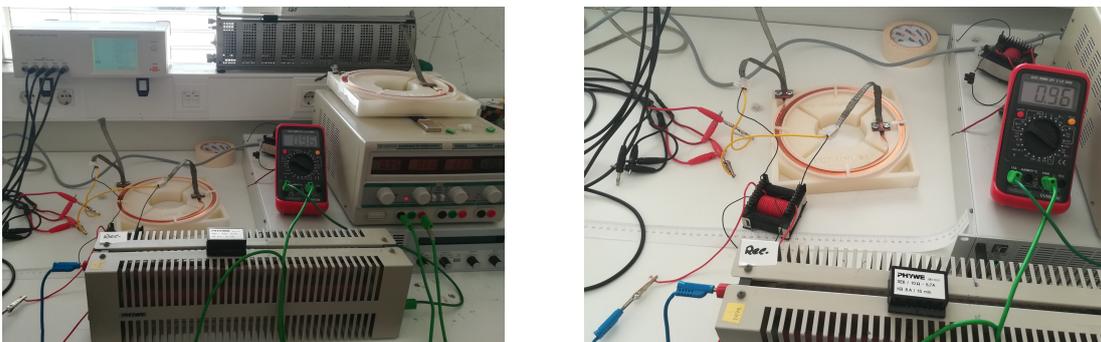


Figura 5.14: Montagem do circuito BSC2 + RNS1 em laboratório.

Na Figura 5.15 estão presentes os resultados obtidos relativamente à configuração dos componentes em paralelo.

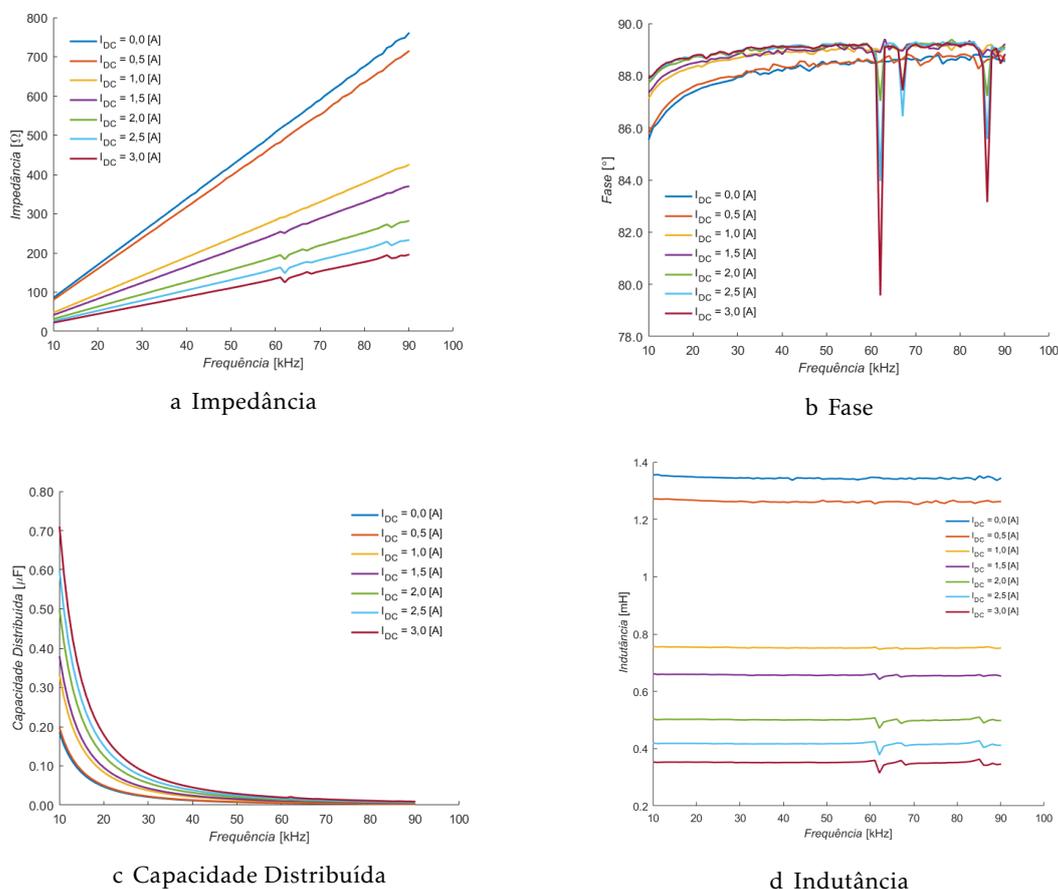


Figura 5.15: Caracterização do conjunto BSC2 + RNS1 em paralelo com a variação de  $I_{DC}$  de ajuste.

## 5.4.2 BN + RNS2

### 5.4.2.1 Série

Nesta subsecção analisa-se o comportamento do conjunto BN+RNS2 em série, que se encontra presente na Figura 5.16. De referir que este conjunto faz parte do circuito de receção.

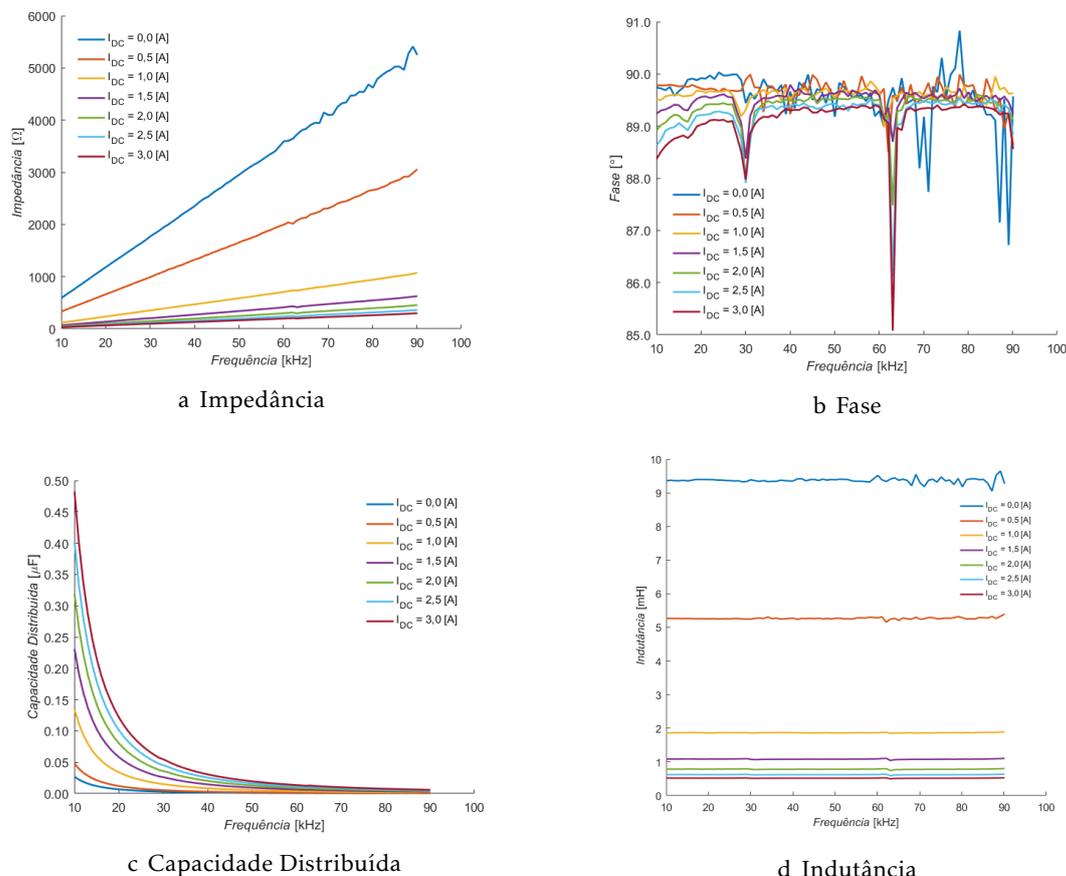


Figura 5.16: caracterização do conjunto BN + RNS2 em série com a variação de  $I_{DC}$  de ajuste.

#### 5.4.2.2 Paralelo

Em relação à configuração em paralelo do conjunto BN + RNS2, pode constatar-se através da Figura 5.17, que uma variação do  $I_{DC}$  de ajuste não influencia de forma significativa os valores da impedância, capacidade distribuída e indutância. Este factor pode indicar que a configuração em estudo não se apresenta como a mais indicada para ser utilizada no circuito de receção visto que caso seja necessário alterar a frequência de trabalho, devido a variações na carga, o RNS2 não possui a capacidade de modificar o ponto de ressonância.

## 5.5. CARACTERIZAÇÃO DOS CIRCUITOS BSC/BN + RNS + CONDENSADOR ADICIONAL

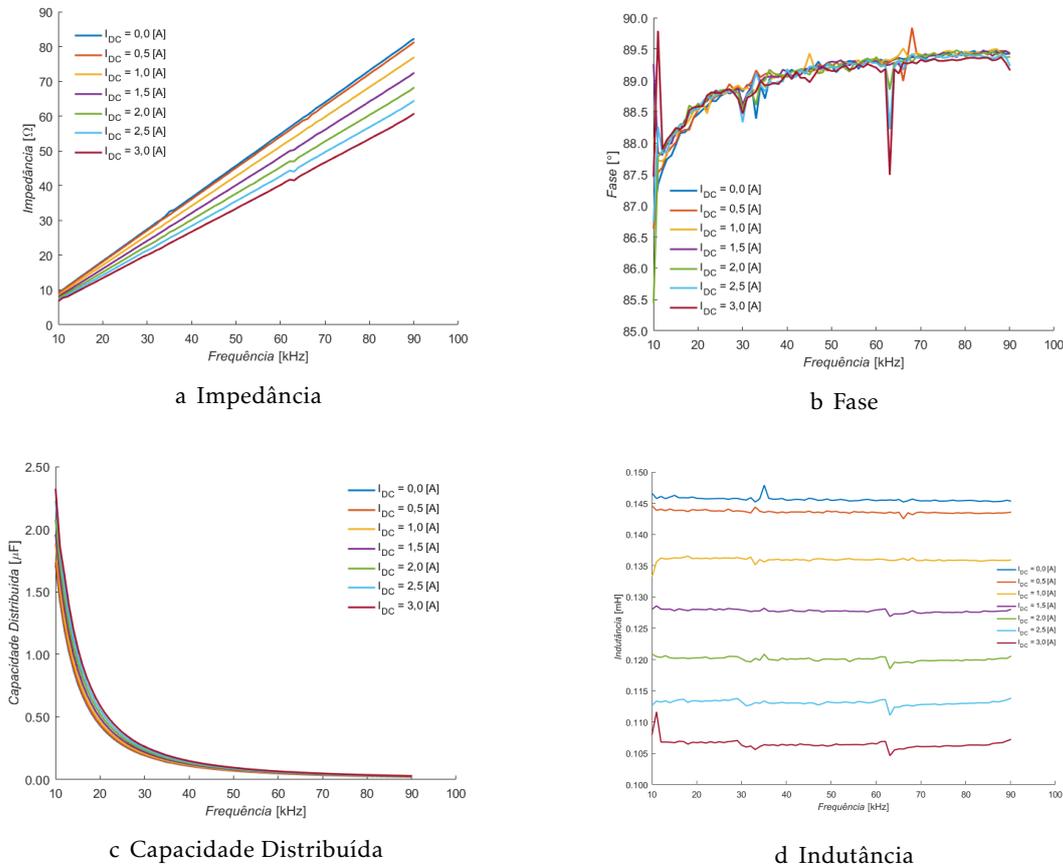


Figura 5.17: Caracterização do conjunto BN + RNS2 em paralelo com a variação de  $I_{DC}$  de ajuste.

### 5.5 Caracterização dos Circuitos BSC/BN + RNS + Condensador Adicional

Com a caracterização das várias topologias possíveis referentes ao conjunto BSC/BN + RNS na secção anterior, verificou-se que as mesmas não possuem a capacidade de alcançar a ressonância. Por esse facto, é necessário adicionar condensadores em ambos os circuitos, emissão e receção, de modo a que a ressonância seja de facto alcançada. Nas seguintes subsecções são apresentadas as várias topologias estudadas bem como os cálculos realizados dos condensadores adicionados.

Tendo em conta os componentes associados aos circuitos em estudo, existem variadas configurações que podem ser realizadas, presentes na Figura 5.18.

Contudo como se pretende obter os maiores valores de corrente possíveis, que implicam maiores valores de densidade de campo, e por sua vez uma melhor eficiência, apenas os ensaios em que as configurações com o condensador a adicionar estão em série é que serão consideradas, ou seja, as Figuras a) e b) da Figura 5.18.

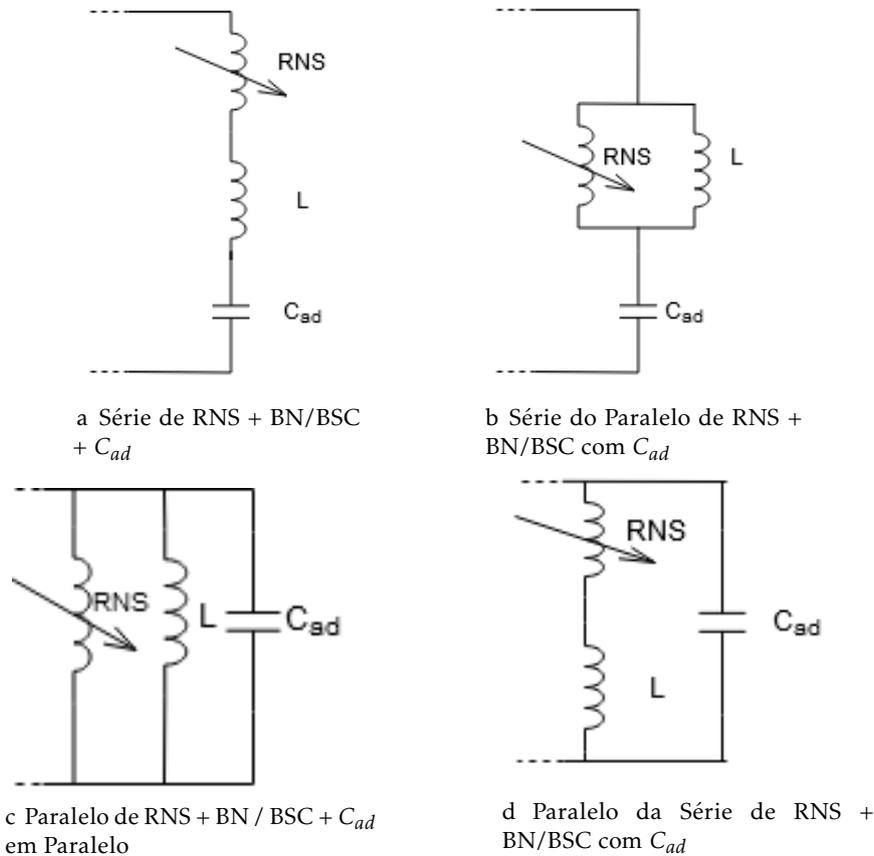


Figura 5.18: Configurações possíveis em série e paralelo para o conjunto RNS + BN/BSC +  $C_{ad}$ .

### 5.5.1 Circuito Emissor BSC2 + RNS1 + Condensador Adicional

Nas seguintes subsecções são apresentados os resultados obtidos tendo em conta as configurações presentes nas Figuras a) e b), Figura 5.18, na Secção 5.5 bem como a explicação para os condensadores utilizados para obter a ressonância dos respetivos circuitos.

#### 5.5.1.1 Série

Nesta subsecção são apresentados os resultados da configuração:

1. BSC2+RNS1 em série +  $C_{adicional}$  em série;

Para o cálculo do condensador a adicionar ao circuito constituído por BSC2 e RNS1 em série, de modo a se alcançar a ressonância do circuito, recorreu-se às deduções realizadas na Secção 3.5.1. Para facilitar o processo de obtenção dos resultados do condensador a adicionar foi utilizada a ferramenta *Matlab*.

Como se pretende que o circuito apresente uma frequência de ressonância no intervalo [10;90] kHz, optou-se por calcular o valor do condensador para quatro frequências, Tabela 5.2.

## 5.5. CARACTERIZAÇÃO DOS CIRCUITOS BSC/BN + RNS + CONDENSADOR ADICIONAL

Tabela 5.2: Resultados do condensador a adicionar ao circuito BSC2+RNS1 em série.

Frequência [Hz]	$C_{adicional}$ Série [nF]
20060	18,1
40080	4,58
60100	2,03
80120	1,14

Sabendo a gama de valores do condensador para o intervalo definido e tendo em conta limitações existentes na escolha, optou-se pela escolha de um condensador com 2 nF.

Nas Figuras 5.19 e 5.20 encontram-se os resultados da impedância e da fase obtidos para o circuito em estudo.

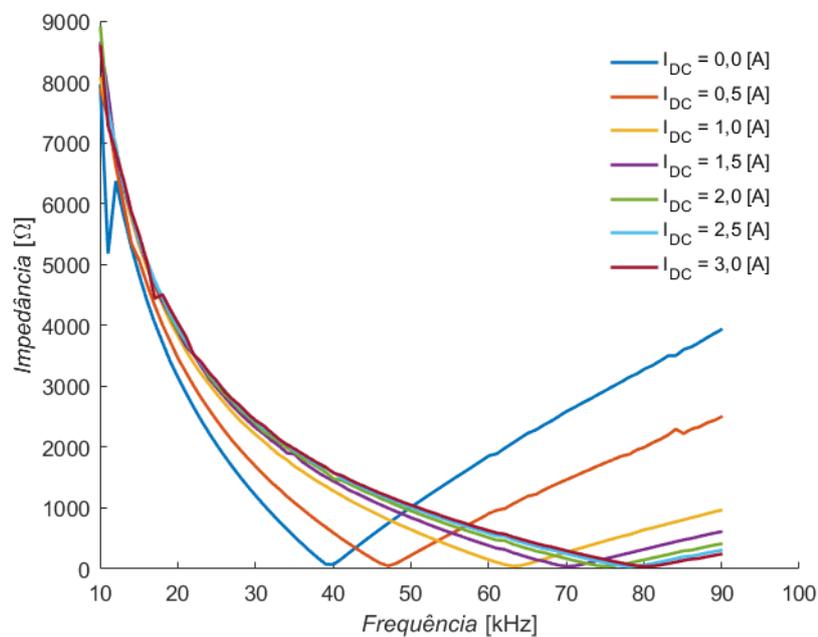


Figura 5.19: Impedância obtida para a configuração em série de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$ .

Verifica-se que é possível proceder a um ajuste da frequência de trabalho bastante alargado, nomeadamente entre os 40 kHz e os 80 kHz. Tomando como exemplo uma frequência de trabalho na ordem dos 60 kHz verifica-se que, recorrendo à Figura 5.21, que a corrente  $I_{DC}$  aplicada ao RNS é de cerca de 1,0 A. Algo que se pode constatar é que à medida que se aumenta o valor de  $I_{DC}$ , sensivelmente a partir dos 2,0 A, menor é a variação da frequência de ressonância do circuito. Logo pode-se afirmar que o RNS se encontra perto da zona de saturação para os valores de corrente mencionados.

Na Figura I.3, presente no Anexo I, é possível observar os resultados obtidos relativos à capacidade distribuída e indutância do circuito em estudo.

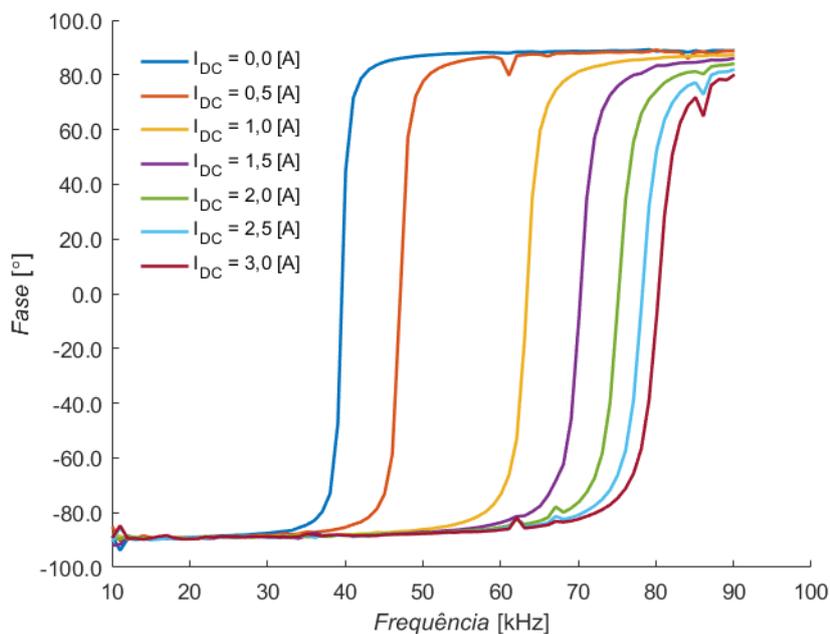


Figura 5.20: Fase obtida para a configuração em série de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$

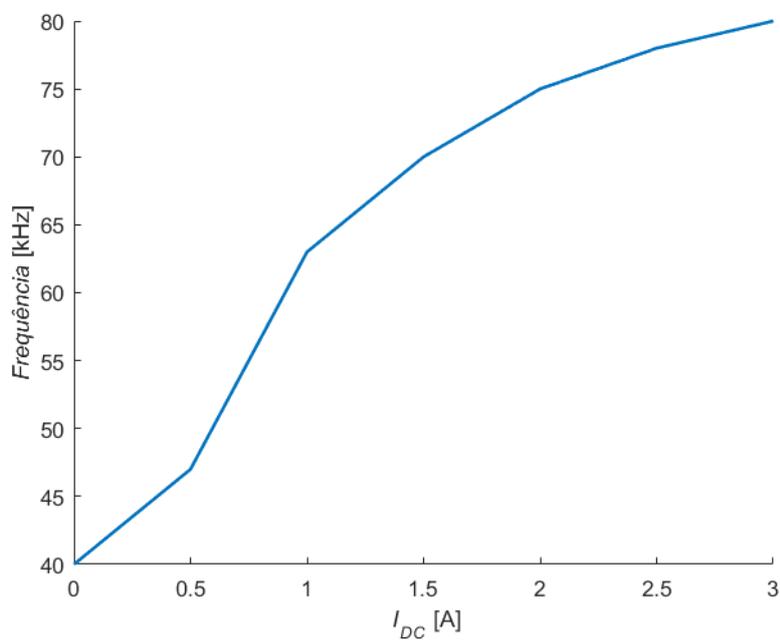


Figura 5.21: Frequência de ressonância da configuração em série de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$  em função da corrente  $I_{DC}$ .

### 5.5.1.2 Paralelo

Após a análise da configuração em série de BSC2+RNS1, nesta subsecção são ilustrados os resultados referentes á seguinte configuração:

## 5.5. CARACTERIZAÇÃO DOS CIRCUITOS BSC/BN + RNS + CONDENSADOR ADICIONAL

### 1. BSC2+RNS1 em paralelo + $C_{adicional}$ em série;

Para o cálculo do condensador a adicionar ao circuito constituído por BSC2 e RNS1 em paralelo, de modo a se alcançar a ressonância do circuito, recorreu-se novamente às deduções realizadas na Secção 3.5.1 e à ferramenta *Matlab*. Os cálculos originaram os resultados presentes na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Resultados do condensador a adicionar ao circuito BSC2+RNS1 em paralelo.

Frequência [Hz]	$C_{adicional}$ Série [nF]
20060	77,8
40080	19,5
60100	8,6
80120	4,9

Devido à reduzida escolha de condensadores presente em laboratório, optou-se pela conjugação em paralelo de um condensador de 10 nF e um de 47 nF, resultando num condensador de cerca de 8,25 nF. A escolha do condensador prende-se com o facto do mesmo se encontrar no intervalo de valores obtidos.

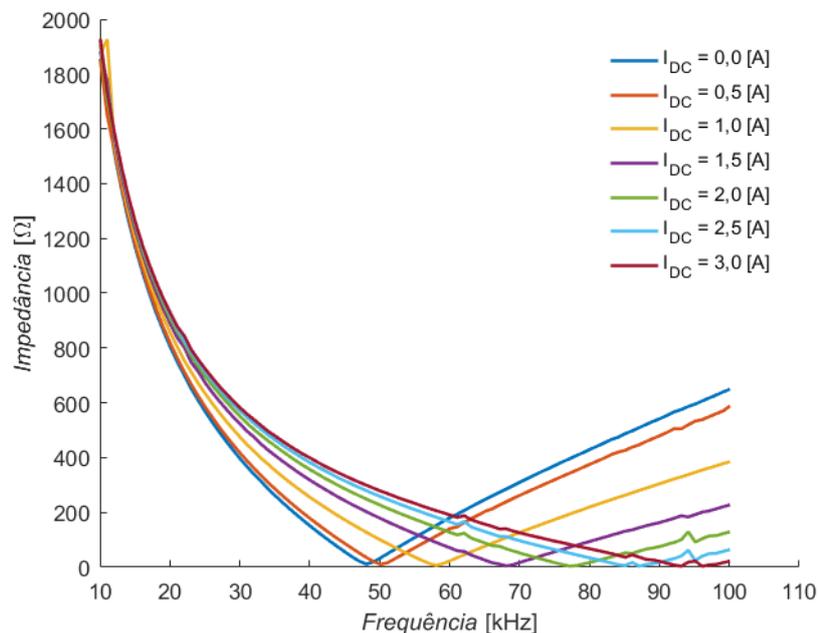


Figura 5.22: Impedância obtida para a configuração em paralelo de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$ .

Analisando a Figura 5.22 verifica-se que a configuração em estudo apresenta um comportamento semelhante à configuração em série, apresentada na subsecção anterior.

Contudo, verifica-se que a impedância é mais baixa, como era expectável, visto que se trata de uma configuração em paralelo. Já em relação á Figura 5.23, constata-se que o circuito apresenta um comportamento irregular a partir dos 90 kHz.

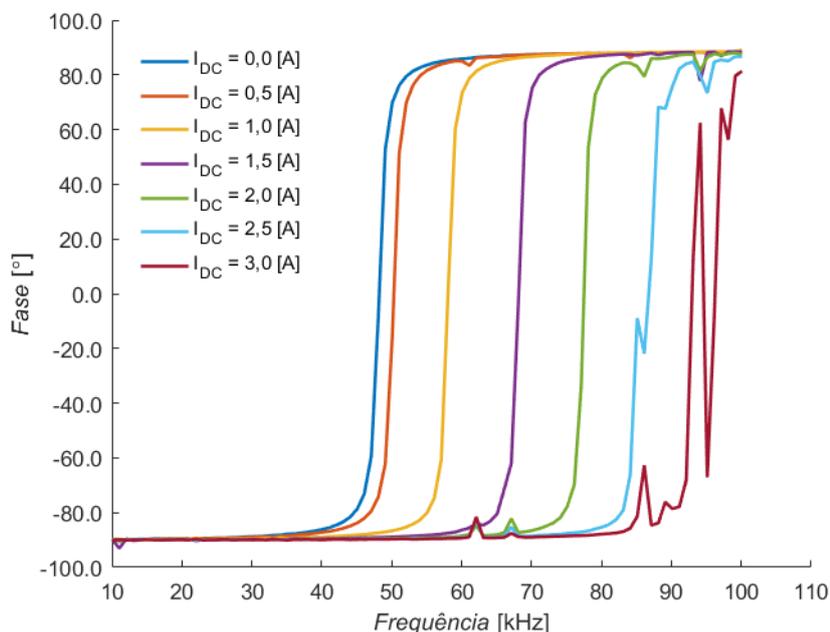


Figura 5.23: Fase obtida para a configuração em paralelo de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$ .

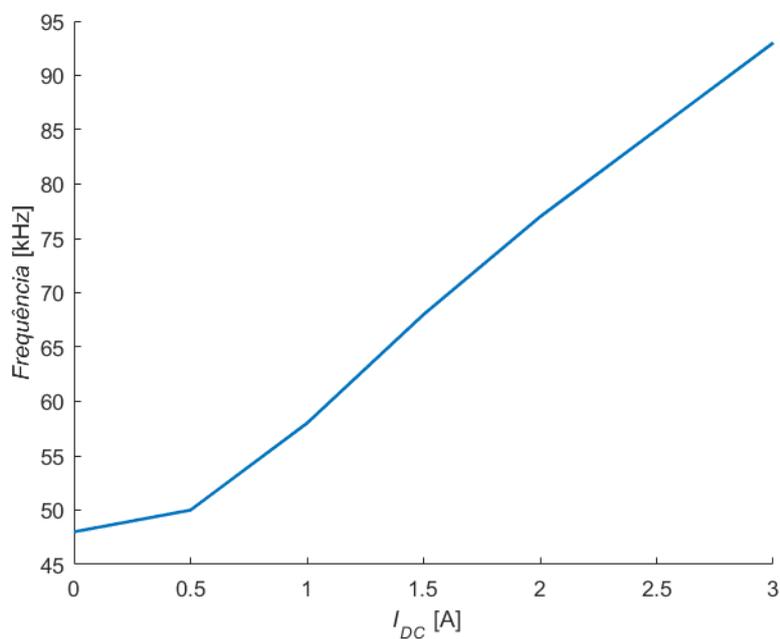


Figura 5.24: Frequência de ressonância da configuração em paralelo de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$  em função da corrente  $I_{DC}$ .

Com a análise da Figura 5.24, verifica-se que esta configuração apresenta um comportamento mais linear na variação da frequência de ressonância em comparação com a configuração em série entre a BSC e o RNS. Os resultados relativos à capacidade distribuída e indutância da configuração em estudo, encontram-se na Figura I.4, no Anexo I.

### 5.5.2 Circuito Recetor BN + RNS2 + Condensador Adicional

Após a análise do circuito emissor, nesta subsecção são apresentados os resultados relativos ao circuito recetor. Como justificado na subsecção 5.4.2.2, apenas se estudará a configuração BN + RNS2 em série +  $C_{adicional}$  em série.

#### 5.5.2.1 Série

O processo para calcular os valores dos condensadores para a topologia em análise foi semelhante ao utilizado nas subsecções anteriores. Os resultados podem ser analisados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4: Resultados do condensador a adicionar para o circuito BN+RNS2 em série.

Frequência [Hz]	$C_{adicional}$ Série [nF]
20060	33,8
40080	8,5
60100	3,8
80120	2,1

No caso do circuito em análise o condensador escolhido foi de 4,7 nF visto que é um valor que se apresenta a meio do intervalo escolhido relativamente à frequência de trabalho, permitindo deste modo, alterar a mesma recorrendo à bobina de ajuste.

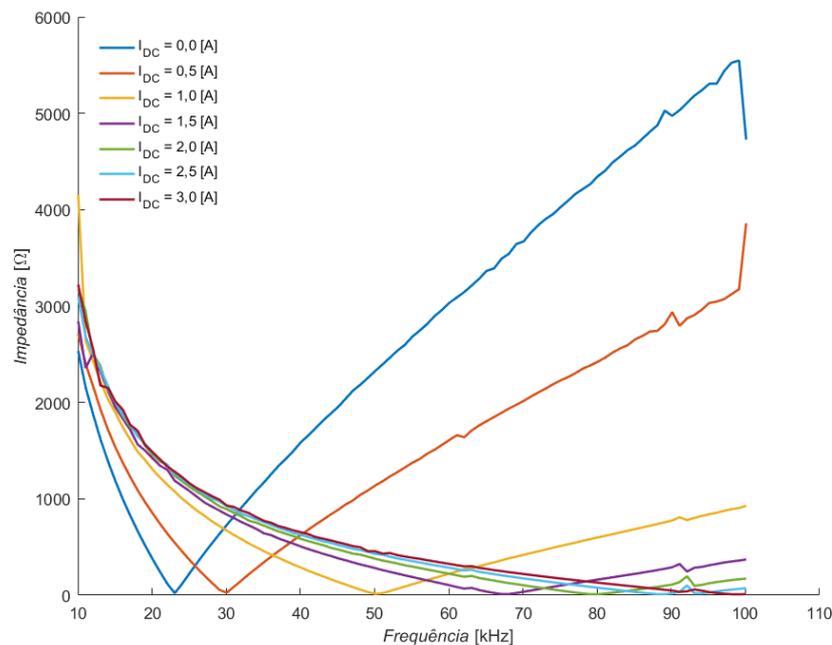


Figura 5.25: Impedância obtida para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adicional}$ .

Nas Figuras 5.25 e 5.26 é possível observar o comportamento do circuito em relação à sua impedância e fase.

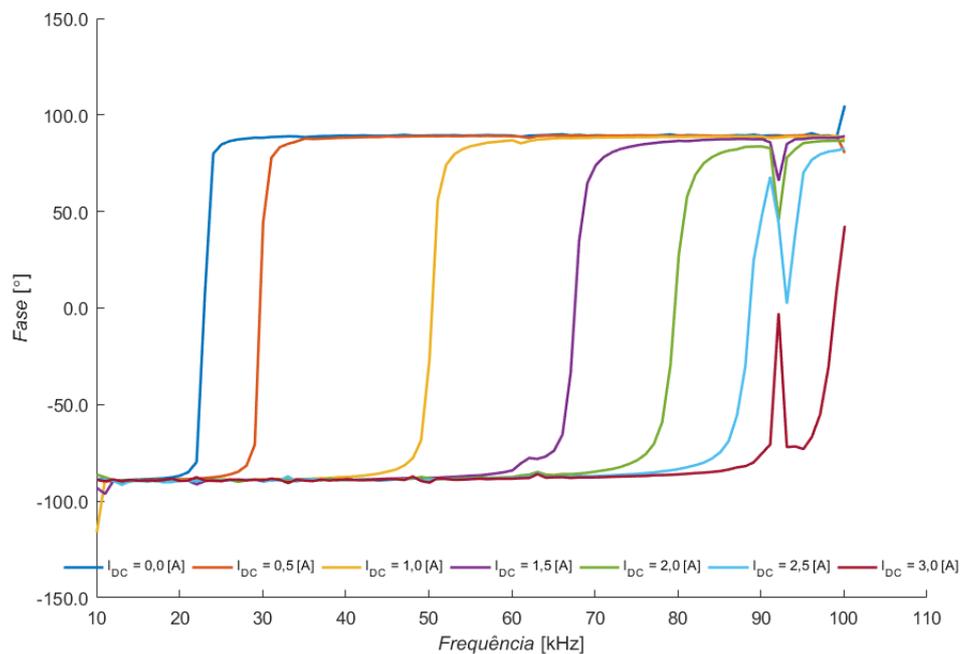


Figura 5.26: Fase obtida para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adicional}$ .

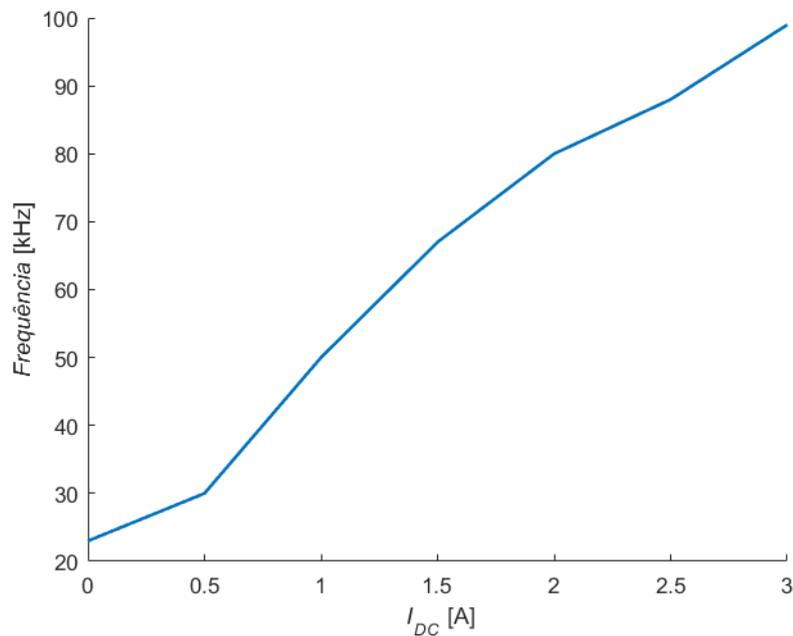


Figura 5.27: Frequência de ressonância da configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adicional}$  em função da corrente  $I_{DC}$ .

Já na Figura 5.27 é possível verificar a variação da frequência de ressonância do circuito em análise para vários valores de  $I_{DC}$ .

Comparando os resultados com a Figura 5.19, da subsecção 5.5.1.1, verifica-se que

## 5.5. CARACTERIZAÇÃO DOS CIRCUITOS BSC/BN + RNS + CONDENSADOR ADICIONAL

---

para o circuito de recepção, o espectro de frequências de ressonância que se pode obter é substancialmente superior ao circuito de emissão. Este facto pode ser justificado devido à menor indutância de BN em comparação com a BSC, levando a que exista uma maior influência do RNS na bobina de menor indutância.

Os resultados da capacidade distribuída e indutância encontram-se presentes no Anexo I, mais precisamente na Figura I.5.

## 5.6 Caracterização Circuito de Recepção

Após uma análise detalhada e gradual dos componentes que integram o circuito de recepção, de modo a tornar o estudo do mesmo o mais próximo da realidade, procede-se nesta secção à averiguação do comportamento que o circuito de recepção apresenta na presença de uma carga. A configuração adotada no circuito de recepção encontra-se presente na Figura 5.28.

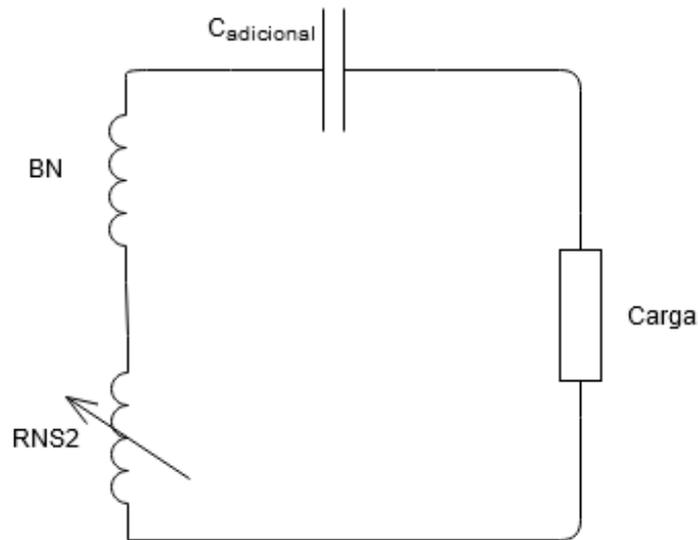


Figura 5.28: Configuração do circuito de recepção.

A montagem relativa ao circuito de recepção realizada laboratorialmente pode ser observada na Figura 5.29.

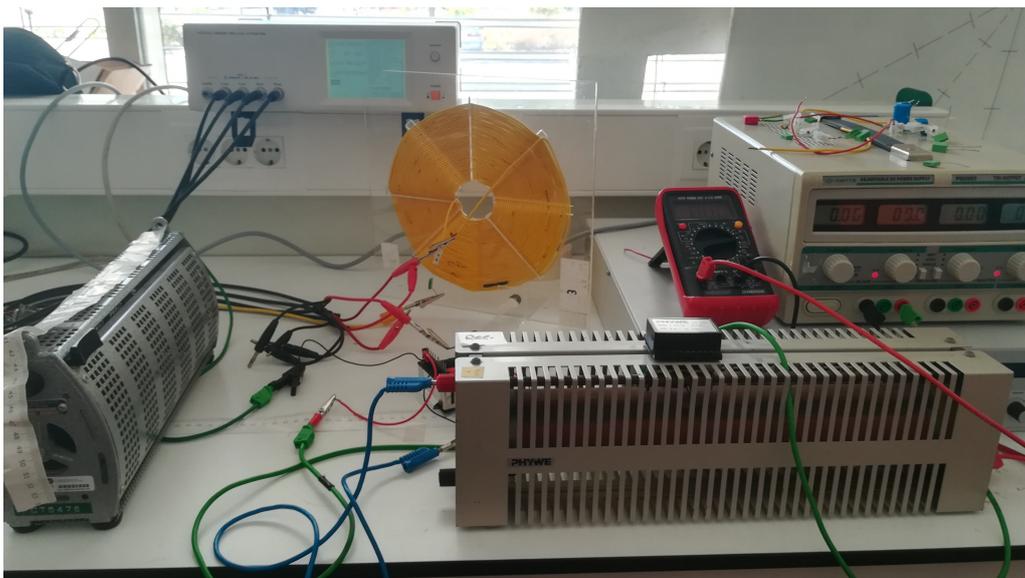


Figura 5.29: Montagem do circuito de recepção em laboratório.

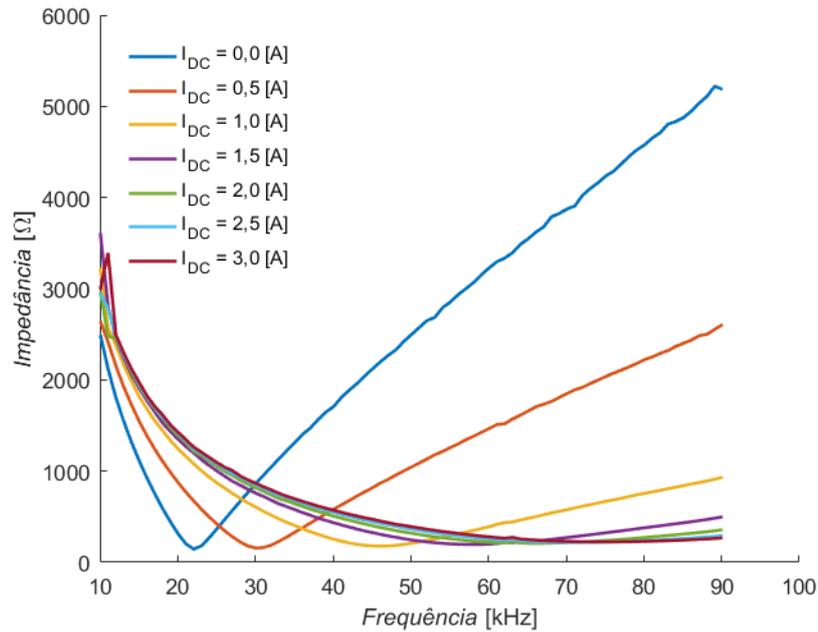


Figura 5.30: Impedância obtida para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adiciona}l$  + carga a 50%.

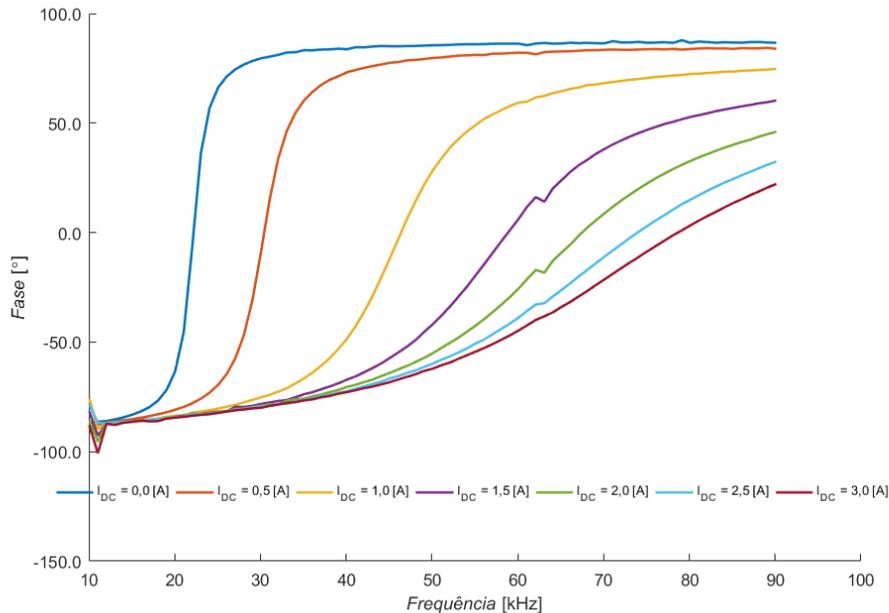


Figura 5.31: Fase obtida para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adiciona}l$  + carga a 50%.

Com os dados apresentados nas Figuras 5.30 e 5.31, constata-se que o circuito de recepção apresenta a capacidade de se adaptar a variadas frequências de ressonância.

Já na Figura 5.32 é possível observar as frequência de ressonância que o circuito de

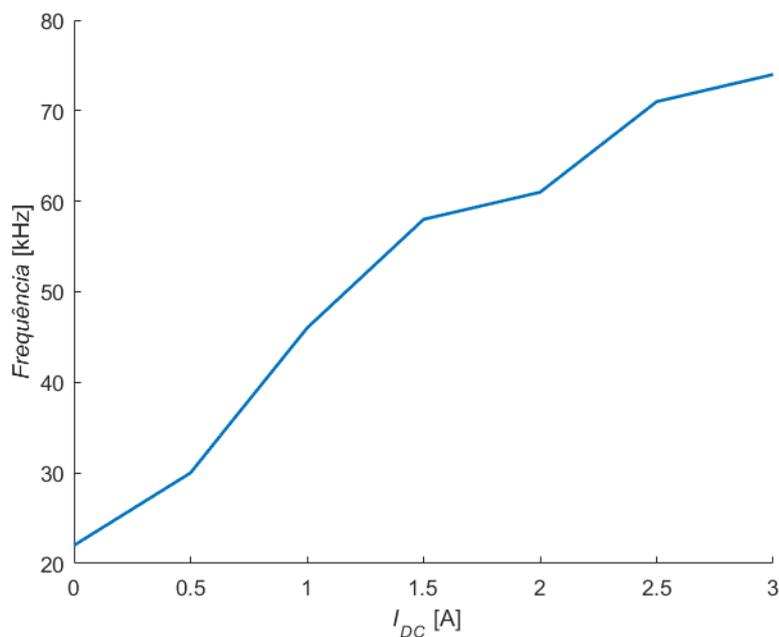


Figura 5.32: Frequência de ressonância do circuito de recepção em função da corrente  $I_{DC}$ .

recepção pode trabalhar tendo em conta uma variação de  $I_{DC}$ .

Comparando os resultados obtidos com os alcançados na Subsecção 5.5.2.1, verifica-se que ambos apresentam o mesmo comportamento mas que no circuito que possui a carga existe uma variação na gama de valores que se podem obter.

De referir que para o ensaio realizado, a bobina recetora se encontra desacoplada do circuito emissor. Ou seja, nos ensaios com o sistema WPT completo, o circuito emissor aparecerá refletido no circuito recetor, e vice versa, podendo deste modo, existir pequenas variações relativamente aos resultados obtidos.

Na Figura I.8, presente no Anexo I, encontram-se os resultados da capacidade distribuída e da indutância.

Por fim, os resultados que atestam o comportamento do circuito de recepção tendo em conta variações de carga, nomeadamente para 0% e 100%, estão presentes também no Anexo I.

## 5.7 Circuito de Controlo

Nesta secção é abordado o circuito de controlo implementado, que tem como base, controlar a corrente que é aplicada ao RNS de modo a que o circuito de receção esteja sempre em ressonância, ou seja, que a frequência de trabalho do circuito de receção se mantenha igual ao de emissão. A existência de um circuito de controlo é fundamental de modo a que se obtenha a melhor eficiência possível. Na Figura 5.33 está representado o diagrama de blocos do modelo que se pretende implementar.

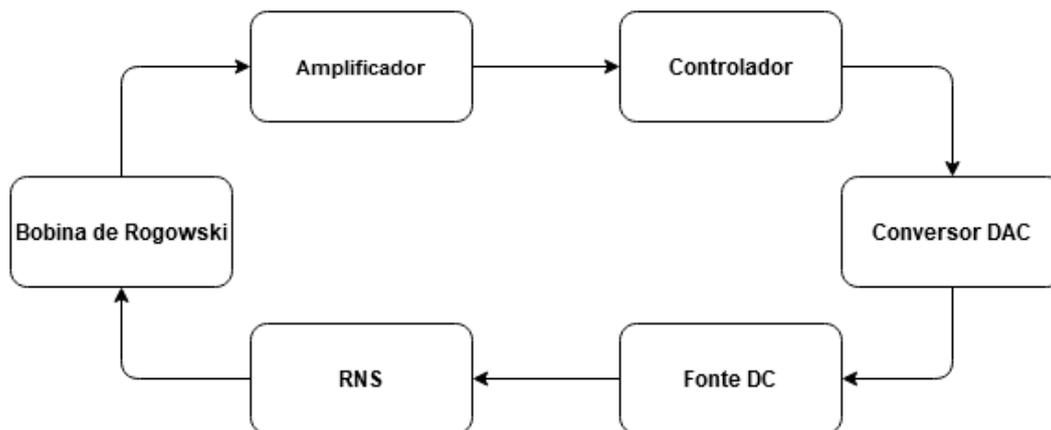


Figura 5.33: Diagrama de blocos do circuito de controlo.

De modo simplificado, a Bobina de Rogowski tem como função gerar uma tensão nos seus terminais que apresenta o mesmo comportamento da corrente que é percorrida no fio que a atravessa, pertencendo o mesmo ao circuito de receção. Posteriormente de modo a que o sinal gerado pela bobina seja processado pelo controlador, é necessário um bloco de amplificação devido à baixíssima potência associada ao gerador de sinais. Após as correções necessárias para manter o sistema WPT no seu ponto máximo de eficiência, à saída do controlador existe um conversor que "transforma" o sinal digital em analógico que regula a corrente,  $I_{DC}$ , no dispositivo de ajuste, RNS.

### 5.7.1 Circuito de Aquisição de Dados

#### 5.7.1.1 Bobina de Rogowski

A Bobina de Rogowski é uma bobina com núcleo de ar que mede correntes e impulsos de alta velocidade, tendo como base as leis de Ampere e Faraday. Ou seja, a corrente que é percorrida no circuito ressonante produz, na bobina, uma força eletromotriz proporcional à intensidade de corrente que a atravessa. Por este facto, nos terminais da bobina é gerada uma tensão com o mesmo comportamento da corrente. Tendo em conta que a bobina não possui um núcleo ferromagnético, apresenta portanto um comportamento linear que possibilita, em conjunto com dispositivos eletrónicos, medir qualquer gama de corrente.

O molde utilizado para a elaboração da Bobina de Rogowski foi desenhado no *Autodesk Fusion 360* e para bobinar o molde foi utilizado fio de Litz, Figura 5.34.



Figura 5.34: Bobina de Rogowski utilizada para aquisição de dados.

As características relativas à bobina construída estão presentes na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Caracterização física da bobina de Rogowski.

<b>Material</b>	Fio de Litz
<b>Número de Cavas</b>	8
<b>Número de Enrolamentos (por Cava)</b>	25
<b>Resistência [<math>\Omega</math>]</b>	3,8
<b>Indutância [mH]</b>	0,266

Para o presente trabalho, a bobina de Rogowski tem como função recolher informação, mais concretamente gerar uma tensão, que apresenta o mesmo comportamento da corrente do fio que a atravessa, de modo a que se possa fazer o controlo do circuito de ressonância.

Contudo, a baixa potência associada ao gerador de sinais faz com que, por consequência, a amplitude do sinal gerado na bobina de Rogowski seja também bastante reduzida. Por este facto, é necessária a presença de um circuito amplificador de modo a que o sinal possa ser lido pelo controlador.

### 5.7.1.2 Amplificador

Como referido na subsecção anterior, a necessidade de recorrer a um amplificador surge da limitação que o controlador, *Arduino Mega*, apresenta na leitura dos sinais de entrada. Ou seja, o mesmo permite sinais de entrada na ordem dos [3,3;5] V enquanto que a tensão gerada nos terminais da Bobina de Rogowski é da ordem dos [2;8] mV.

O dimensionamento do circuito de amplificação tem como base um amplificador operacional com montagem inversora, presente na Figura 5.35.

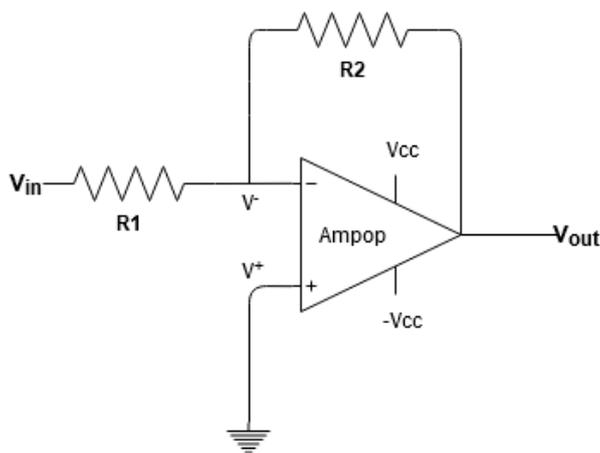


Figura 5.35: Amplificador operacional com montagem inversora.

Procedendo à análise do circuito ilustrado tem-se:

$$V^- \approx V^+ = 0 \quad (5.1)$$

$$\frac{V_{in}}{R1} = -\frac{V_{out}}{R2} \quad (5.2)$$

Portanto o ganho de tensão da montagem inversora é dado por:

$$A_f = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R2}{R1} \quad (5.3)$$

Devido ao reduzido sinal presente nos terminais da bobina de Rogowski e a limitações na escolha de componentes, o circuito de amplificação, simulado recorrendo à ferramenta *LTSpice*, Figura 5.36, apresenta quatro andares de amplificação, sendo os LM741 alimentados por  $V_{cc} = 11,6V$  e  $-V_{cc} = -11,6V$ .

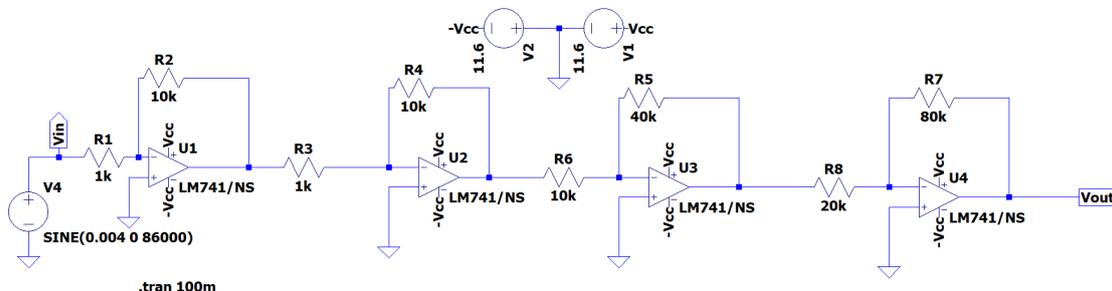


Figura 5.36: Circuito de amplificação.

Os resultados relativos à tensão de entrada e saída do amplificador encontram-se na Figura 5.37, onde se verifica que a tensão à saída do mesmo é admissível para ser analisada pelo controlador.

Cursor 1	
V(vin)	
Horz:	50ms
Vert:	4.000002mV
Cursor 2	
V(vout)	
Horz:	50ms
Vert:	4.6453371V
Diff (Cursor2 - Cursor1)	
Horz:	0s
Vert:	4.6413371V
Freq:	-- N/A--
Slope:	-- N/A--

Figura 5.37: Resultados do circuito amplificador.

Na Figura 5.38 está representada a montagem do circuito de amplificação em ambiente laboratorial.

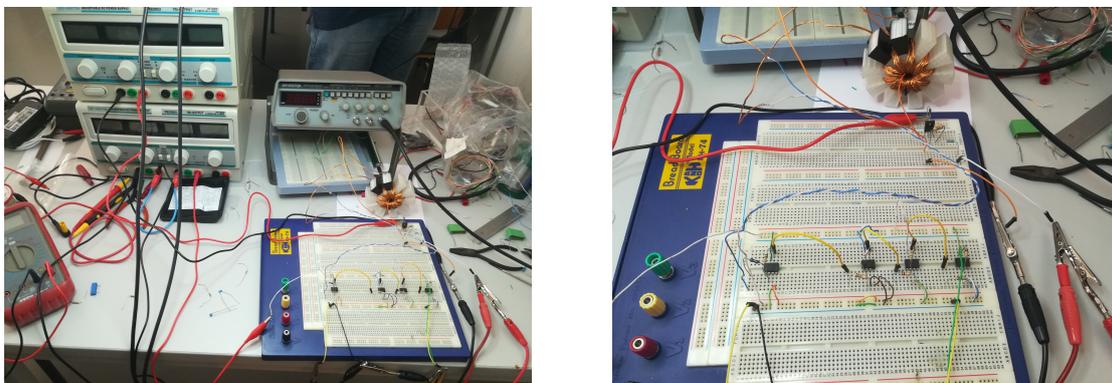


Figura 5.38: Circuito de amplificação em laboratório.

## 5.7.2 Controlador

De modo a regular a corrente que é aplicada ao RNS é necessária a presença de um controlador. Como tal escolheu-se o *Arduino Mega* visto que apresenta uma velocidade de processamento elevada (16 MHz) e simplicidade na sua programação.

### 5.7.2.1 Algoritmos Implementados

Nesta sub subsecção são apresentados dois tipos de algoritmos que podem ser implementados no controlador de modo a que o circuito permaneça em ressonância. Os códigos dos algoritmos apresentados encontram-se presentes no Anexo II.

#### Controlo da Frequência

Para o caso do algoritmo que controla a frequência, o *Arduino Mega* recebe o sinal analógico que sai do amplificador. No processamento do sinal recebido, é utilizada a função *pulseIn* que retorna a duração de um pulso. Com a duração do pulso é possível obter a frequência do sinal. De seguida é definida a frequência de referência, que define

a frequência de ressonância do circuito. Posteriormente procede-se a várias comparações de modo a verificar se a frequência do sinal recebido se encontra dentro do intervalo definido para a frequência de ressonância. Caso a frequência do sinal esteja acima do intervalo definido é necessário aumentar a tensão na saída do *Arduino Mega* visto que para o caso do transistor MOSFET, quanto maior a tensão recebida, menor será a corrente. Por fim, para o caso em que é necessário aumentar a frequência do sinal, é necessário diminuir a tensão aplicada aos terminais do transistor. O aumento ou redução da tensão à saída do controlador é realizada alterando o *duty cycle* do sinal de entrada. A Figura 5.39 sintetiza o algoritmo anteriormente explicado.

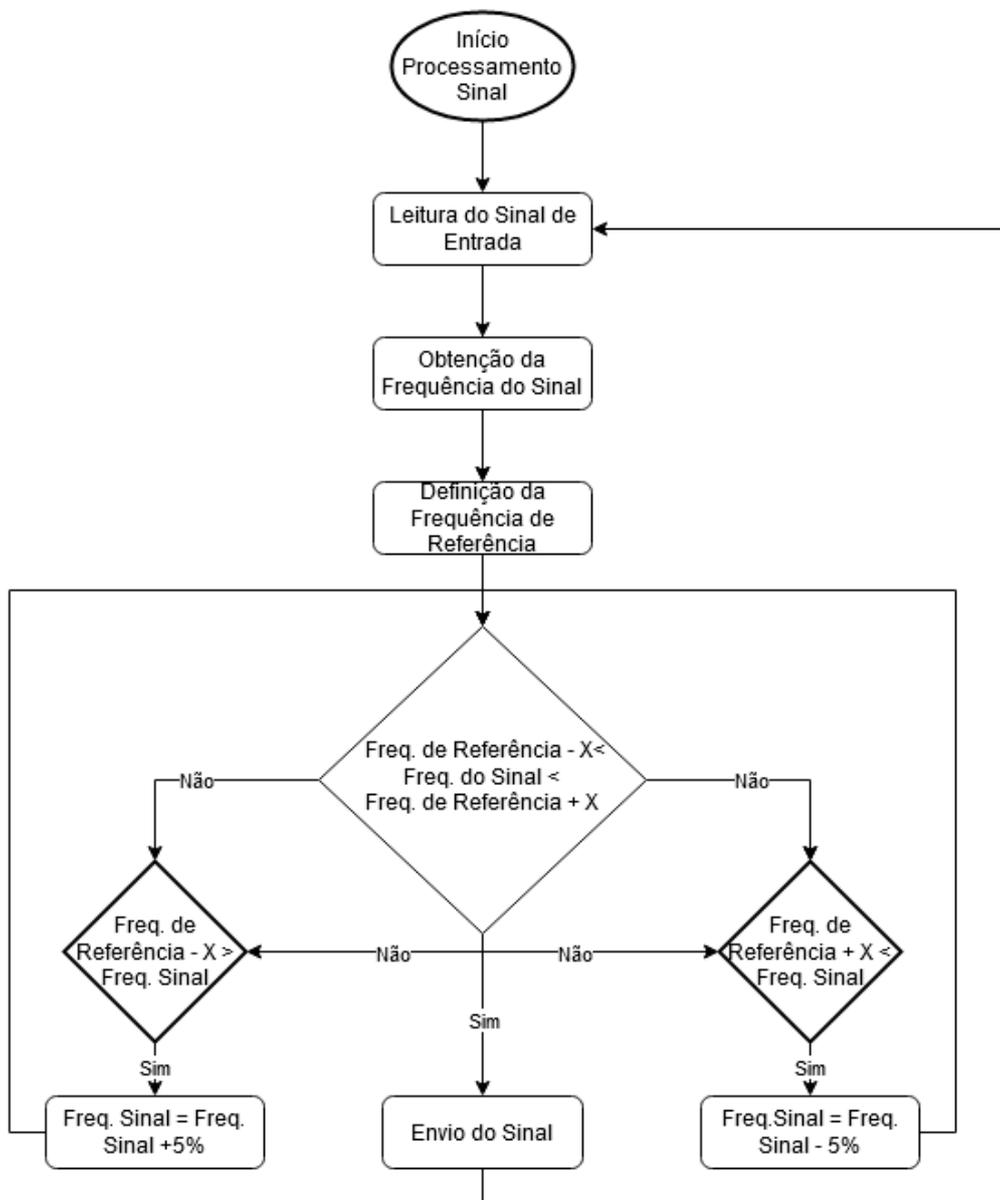


Figura 5.39: Fluxograma de controlo da frequência.

### Obtenção do Ponto Máximo de Corrente

No algoritmo do ponto máximo de corrente é feito um varrimento de todos os pontos de funcionamento de modo a identificar que ponto corresponde à maior amplitude do sinal, ou seja, uma maior amplitude do sinal implica uma maior eficiência do sistema. Após a determinação do ponto máximo de corrente, o controlador mantém uma avaliação contínua em busca do ponto de maior amplitude que pode variar devido a variações da carga. O fluxograma relativo ao algoritmo descrito encontra-se ilustrado na Figura 5.40.

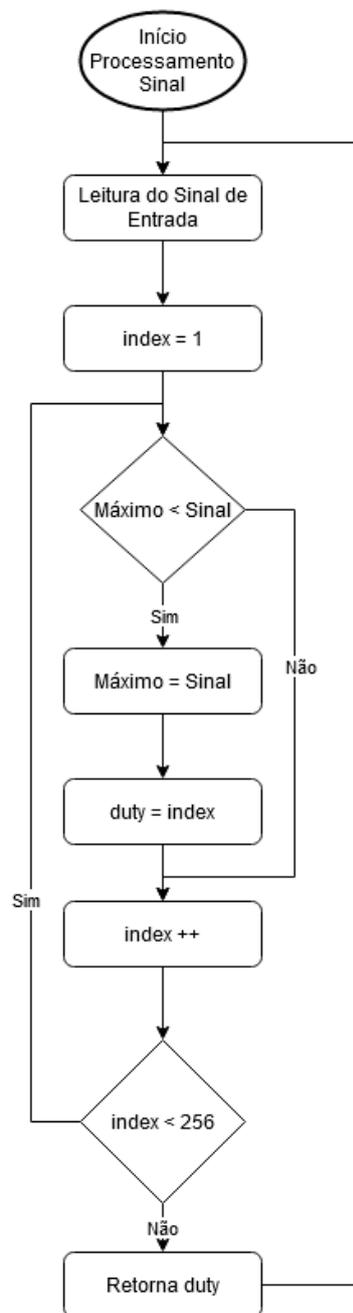


Figura 5.40: Fluxograma de obtenção do ponto máximo de corrente.

## ANÁLISE DE RESULTADOS

Neste capítulo são analisados os resultados tendo por base as configurações dos circuitos de emissão e recepção definidas anteriormente. Numa primeira fase, analisa-se o comportamento do sistema WPT em ambiente de simulação, recorrendo ao *Simulink*. Numa segunda fase, realiza-se os ensaios laboratoriais do mesmo.

### 6.1 Simulações

Os valores dos componentes que se encontram presentes no circuito de simulação apresentam-se na Tabela 6.1. De referir que os valores dos componentes têm em conta a análise realizada no capítulo 5.

Tabela 6.1: Valores dos componentes presentes no circuito de simulação.

Componente	Valor
Fonte DC [V]	400
C1 [nF]	2
C2 [nF]	4,7
BSC [mH]	1,6
BN [mH]	0,15
RNS1 [mH]	1
RNS2 [mH]	1
M [uH]	80

Na Figura 6.1 encontra-se ilustrado o esquemático implementado na plataforma *Matlab*, mais precisamente no *Simulink*. Como pode ser observado no modelo de simulação, o sinal de entrada do inversor é dado através do bloco *PWM (Pulse With Modulation) Generator*. A saída do inversor alimenta o circuito ressonante, onde existe posteriormente transferência de energia sem contacto entre os circuitos de emissão e recepção.

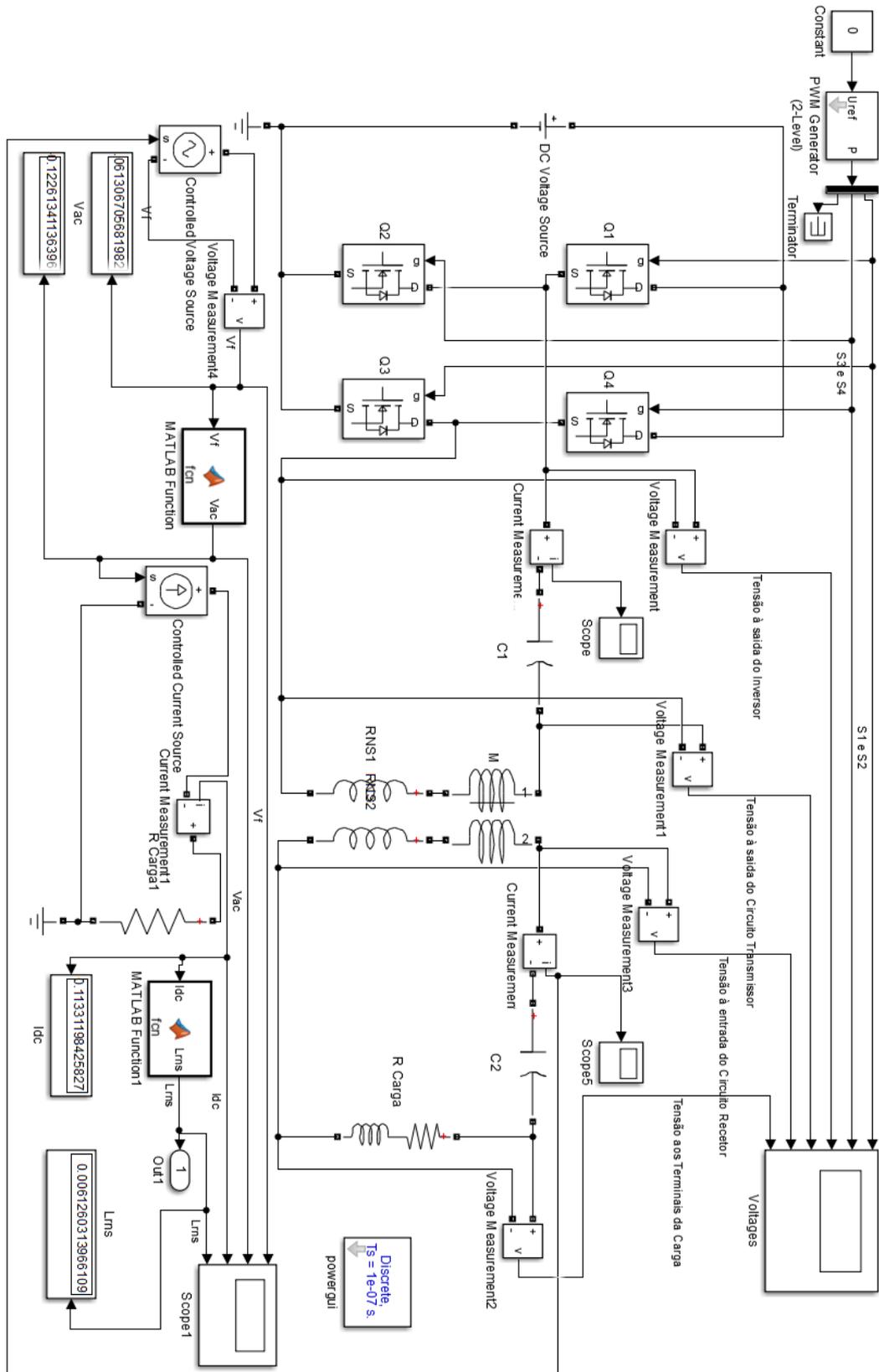


Figura 6.1: Circuito de simulação do sistema WPT.

De modo a analisar o comportamento do circuito de simulação, são medidas tensões em vários pontos, nomeadamente à entrada do circuito ressonante e aos terminais da resistência, permitindo deste modo aferir a eficiência do mesmo. Os resultados do circuito implementado tendo em conta uma carga a 50% e uma frequência de trabalho de 68 kHz, estão presentes na Figura 6.2.

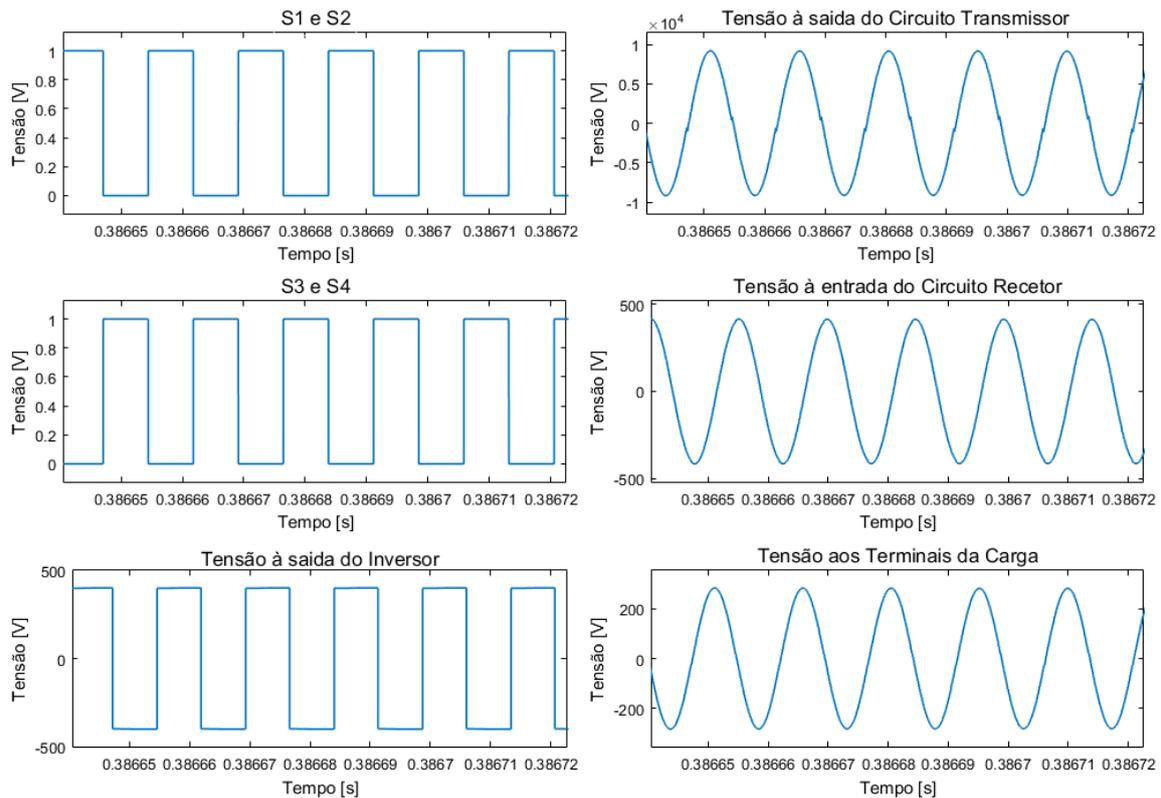


Figura 6.2: Resultados da simulação para carga a 50%.

Para a obtenção da eficiência do circuito de simulação, recorreu-se à tensão à entrada do circuito ressonante e à tensão medida nos terminais da carga. A mesma pode ser observada na Tabela 6.2 bem como os valores resistivos e indutivos para diferentes níveis de carga.

Tabela 6.2: Rendimento em tensão do circuito de simulação para diferentes níveis de carga para uma frequência de 68 kHz.

Nível de Carga [%]	Carácter Resistivo da Carga [ $\Omega$ ]	Carácter Indutivo da Carga [mH]	Eficiência [%]
0	0,8	$2,25 \times 10^{-3}$	6,3
50	200	0,4	71,3
100	500	0,8	73,3

Os resultados da simulação para carga a 0% e 100% encontram-se no Anexo III, nas Figuras III.1, III.2 respetivamente.

## 6.2 Ensaio Laboratoriais

Nas seguintes secções é abordado um sistemas WPT, que apresenta a seguinte tipologia:

1. Circuito de Emissão: **BSC2** - Circuito de Recepção: **BN**;

Para analisar o comportamento da tipologia apresentada, são realizados dois tipos de ensaios, ilustrados na Figura 6.3:

1. Variação da **Distância Vertical** entre bobinas;
2. **Alinhamento Horizontal** entre bobinas;

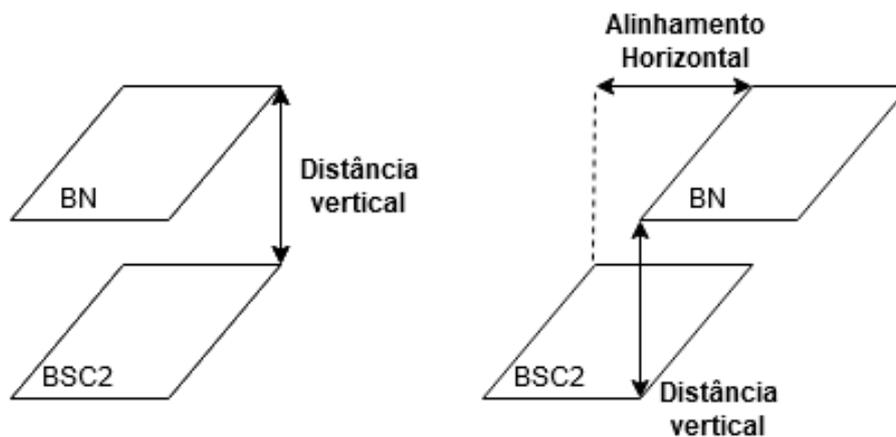


Figura 6.3: Esquemático dos tipos de ensaios realizados.

No caso dos ensaio com variação da distância vertical entre bobinas são abordadas as distâncias de 3,4 e 7 cm e a gama de frequências de trabalho em que o sistema WPT é testado situa-se no intervalo [80;90] kHz.

Já para o ensaio em que se analisa o comportamento do sistema tendo em conta um alinhamento horizontal entre bobinas, é utilizada a frequência de trabalho em que o sistema apresenta uma maior eficiência no ensaio anterior e uma distância de 3 cm.

De referir que em ambos os ensaios, a carga se encontra a 50% do seu valor nominal.

### 6.2.1 Variação da Distância Vertical

Nesta subsecção são apresentados os resultados laboratoriais obtidos do conjunto composto pela BSC2, presente no circuito de emissão e BN, presente no circuito de recepção a uma temperatura ambiente para uma variação da distância vertical entre bobinas.

A Figura 6.4 esquematiza o circuito que caracteriza o sistema WPT em análise.

Devido à reduzida potência fornecida pelo gerador de sinais, cerca de 1 W, verificou-se que uma variação da corrente  $I_{DC}$  nos dispositivos de ajuste não influencia a frequência

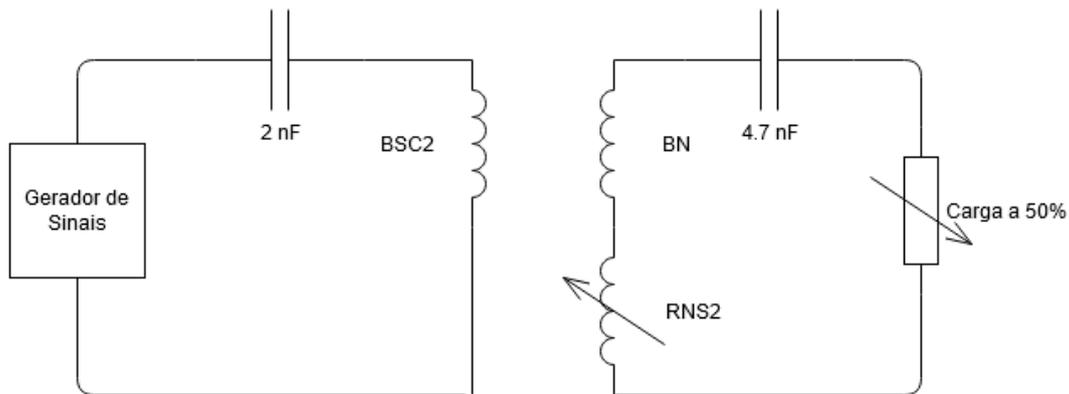


Figura 6.4: Diagrama utilizado nos ensaios laboratoriais.

de ressonância do sistema WPT, tornando-se por isso, desnecessária a sua utilização no circuito de emissão. Também se constatou que variações da carga não influenciam o sistema. Com estas conclusões, o circuito de controlo torna-se desnecessário e por isso também não foi incorporado nos ensaios realizados.

A montagem laboratorial do circuito WPT em análise encontra-se presente na Figura 6.5.

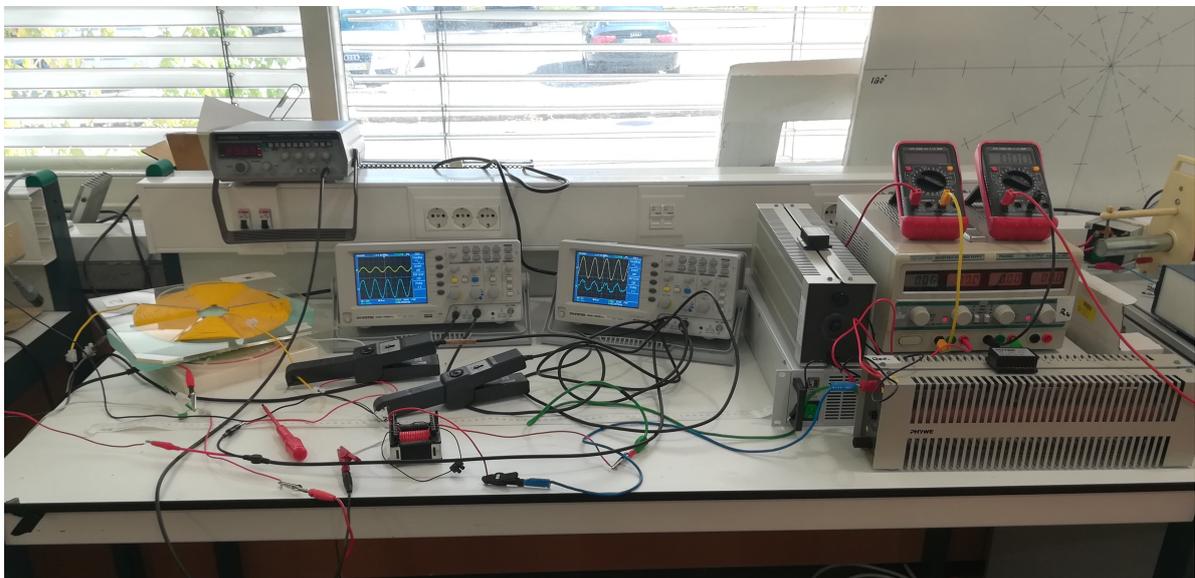
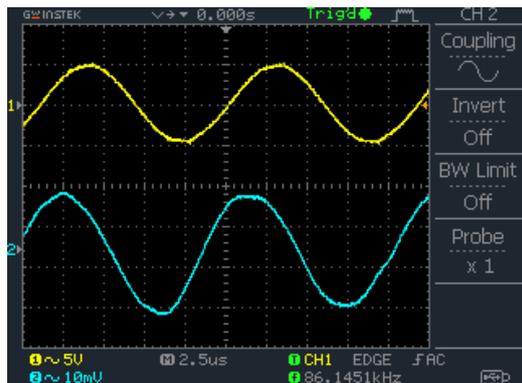


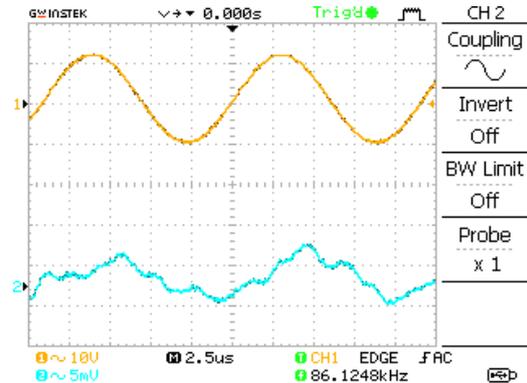
Figura 6.5: Ensaio laboratorial do conjunto constituído por BSC2+BN.

Os valores de tensão e corrente da bobina emissora e recetora para uma frequência de 86 kHz podem ser observados na Figura 6.6. Verifica-se que, tendo em conta os resultados obtidos, o aumento da distância entre o circuito de emissão e receção não influencia a tensão e a corrente na emissão. Mais ainda se constata, que para o caso do circuito de receção se verifica um decréscimo acentuado da tensão com o aumento da distância.

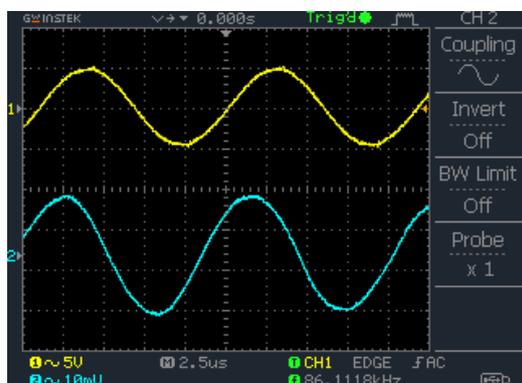
Os resultados da tensão e corrente referentes às restantes distâncias e respetivas



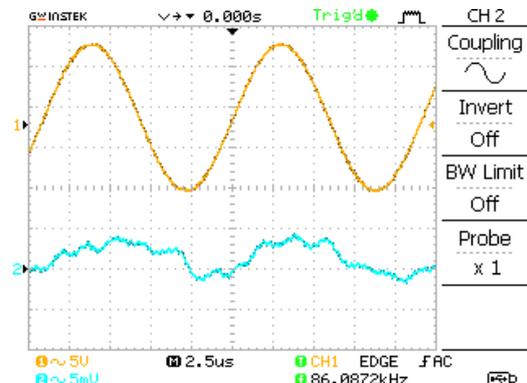
a Circuito de Emissão,  $D = 3$  cm



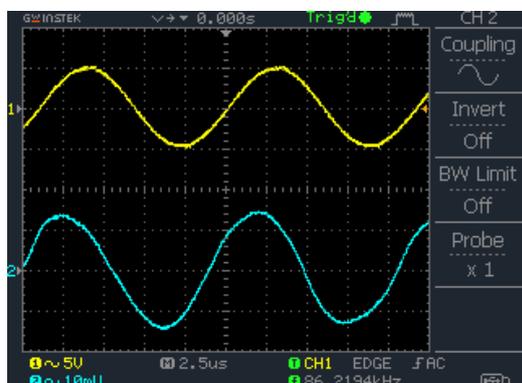
b Circuito de Recepção,  $D = 3$  cm



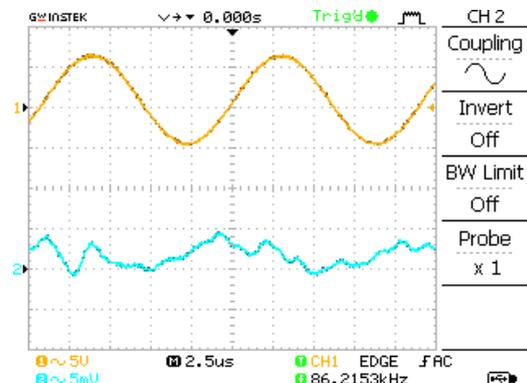
c Circuito de Emissão,  $D = 4$  cm



d Circuito de Recepção,  $D = 4$  cm



e Circuito de Emissão,  $D = 7$  cm



f Circuito de Recepção,  $D = 7$  cm

Figura 6.6: Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 86 kHz.

frequências encontram-se no Anexo III.

A Figura 6.7 permite aferir o comportamento do sistema WPT composto pela BSC2 e pela BN. Verifica-se, como expectável, que o aumento da distância vertical entre as bobinas diminuiu significativamente a eficiência do sistema. Também se constata que a frequência de ressonância do circuito se situa nos 86 kHz devido a uma maior eficiência do sistema para a mesma.

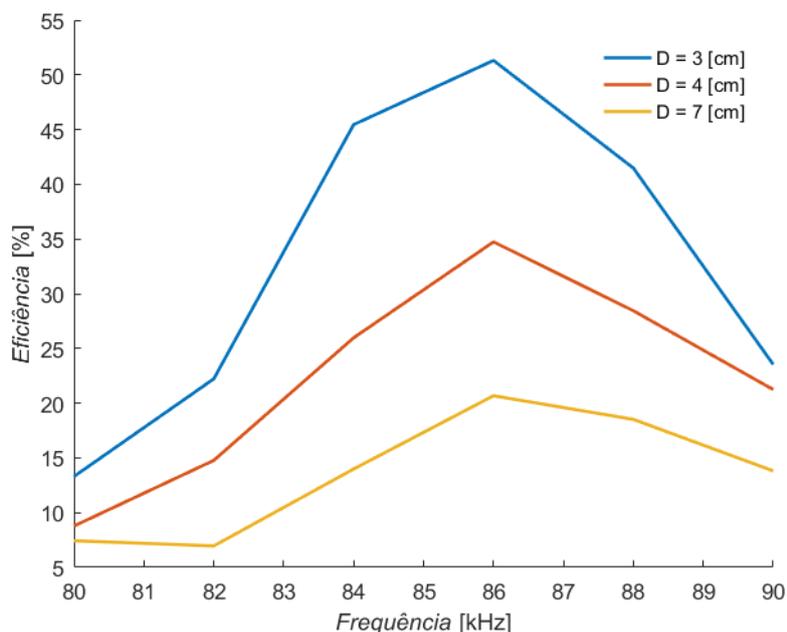


Figura 6.7: Eficiência do conjunto BSC2 + BN em função da frequência.

Em relação aos resultados das Figuras 6.8 e 6.9, era espectável a obtenção do valor máximo do fator de acoplamento e indutância mútua em torno dos 86 kHz. Contudo, para distâncias superiores, tal não acontece devido aos reduzidos valores de tensão e corrente fornecidos pelo gerador de sinais que podem induzir em erros na obtenção dos valores referidos. Para a obtenção destes valores recorreu-se às equações 3.3 e 3.4.

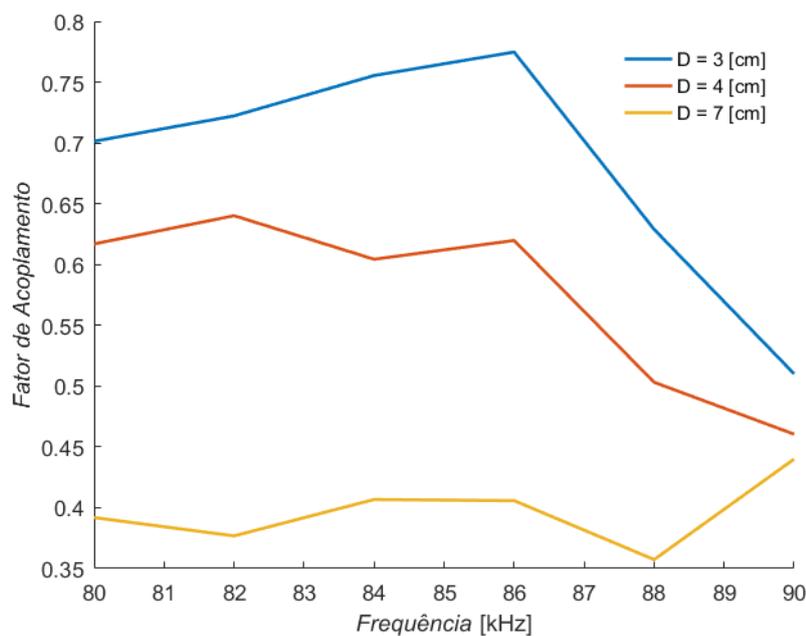


Figura 6.8: Fator de acoplamento do conjunto BSC2 + BN em função da frequência.

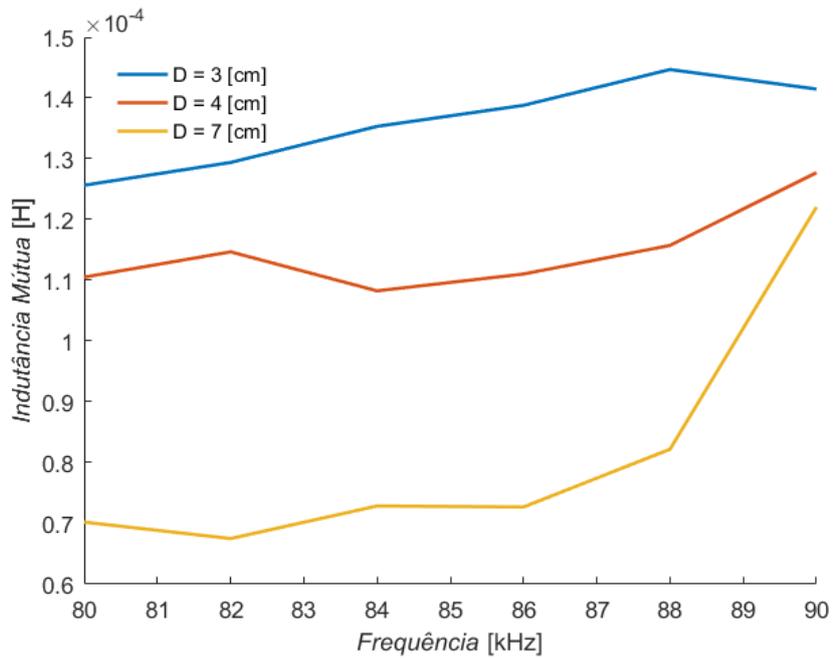


Figura 6.9: Indutância mútua do conjunto BSC2 + BN em função da frequência.

Na Figura 6.10 está ilustrada a superfície que atenta de forma mais clara a influência que a distância entre bobinas e que a frequência de ressonância possuem na eficiência do sistema de transferência de energia sem contacto desenvolvido.

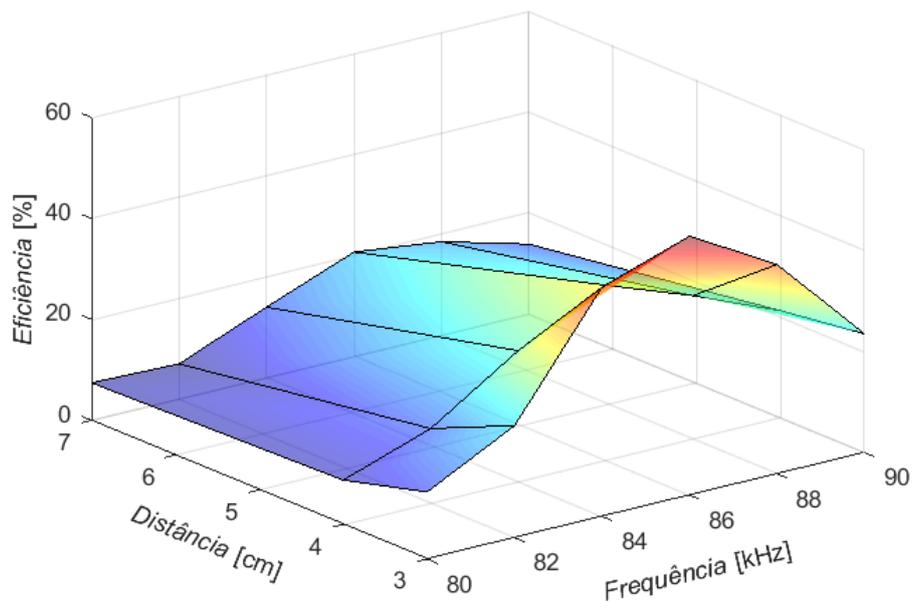
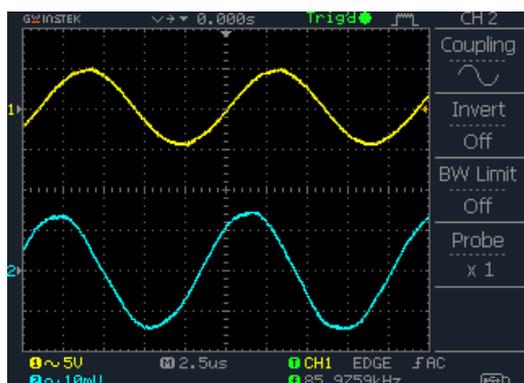


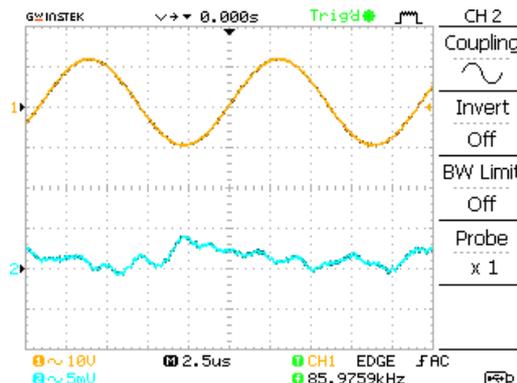
Figura 6.10: Relação da eficiência em função da frequência e distância para o conjunto BSC2 + BN.

### 6.2.2 Alinhamento Horizontal

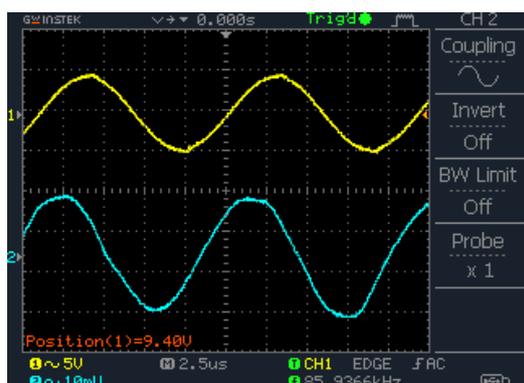
Em relação ao ensaio em que se atesta o comportamento do sistema WPT através de um alinhamento horizontal entre bobinas, os resultados da tensão e corrente à entrada e à saída para uma distância de 3 cm encontram-se presentes na Figura 6.11. Os restantes resultados encontram-se no Anexo III.



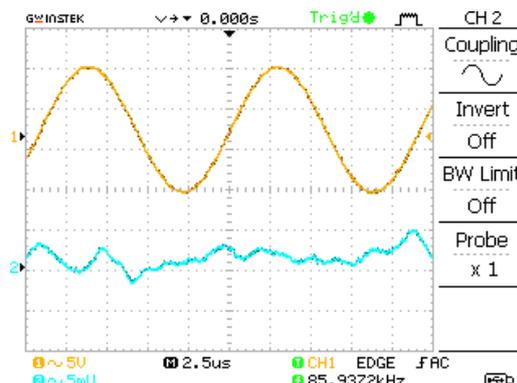
a Circuito de Emissão, Alinhamento Horiz. = 0 cm



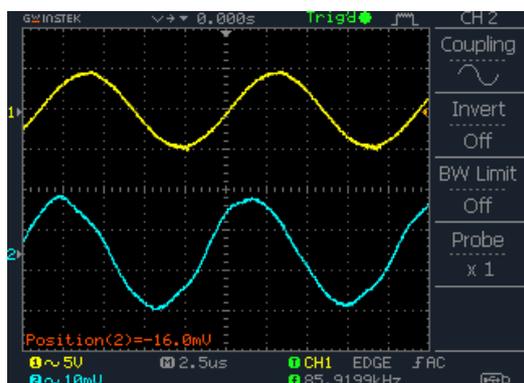
b Circuito de Recepção, Alinhamento Horiz. = 0 cm



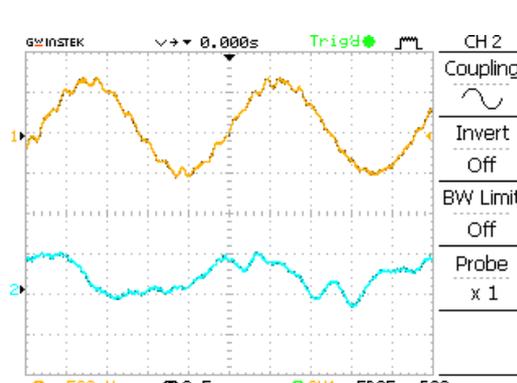
c Circuito de Emissão, Alinhamento Horiz. = 6 cm



d Circuito de Recepção, Alinhamento Horiz. = 6 cm



e Circuito de Emissão, Alinhamento Horiz. = 14 cm



f Circuito de Recepção, Alinhamento Horiz. = 14 cm

Figura 6.11: Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para valores de alinhamento horizontal de 0,6 e 14 cm e frequência = 86 kHz.

A Figura 6.12 permite constatar a influência que um alinhamento perfeito entre as bobinas de emissão e recepção tem na eficiência de um sistema WPT. Verifica-se que para um alinhamento de apenas 5 cm, a eficiência do sistema em análise diminui em cerca de 50%.

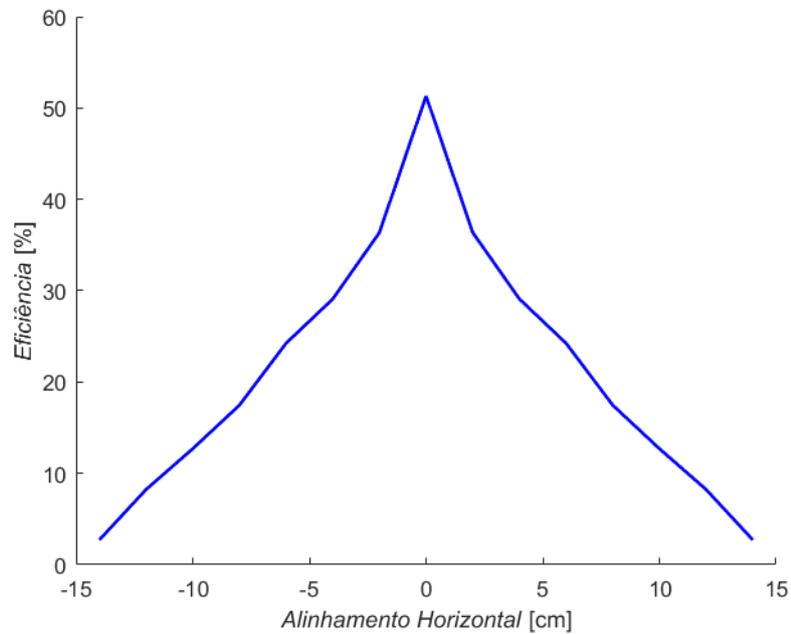


Figura 6.12: Eficiência do conjunto BSC2 + BN para um alinhamento horizontal.

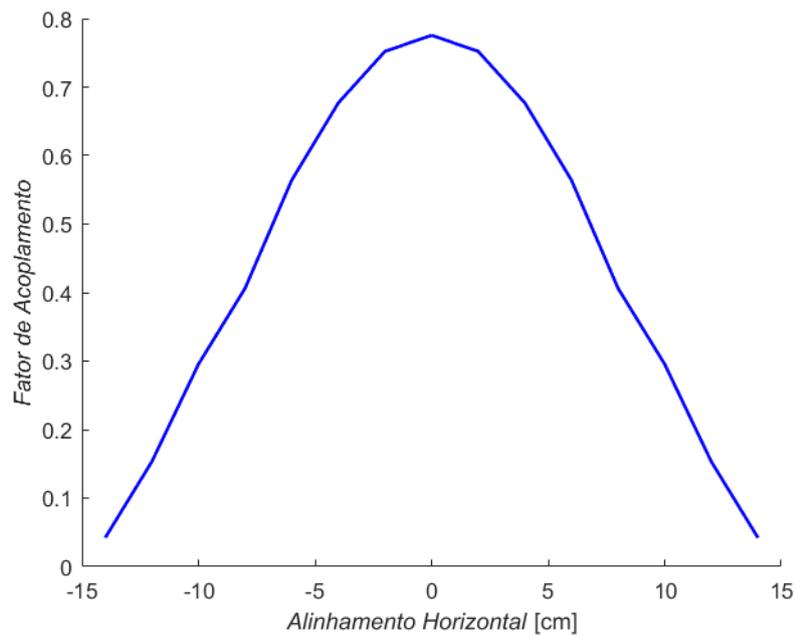


Figura 6.13: Fator de acoplamento do conjunto BSC2 + BN tendo em conta um alinhamento horizontal.

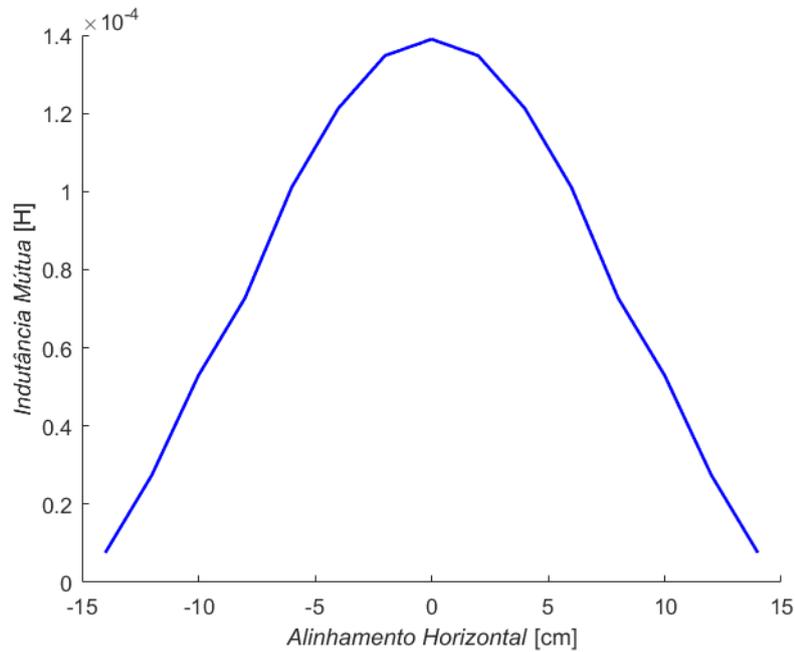


Figura 6.14: Indutância mútua do conjunto BSC2 + BN tendo em conta um alinhamento horizontal.

A Tabela 6.3 permite resumir a eficiência do sistema WPT obtida para uma variação vertical entre bobinas.

Tabela 6.3: Eficiência do sistema WPT obtida para a variação da distância vertical entre bobinas.

Distância Vertical [cm]	Eficiência [%]
3	50
4	25
7	20

Por fim a eficiência do sistema WPT do conjunto BSC2+BN para um alinhamento horizontal entre bobinas encontra-se resumida na Tabela 6.4.

Tabela 6.4: Eficiência do sistema WPT obtida para um alinhamento horizontal entre bobinas para uma distância vertical de 3 cm.

Distância Horizontal [cm]	Eficiência [%]
0	50
5	23
10	11



## CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

Neste capítulo apresentam-se as conclusões retiradas da dissertação realizada bem como propostas de trabalhos futuros a desenvolver tendo por base este mesmo trabalho.

Ao longo desta dissertação foram apresentados pormenorizadamente os passos a tomar no dimensionamento de um sistema de transferência de energia sem contacto de modo a alimentar o *MagLev-Cobra*, à escala, recorrendo a uma bobina supercondutora no circuito de emissão.

Numa primeira fase, realizou-se um estudo de caso relativo ao *MagLev-Cobra*, analisando-se as necessidades energéticas imputadas pelo mesmo, tendo-se obtido um consumo energético de 2,46 kWh para um ciclo de 10 minutos, ou 14,6 kWh. Este valor é justificado devido à presença de um ar condicionado no comboio de levitação magnética visto que sem o mesmo, o consumo energético do sistema situa-se nos 0,140 kWh em cada ciclo.

Com a análise energética do *MagLev-Cobra*, dimensionou-se um sistema de transferência de energia sem contacto tendo em conta as necessidades energéticas do mesmo, obtendo-se um valor de cerca de 20 kW.

De seguida caracterizou-se individualmente e de modo detalhado todos os componentes inerentes ao sistema WPT para uma vasta gama de frequências, mais concretamente para o intervalo [10;90] kHz. Posteriormente apresentou-se a caracterização dos circuitos de emissão e receção com os condensadores de modo a que se obtivesse um circuito ressonante.

De modo a tornar o sistema WPT robusto a possíveis variações de carga, foi projetado um sistema de controlo que mantivesse a frequência de ressonância do circuito de receção igual ao de emissão de modo a otimizar a eficiência do sistema. Como tal foram apresentados dois algoritmos. O primeiro referente à frequência, ou seja, a função do sistema de controlo passa por manter a frequência do circuito de receção igual ao de emissão. Já

o segundo algoritmo procura o ponto máximo de corrente de modo a que se obtenha a melhor eficiência do circuito.

Em relação aos resultados obtidos, as simulações realizadas em *Simulink* demonstraram que, tendo em conta componentes ideais, o sistema WPT apresenta uma eficiência na ordem dos 73% para uma carga a 100%.

Já para os resultados obtidos laboratorialmente realizaram-se dois ensaios:

1. Variação da **Distância Vertical** entre bobinas;
2. **Alinhamento Horizontal** entre bobinas;

Constatou-se para os ensaios realizados que a frequência de ressonância do sistema WPT se encontra por volta dos 86 kHz. Os resultados relativos ao primeiro ensaio ditaram que o sistema WPT apresenta uma eficiência de cerca de 50% para uma distância de 3 cm tendo em conta a potência fornecida pelo gerador de sinais, cerca de 1 W.

Em relação ao segundo ensaio constata-se a importância de um alinhamento horizontal perfeito entre bobinas. Por exemplo, para um desalinhamento de 5 cm verifica-se um decréscimo da eficiência na ordem dos 50%.

Tendo como base os resultados obtidos ao longo da dissertação, são notórias algumas formas de prosseguir e melhorar o sistema de transferência de energia sem contacto desenvolvido.

A presença de uma fonte com capacidade de fornecer valores razoáveis de tensão e corrente é de certo a próxima etapa a tomar de modo a analisar o comportamento do sistema WPT implementado com uma potência considerável. Ainda tendo em conta a presença da fonte, a mesma tornará possível a incorporação do sistema de controlo de modo a manter o sistema WPT em ressonância, bem como verificar a real influência que os RNS possuem no ajuste da frequência.

Tendo em conta os resultados da eficiência para um alinhamento horizontal, um trabalho que também poderia ser realizado era o desenvolvimento de um sistema, recorrendo a sensores, que mantivesse as bobinas o mais alinhadas possível de modo a melhorar a eficiência do sistema WPT.

Outro trabalho futuro passaria por efetuar testes de eficiência na transmissão de energia sem contacto recorrendo exclusivamente a bobinas supercondutoras nos circuito de emissão e receção tendo como base uma eficiência de cerca de 40%, obtida para uma distância de 3 cm, num primeiro ensaio realizado.

Por fim, mas não menos importante, é a implementação do sistema WPT, tendo como base o trabalho desenvolvido na presente dissertação, no *MagLev-Cobra*, presente na UFRJ.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] A. Alphones e P. Jayathurathnage. “Review on wireless power transfer technology”. Em: *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC* (2017), pp. 326–329. DOI: [10.1109/APMC.2017.8251445](https://doi.org/10.1109/APMC.2017.8251445).
- [2] M. L. Heilig. “United States Patent Office”. Pat. 2. 1994. DOI: [10.1145/178951.178972](https://doi.org/10.1145/178951.178972).
- [3] H. J. Visser. “A Brief History of Radiative Wireless Power Transfer”. Em: *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)* (2017), pp. 327–330.
- [4] L. Sun, D. Ma e H. Tang. “A review of recent trends in wireless power transfer technology and its applications in electric vehicle wireless charging”. Em: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 91 (2018), pp. 490–503. ISSN: 18790690. DOI: [10.1016/j.rser.2018.04.016](https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.04.016). URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.04.016>.
- [5] Y. D. Chung, C. Y. Lee, H. Kang e Y. G. Park. “Design Considerations of Superconducting Wireless Power Transfer for Electric Vehicle at Different Inserted Resonators”. Em: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 26.4 (2016), pp. 1–5. ISSN: 10518223. DOI: [10.1109/TASC.2016.2532904](https://doi.org/10.1109/TASC.2016.2532904).
- [6] T. Mohamadi. “Modeling and designing wireless energy transfer circuit in high voltage based on magnetic coupling”. Em: *Proceedings of the 2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics, ICEEI 2011* (2011), pp. 1–4. DOI: [10.1109/ICEEI.2011.6021530](https://doi.org/10.1109/ICEEI.2011.6021530).
- [7] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong e C. T. Rim. “Advances in wireless power transfer systems for roadway-powered electric vehicles”. Em: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 3.1 (2015), pp. 18–36. ISSN: 21686785. DOI: [10.1109/JESTPE.2014.2343674](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2343674).
- [8] G. Zhang, H. Yu, L. Jing, J. Li, Q. Liu e X. Feng. “Wireless power transfer using high temperature superconducting pancake coils”. Em: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 24.3 (2014), pp. 1–5. ISSN: 10518223. DOI: [10.1109/TASC.2013.2284192](https://doi.org/10.1109/TASC.2013.2284192).
- [9] A. and Kumar R, G. H. R, B. Gowda R e Y. B. “WiTricity:Wireless Power Transfer By Non-radiative Method”. Em: *International Journal of Engineering Trends and Technology* 11.6 (2014), pp. 290–295. DOI: [10.14445/22315381/ijett-v11p255](https://doi.org/10.14445/22315381/ijett-v11p255).

- [10] T. S. C. Rao. “Categories, Standards and Recent Trends in Wireless Power Transfer: A Survey”. Em: *Indian Journal of Science and Technology* 9.May (2016). DOI: [10.17485/ijst/2016/v9i20/91041](https://doi.org/10.17485/ijst/2016/v9i20/91041).
- [11] D. Niculae, M. Iordache, S. Deleanu, M. Stanculescu e M. L. Bobaru. “A Review of Electric Vehicles Charging Technologies Stationary and Dynamic”. Em: *THE 11th INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING* (2019), pp. 9–12.
- [12] Z. Bi, T. Kan, C. C. Mi, Y. Zhang, Z. Zhao e G. A. Keoleian. “A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility”. Em: *Applied Energy* 179 (2016), pp. 413–425. ISSN: 03062619. DOI: [10.1016/j.apenergy.2016.07.003](https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.07.003). URL: <http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.07.003>.
- [13] K. A. Kalwar, M. Aamir e S. Mekhilef. “Inductively coupled power transfer ( ICPT ) for electric vehicle charging – A review”. Em: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 47 (2015), pp. 462–475. ISSN: 1364-0321. DOI: [10.1016/j.rser.2015.03.040](https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.03.040). URL: <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2015.03.040>.
- [14] R. Mateus. “Medição dos Esforços Eletromecânicos Desenvolvidos em Dispositivos de Potência que Utilizam Materiais Supercondutores”. Tese de mestrado. FCT-UNL, 2016, p. 106.
- [15] J. M. Murta Pina. “Desenho e Modelização de Sistemas de Energia Empregando Materiais Supercondutores de Alta Temperatura”. Tese de doutoramento. FCT-UNL, 2010, p. 380. URL: <http://hdl.handle.net/10362/5059>.
- [16] A. M. B. de Jesus. “Estudo do Comportamento Elétrico de Junções em Fitas Supercondutoras”. Tese de mestrado. FCT-UNL, 2016, p. 86. URL: <http://hdl.handle.net/10362/29602>.
- [17] R. Inoue, K. Igarashi, Y. Nagasaki, D. Miyagi, M. Tsuda e H. Matsuki. “Electric Power Transmission Characteristics of a Wireless Power Transmission System Using High Temperature Superconducting Coils for Railway Vehicle”. Em: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 29.5 (2019), pp. 1–5. ISSN: 15582515. DOI: [10.1109/TASC.2019.2904649](https://doi.org/10.1109/TASC.2019.2904649).
- [18] J. Shin, B. Song, S. Lee, S. Shin, Y. Kim, G. Jung e S. Jeon. “Contactless power transfer systems for On-Line Electric Vehicle (OLEV)”. Em: *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference, IEVC 2012*. IEEE, 2012, pp. 1–4. ISBN: 9781467315623. DOI: [10.1109/IEVC.2012.6183255](https://doi.org/10.1109/IEVC.2012.6183255).
- [19] R. M. Stephan e A. O. Pereira. “The vital contribution of MagLev vehicles for the mobility in smart cities”. Em: *Electronics (Switzerland)* 9.6 (2020), pp. 1–12. ISSN: 20799292. DOI: [10.3390/electronics9060978](https://doi.org/10.3390/electronics9060978).

- 
- [20] V. R. D. Moura. “Análise Energética do módulo de transporte do MagLev-Cobra”. Tese de mestrado. Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2016, p. 104. DOI: [10.1590/s0102-33061996000200018](https://doi.org/10.1590/s0102-33061996000200018).
- [21] L. S. Mattos. “Estudo da Tração de um Veículo de Levitação Magnética Supercondutora: Contribuição à Certificação do MagLev-Cobra”. Tese de doutoramento. Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2015, p. 252. ISBN: 9788578110796. DOI: [10.1017/CB09781107415324.004](https://doi.org/10.1017/CB09781107415324.004). arXiv: [arXiv: 1011.1669v3](https://arxiv.org/abs/1011.1669v3).
- [22] C. D. Josué Borges. “Transmissor de Energia sem Fios Composto por Bobinas Supercondutoras de Alta Temperatura”. Tese de mestrado. FCT-UNL, 2019, p. 115.
- [23] S. Chatterjee, A. Iyer, C. Bharatiraja, I. Vaghasia e V. Rajesh. “Design Optimisation for an Efficient Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles”. Em: *Energy Procedia* 117 (2017), pp. 1015–1023. ISSN: 18766102. DOI: [10.1016/j.egypro.2017.05.223](https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.05.223). URL: <http://dx.doi.org/10.1016/j.egypro.2017.05.223>.
- [24] E. Waffenschmidt. “Wireless power for mobile devices”. Em: *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)* (2011). ISSN: 02750473. DOI: [10.1109/INTLEC.2011.6099840](https://doi.org/10.1109/INTLEC.2011.6099840).
- [25] I. S. Jeong, B. I. Jung e H. S. Choi. “Characteristic of wireless power transmission S-Parameter for a superconductor coil”. Em: *Progress in Superconductivity and Cryogenics (PSAC)* 17.1 (2015), pp. 36–39. ISSN: 22876251. DOI: [10.9714/psac.2015.17.1.036](https://doi.org/10.9714/psac.2015.17.1.036).
- [26] *Series Resonance in a Series RLC Resonant Circuit*. URL: <https://www.electronicstutorials.ws/accircuits/series-resonance.html> (acedido em 07/10/2020).
- [27] L. F. Romba, S. S. Valtchev, R. Melicio, M. V. Mudrov e A. M. Ziuzev. “Electric vehicle battery charger controlled by magnetic core reactor to Wireless Power Transfer system”. Em: *Conference Proceedings - 2017 17th IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 1st IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe, IEEEIC / I and CPS Europe 2017* (2017). DOI: [10.1109/IEEEIC.2017.7977782](https://doi.org/10.1109/IEEEIC.2017.7977782).
- [28] F. W. Grover. *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. ISA, 1973.



# ANEXO

## ANEXO 1

A caracterização relativa à segunda bobina supercondutora (BSC2) está ilustrada na Figura I.1.

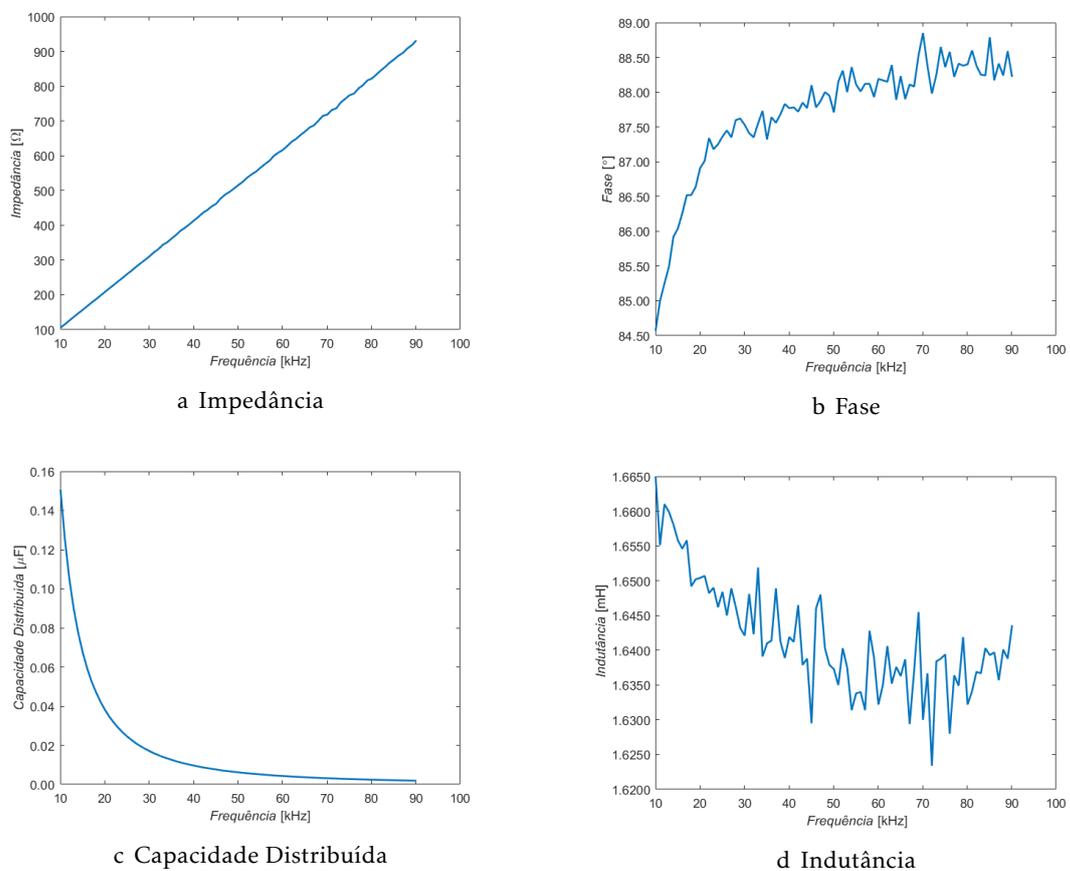


Figura I.1: Caracterização da segunda bobina supercondutora (BSC2).

A caracterização do segundo reator de núcleo saturável (RNS2) está presente na Figura I.2.

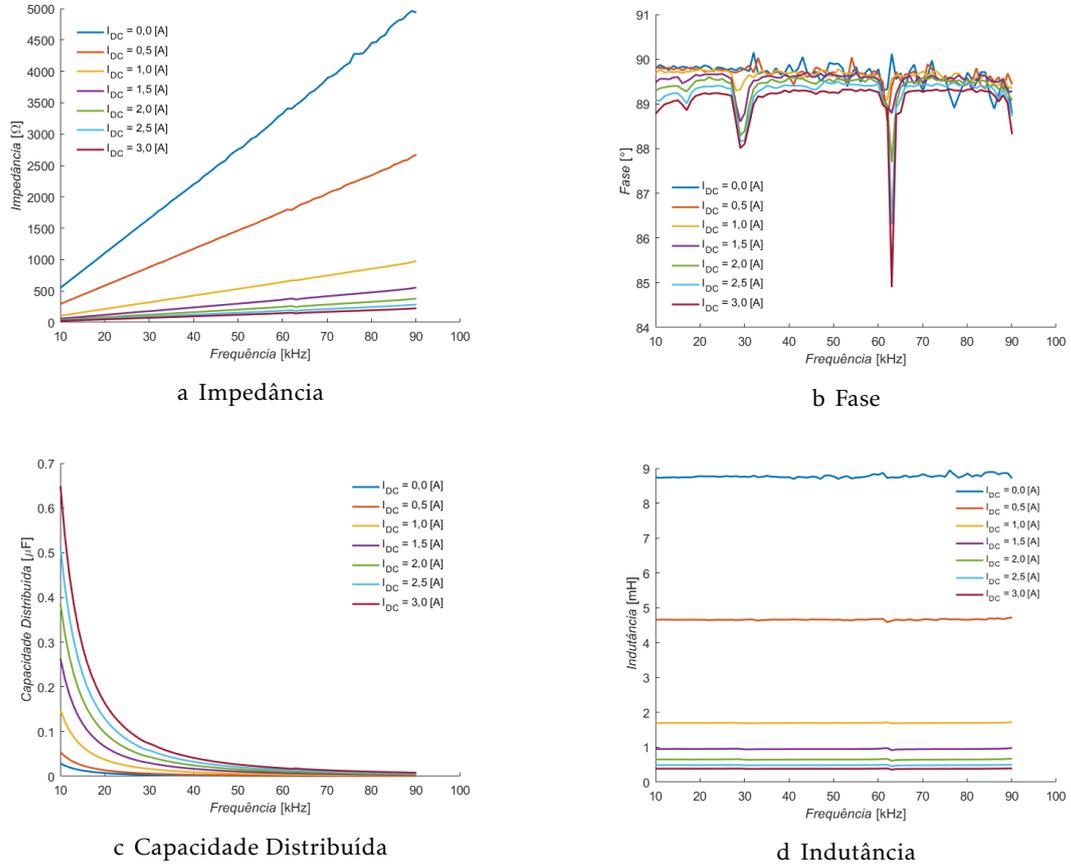
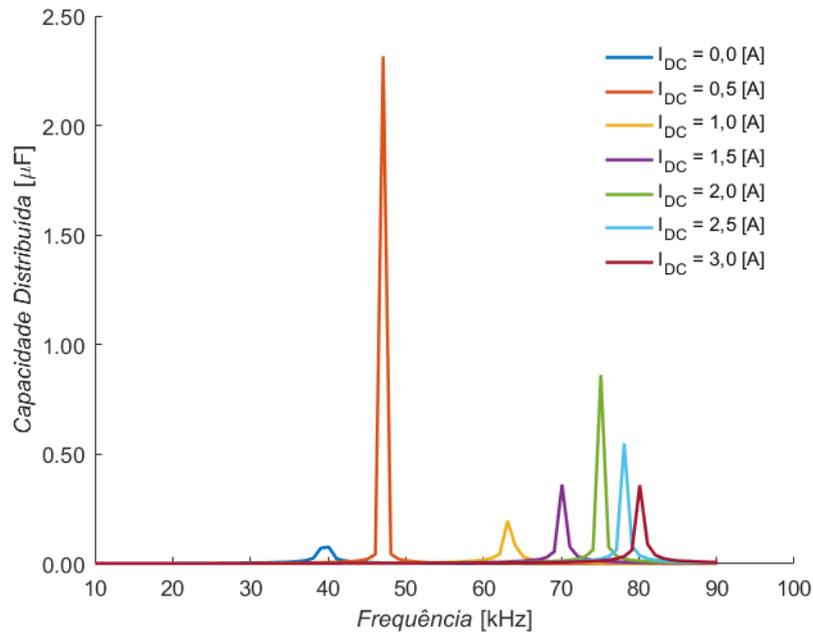
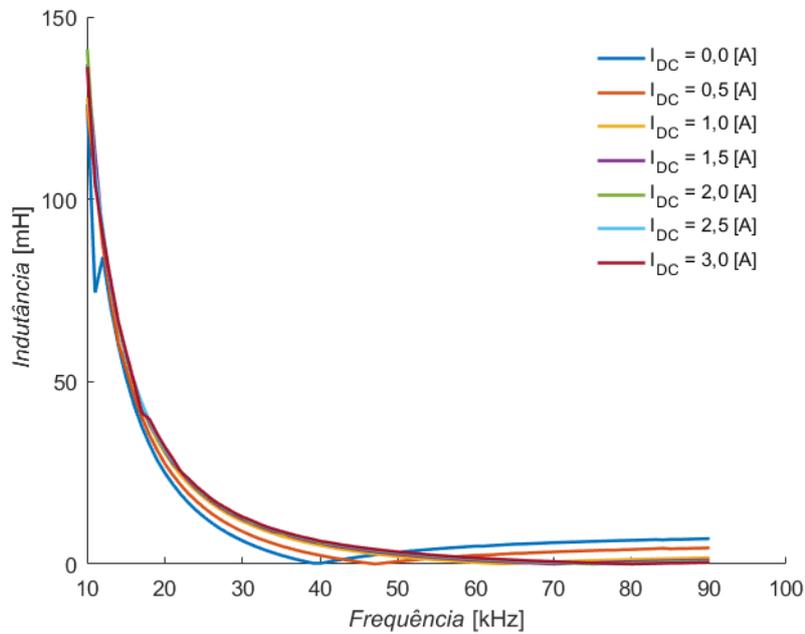


Figura I.2: Caracterização do RNS2 com a variação de  $I_{DC}$  de ajuste.

Na Figura I.3 estão representados o comportamento das curvas relativas à capacidade distribuída e indutância da configuração em série de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$ .



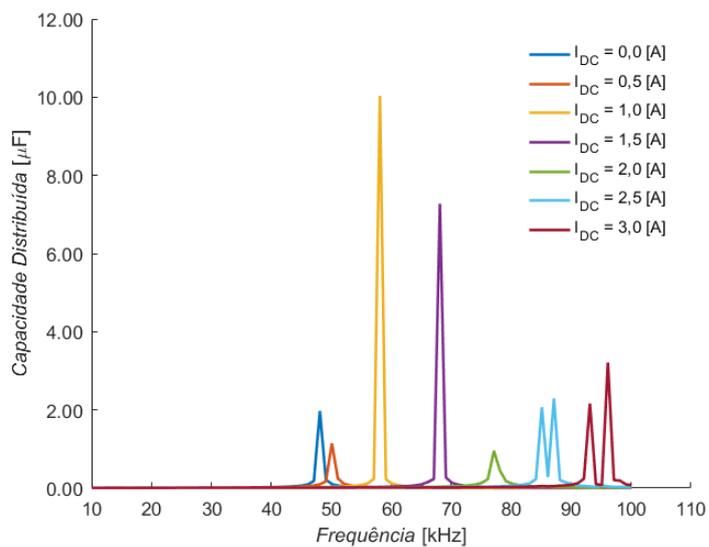
a Capacidade Distribuída



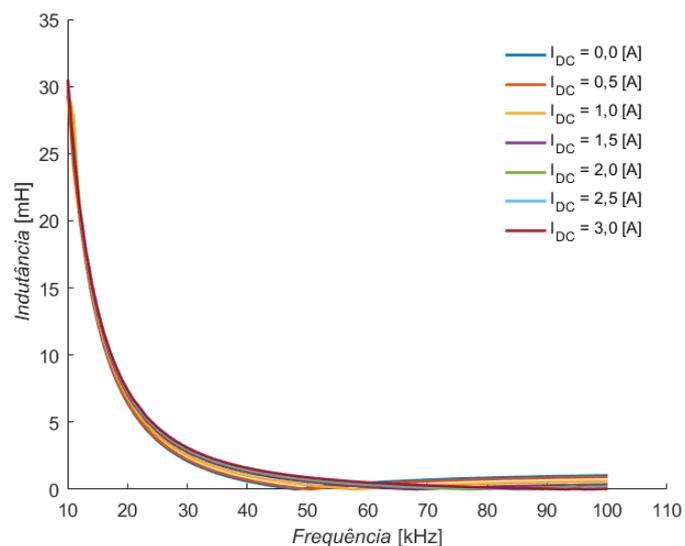
b Indutância

Figura I.3: Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$ .

Na Figura I.4 estão representados o comportamento das curvas relativas à capacidade distribuída e indutância da configuração em paralelo de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$ .



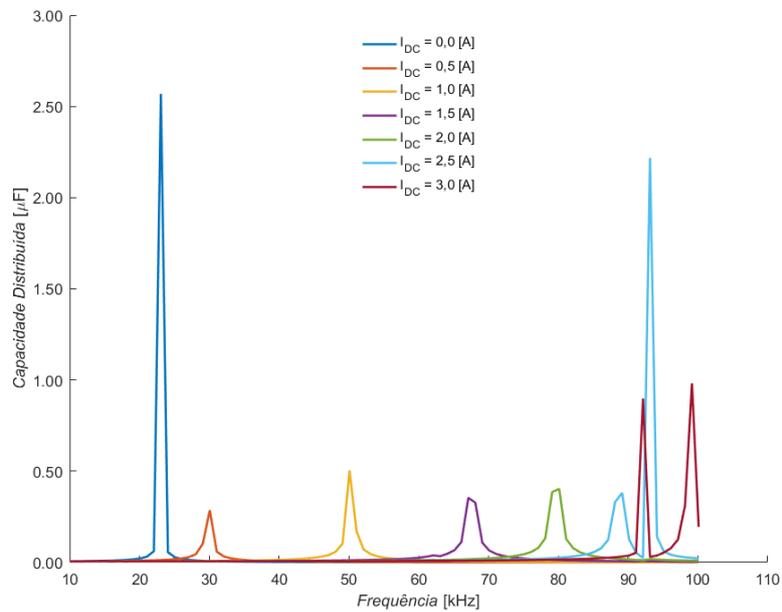
a Capacidade Distribuída



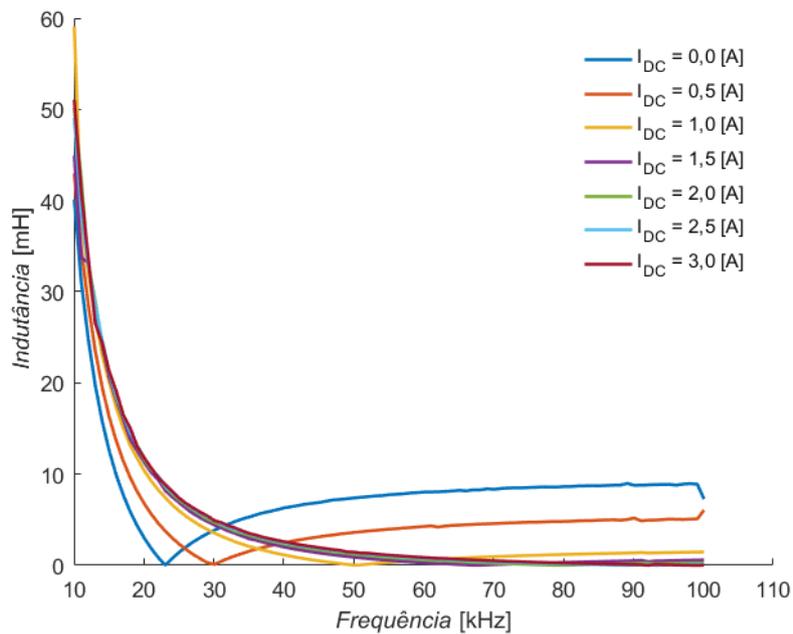
b Indutância

Figura I.4: Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em paralelo de BSC2 + RNS1 +  $C_{adicional}$ .

Na Figura I.5 estão representados o comportamento das curvas relativas à capacidade distribuída e indutância da configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adicional}$ .



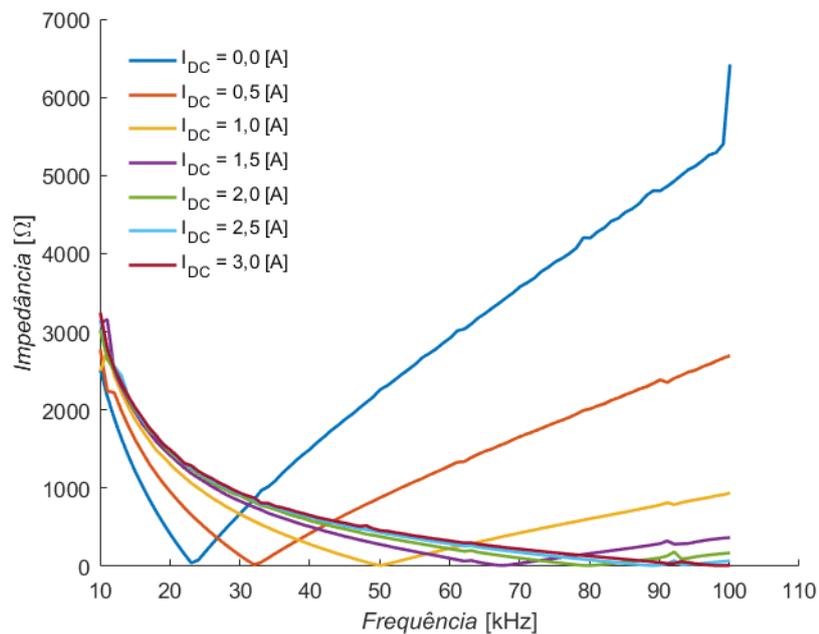
a Capacidade Distribuída



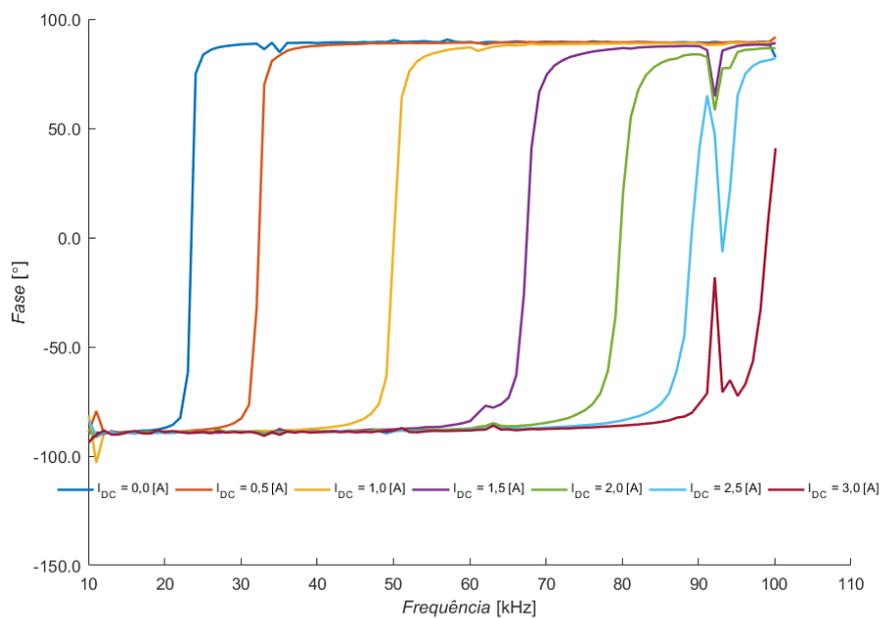
b Indutância

Figura I.5: Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adicional}$ .

A caracterização do circuito recetor BN + RNS2 +  $C_{adicional}$  + Carga a 0 % estão presentes nas Figuras I.6 e I.7.



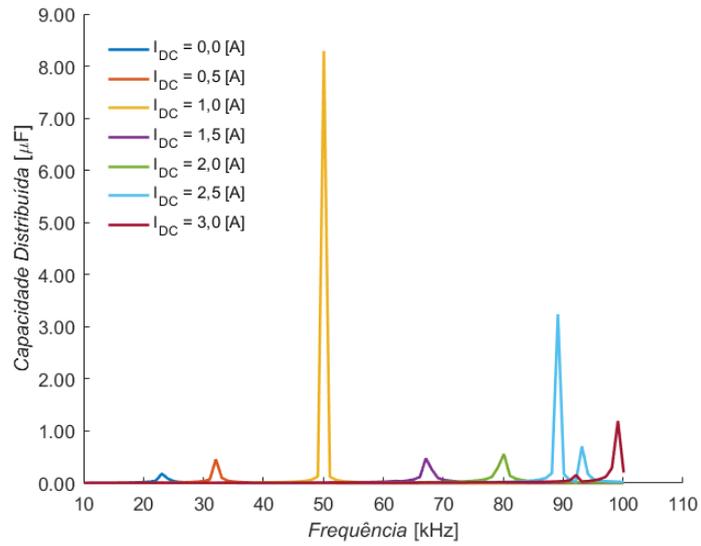
a Impedância



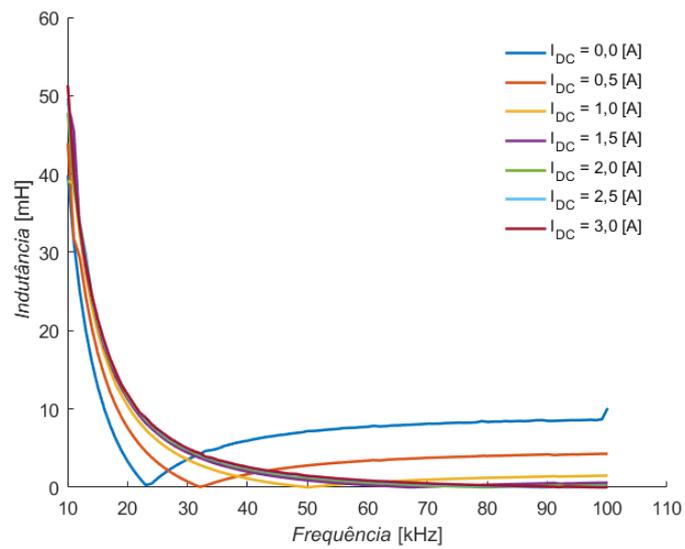
b Fase

Figura I.6: Impedância e fase obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adicional}$  + carga a 0%.

A capacidade distribuída e indutância relativas ao conjunto BN + RNS2 +  $C_{adicional}$  + carga a 50 % estão ilustradas na Figura I.8.



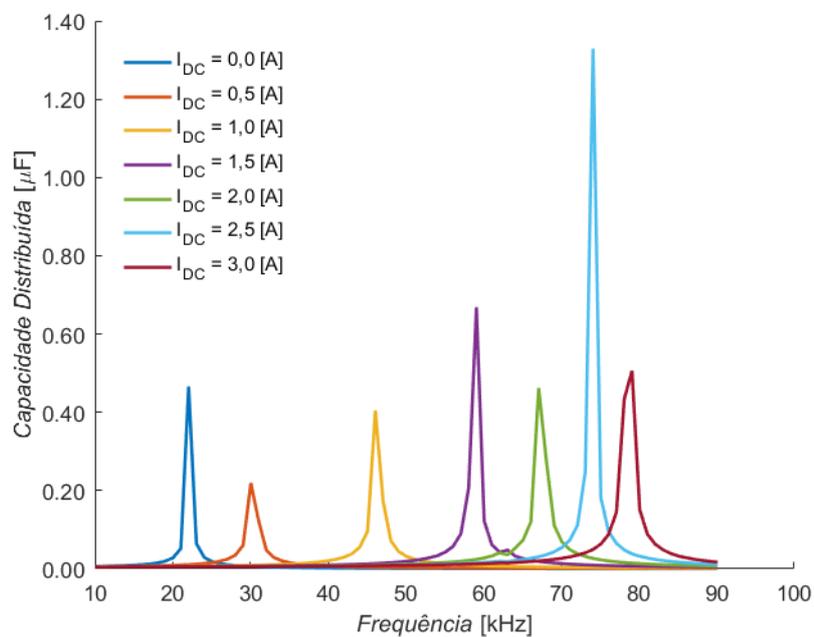
a Capacidade Distribuída



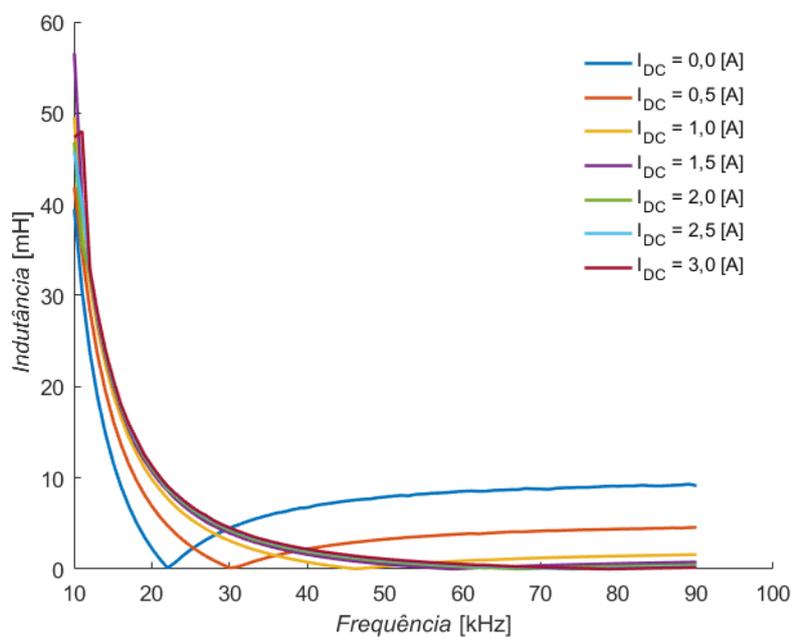
b Indutância

Figura I.7: Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adicional}$  + carga a 0%.

A caracterização do circuito recetor BN + RNS2 +  $C_{adicional}$  + carga a 100 % estão presentes nas Figuras I.9 e I.10.

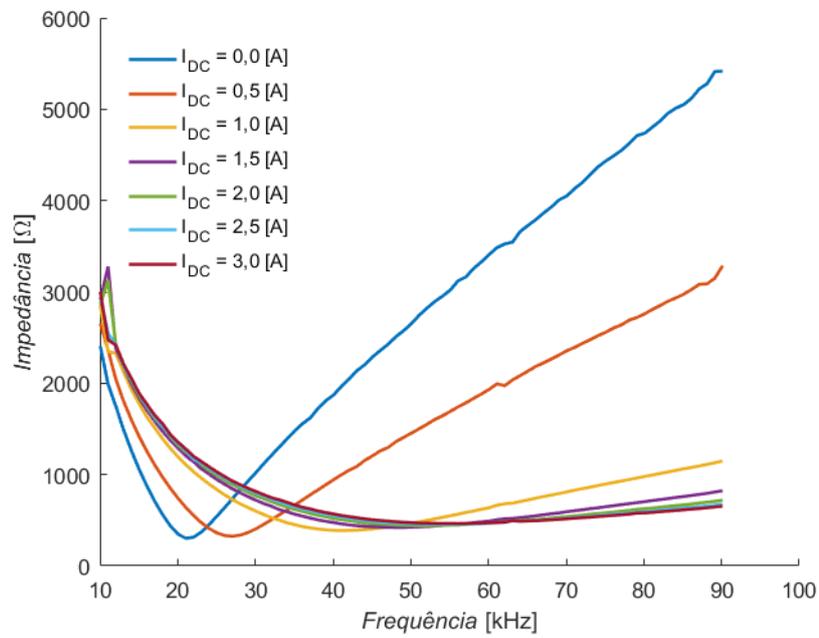


a Capacidade Distribuída

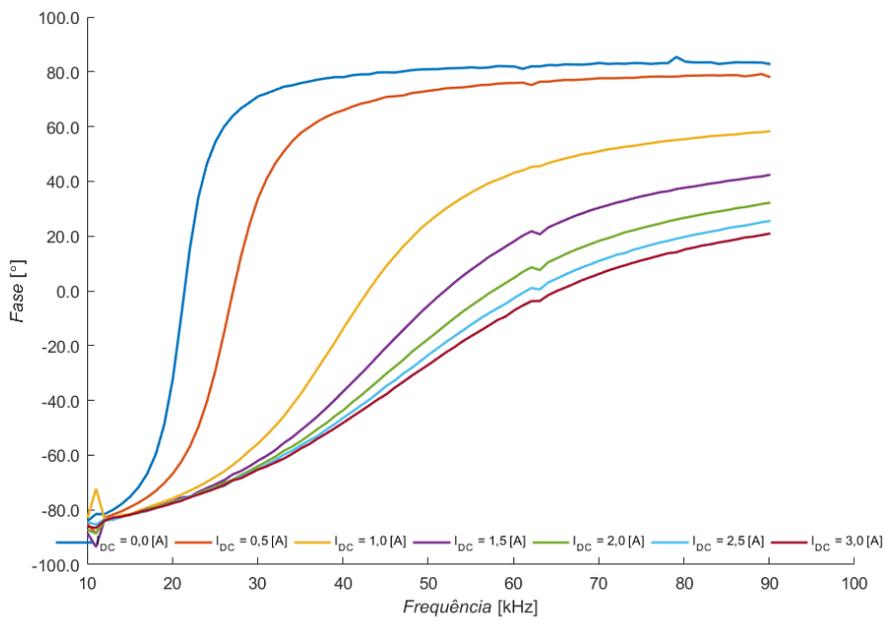


b Indutância

Figura I.8: Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{\text{adicional}}$  + carga a 50%.

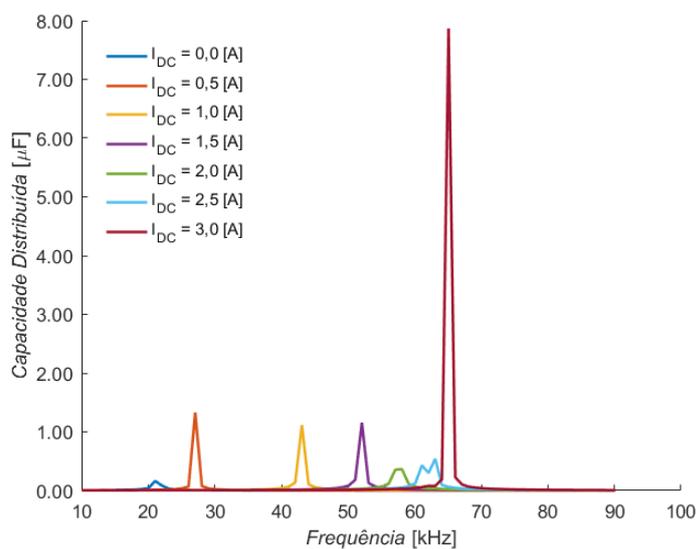


a Impedância

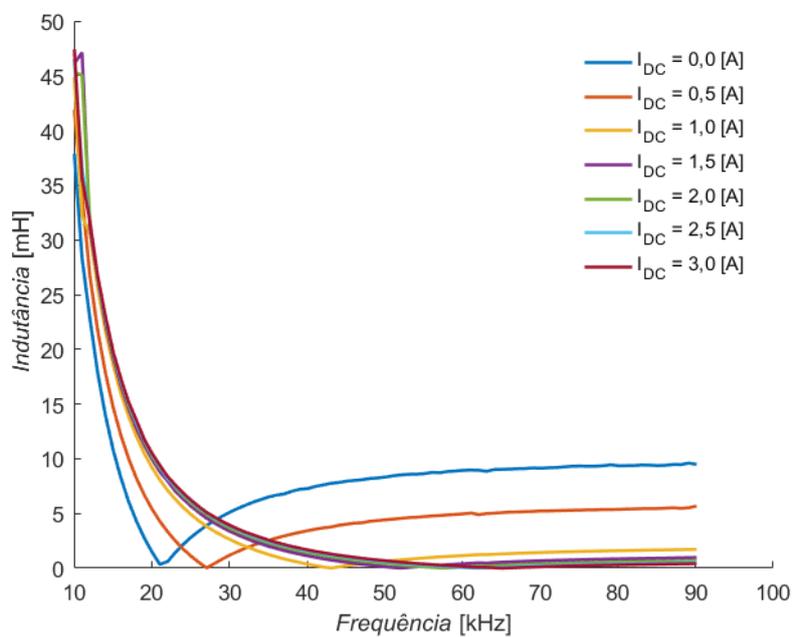


b Fase

Figura I.9: Impedância e fase obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adicional}$  + carga a 100%.



a Capacidade Distribuída



b Indutância

Figura I.10: Capacidade distribuída e indutância obtidas para a configuração em série de BN + RNS2 +  $C_{adicional}$  + carga a 100%.

A N E X O



## ANEXO 2

Os códigos implementados no Arduino Mega encontram-se presentes nas seguintes Figuras:

```
// Obtenção do Ponto Máximo de Corrente
//declaração de variáveis
int analogPin = A0; // canal analógico de entrada
int digitalPin = 11; // canal digital PWM saída (controlo da corrente)
int val, val_max;
int i, index, duty;
int imax = 0;

int read_val(){
    val = analogRead(analogPin);
    return val;
}
void write_val(int v) {
    if (v > 0 && v < 256) {
        analogWrite(digitalPin, v);
    }
    else {
        analogWrite(digitalPin, 0);
    }
}
int get_max_i(){
    for(index = 1; index < 256;index++){
        write_val(index);
        delay(200);
        val = read_val();
        if(val_max < val){
            val_max = val;
            duty = index;
        }
    }
    Serial.print("Valor máximo obtido: ");
    Serial.println(val_max);
    return duty;
}
void setup() {
    // put your setup code here, to run once:
    Serial.begin(9600);
    pinMode(analogPin, INPUT);
    pinMode(digitalPin, OUTPUT);
}
void loop() {
    // put your main code here, to run repeatedly:
    duty = get_max_i();
    write_val(duty);
    Serial.print("Duty:");
    Serial.println(duty);
    delay(5000);
}
```

---

Figura II.1: Código implementado no arduino para obter o ponto de corrente máximo.

---

```

// Controlo da Frequência
//declaração de variáveis
int analogPin = A0; // canal analógico de entrada
int digitalPin = 11; // canal digital PWM saída (controlo da corrente)

int ton, toff, duty, v;
float t, freq, freq_ref;

int get_freq() {

    ton = pulseIn(analogPin, HIGH);
    toff = pulseIn(analogPin, LOW);
    t = ton + toff;
    freq = 1000000.0 / t;
    duty = (ton / t) * 100;

    return freq;
}

int get_duty() {

    ton = pulseIn(analogPin, HIGH);
    toff = pulseIn(analogPin, LOW);
    t = ton + toff;
    freq = 1000000.0 / t;
    duty = (ton / t) * 100;

    return duty;
}

void write_val(int v) {
    if (v > 0 && v < 256) {
        analogWrite(digitalPin, v);
    }
    else {
        analogWrite(digitalPin, 0);
    }
}

void increase_freq(int v) {
    write_val(v - 12); //12-variação de 5% do duty
}

void decrease_freq(int v) {
    write_val(v + 12); //12-variação de 5% do duty
}

```

Figura II.2: Código implementado no arduino para manter a frequência do circuito de receção igual ao de emissão (parte 1).

```
void setup() {
  // put your setup code here, to run once:
  Serial.begin(9600);
  pinMode(analogPin, INPUT);
  pinMode(digitalPin, OUTPUT);
}

void loop() {
  // put your main code here, to run repeatedly:
  freq_ref = 86000;
  freq = get_freq();
  Serial.print("Frequência de referencial: ");
  Serial.println(freq_ref);
  Serial.print("Frequência atual1: ");
  Serial.println(freq);

  duty = get_duty();
  Serial.print("Duty cycle atual1: ");
  Serial.println(duty);

  delay(1000);

  while((freq < (freq_ref - 2000)) || (freq > (freq_ref + 2000))) {

    freq = get_freq();
    Serial.print("Frequência atual2: ");
    Serial.println(freq);
    Serial.println(freq_ref);
    duty = get_duty();
    Serial.print("Duty cycle atual2: ");
    Serial.println(duty);

    if (freq < freq_ref) {
      Serial.println("Subir frequência / Corrente IDC");
      increase_freq(duty);
      delay(1000);
    }
    else if(freq > freq_ref) {
      Serial.println("Descer frequência / Corrente IDC");
      decrease_freq(duty);
      delay(1000);
    }
  }
  Serial.println("Frequência dentro do intervalo definido.");
  delay(2000);
}
```

---

Figura II.3: Código implementado no arduino para manter a frequência do circuito de recepção igual ao de emissão (parte 2).

### ANEXO 3

Os resultados das simulações do circuito WPT para valores de carga de 0% e 100% estão presentes nas Figuras III.1, III.2.

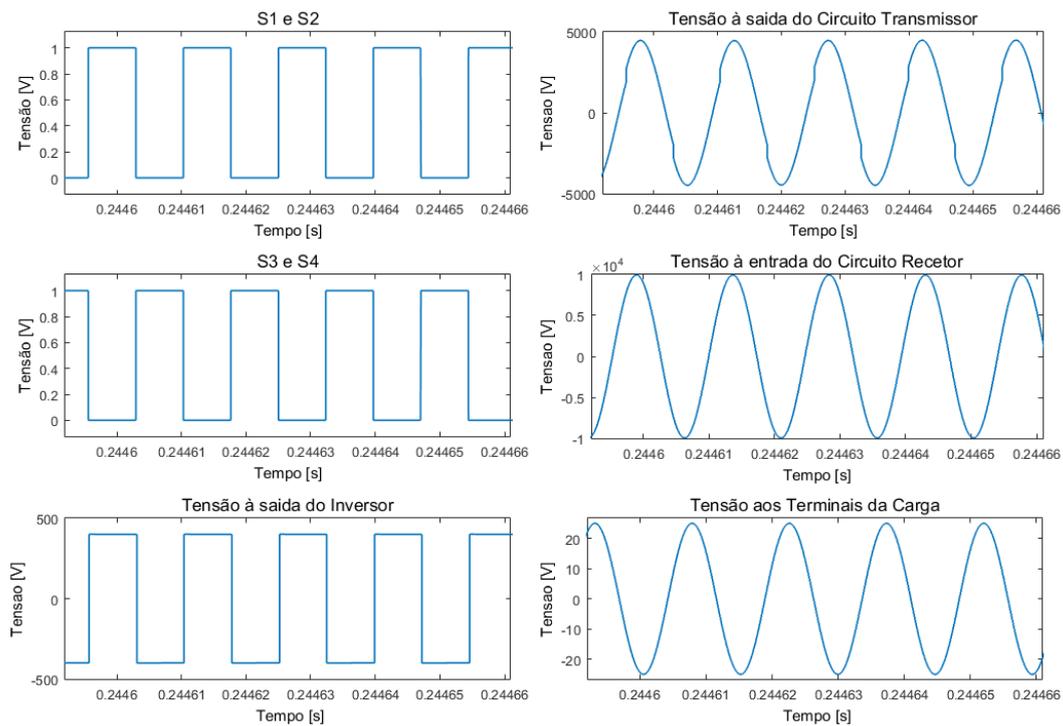


Figura III.1: Resultados da simulação para carga a 50%.

Os resultados da tensão e corrente referentes ao ensaio da variação vertical entre bobinas estão compreendidos nas Figuras III.3,III.4,III.5,III.6,III.7

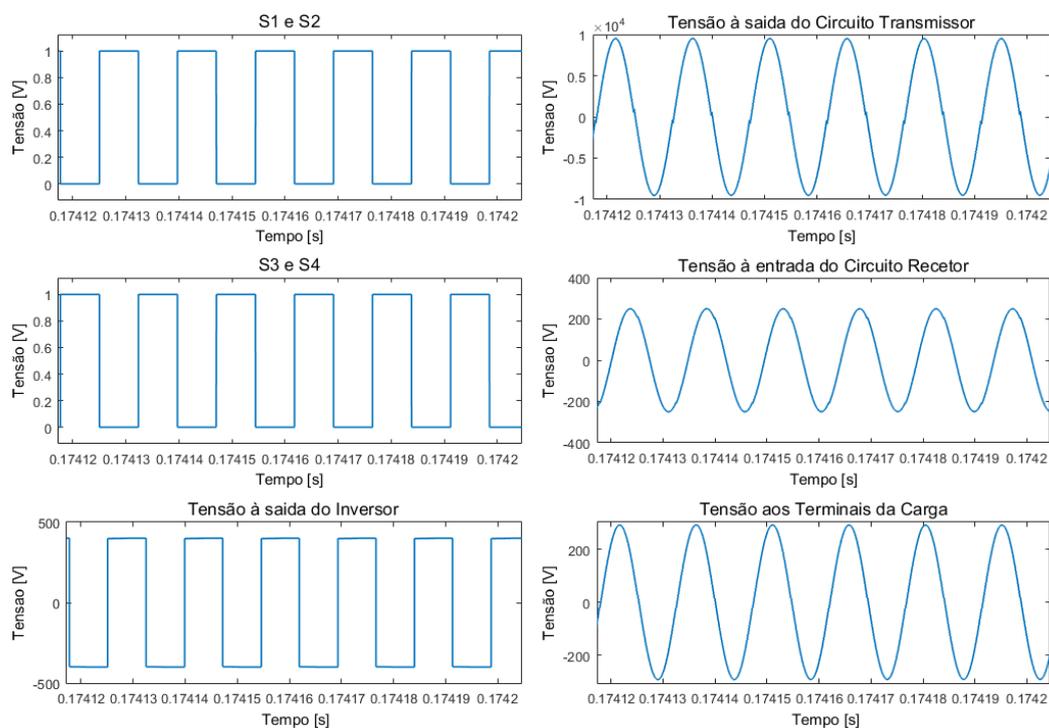
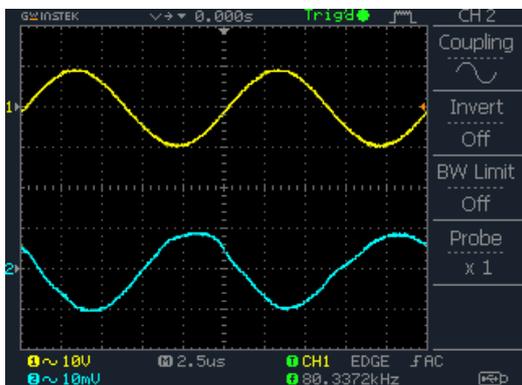
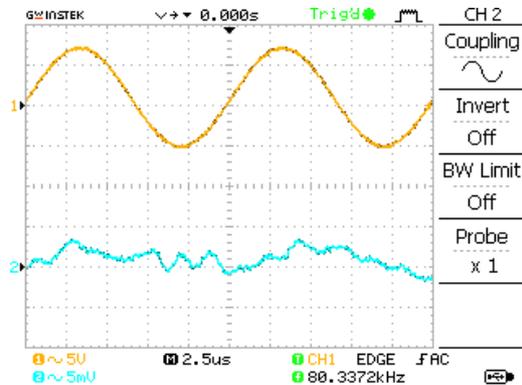


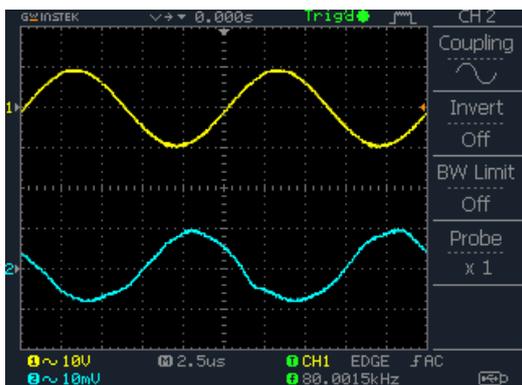
Figura III.2: Resultados da simulação para carga a 100%.



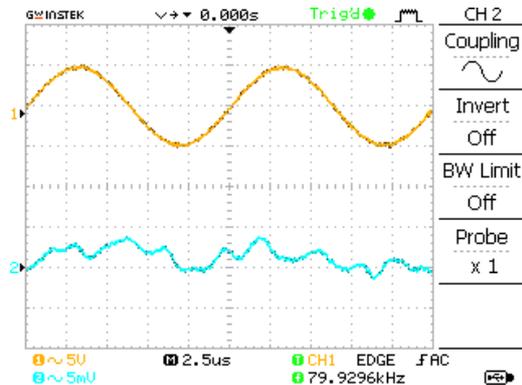
a Circuito de Emissão, D = 3 cm



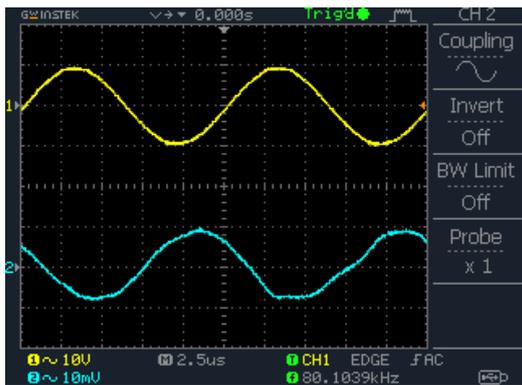
b Circuito de Recepção, D = 3 cm



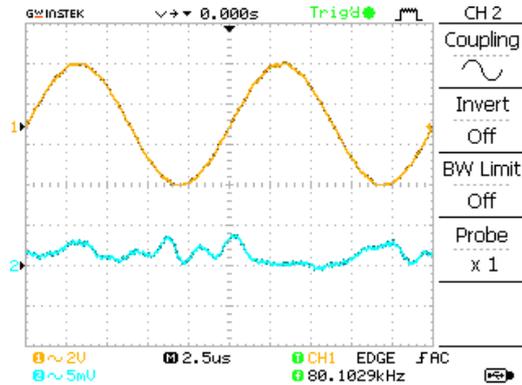
c Circuito de Emissão, D = 4 cm



d Circuito de Recepção, D = 4 cm

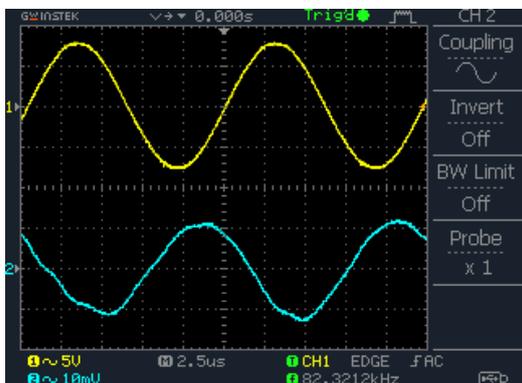


e Circuito de Emissão, D = 7 cm

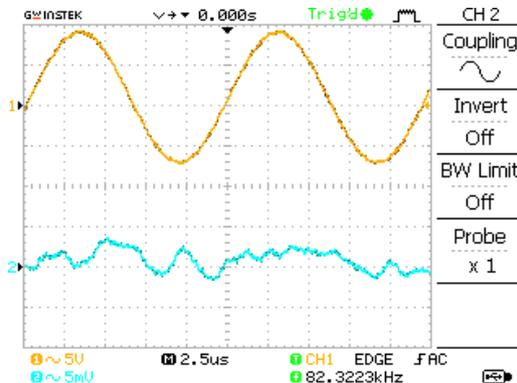


f Circuito de Recepção, D = 7 cm

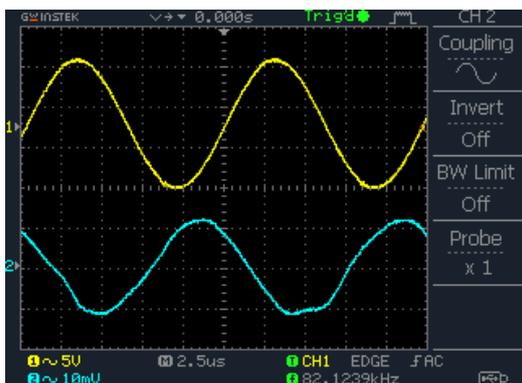
Figura III.3: Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 80 kHz.



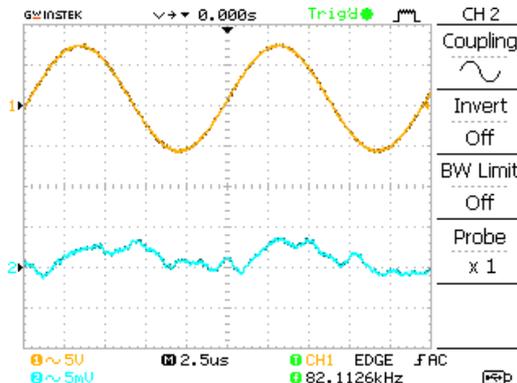
a Circuito de Emissão, D = 3 cm



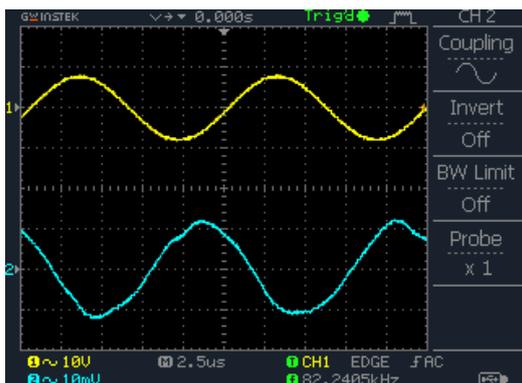
b Circuito de Recepção, D = 3 cm



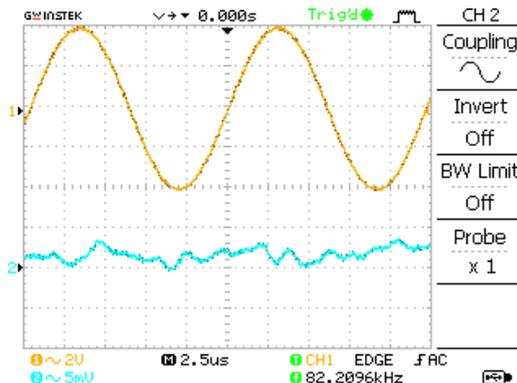
c Circuito de Emissão, D = 4 cm



d Circuito de Recepção, D = 4 cm

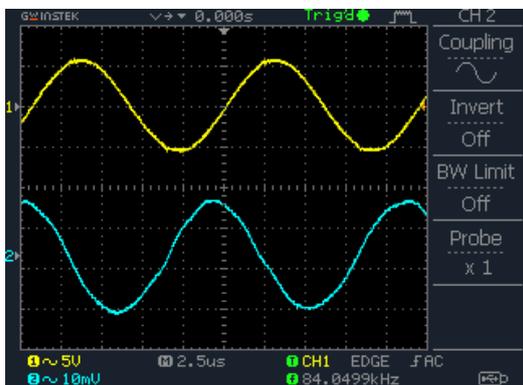


e Circuito de Emissão, D = 7 cm

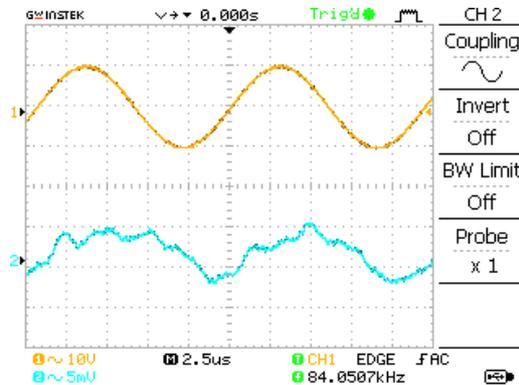


f Circuito de Recepção, D = 7 cm

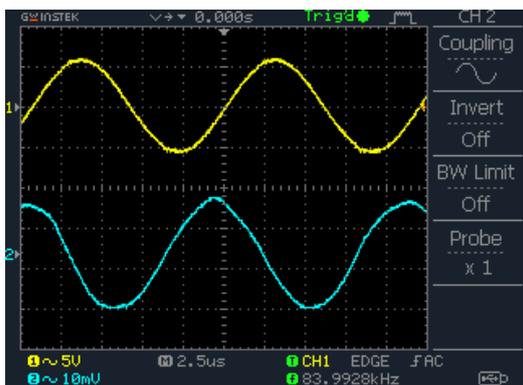
Figura III.4: Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 82 kHz.



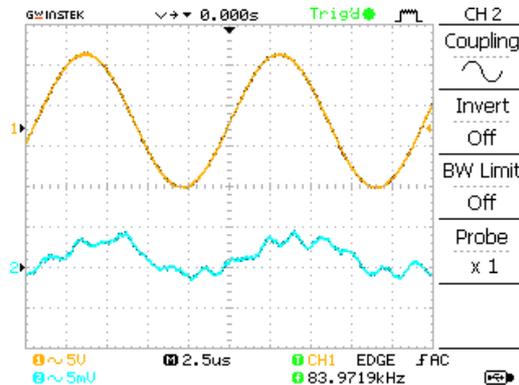
a Circuito de Emissão, D = 3 cm



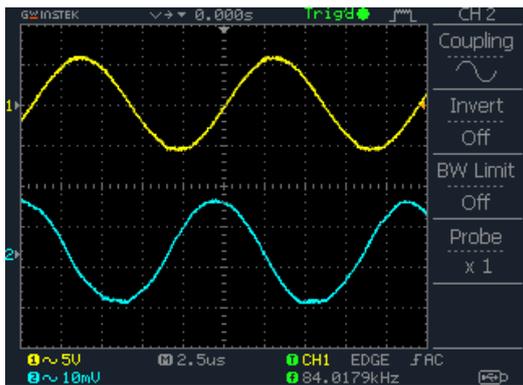
b Circuito de Recepção, D = 3 cm



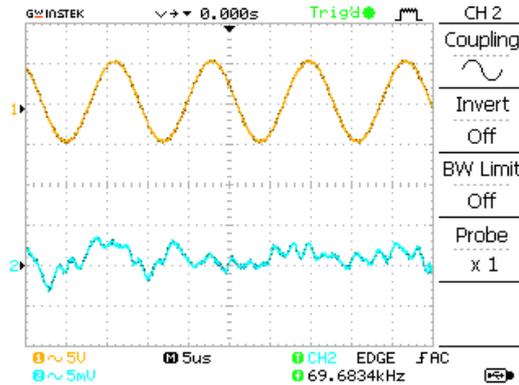
c Circuito de Emissão, D = 4 cm



d Circuito de Recepção, D = 4 cm



e Circuito de Emissão, D = 7 cm

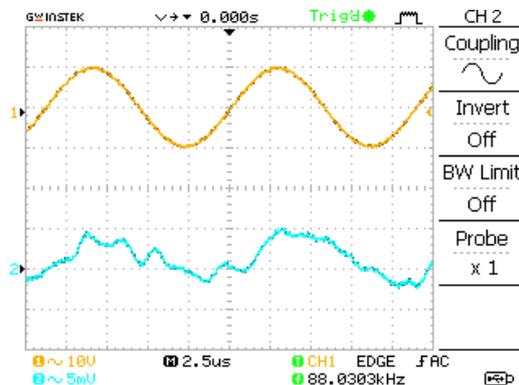


f Circuito de Recepção, D = 7 cm

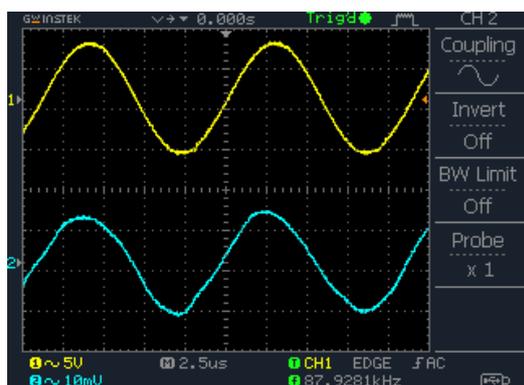
Figura III.5: Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 84 kHz.



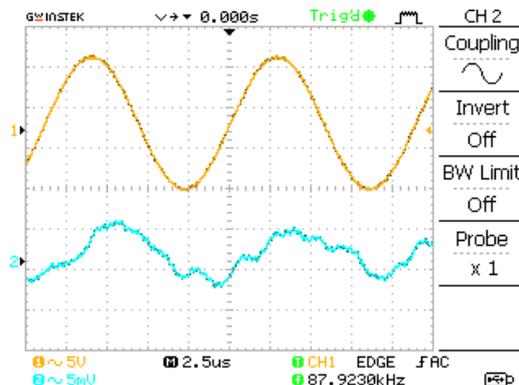
a Circuito de Emissão, D = 3 cm



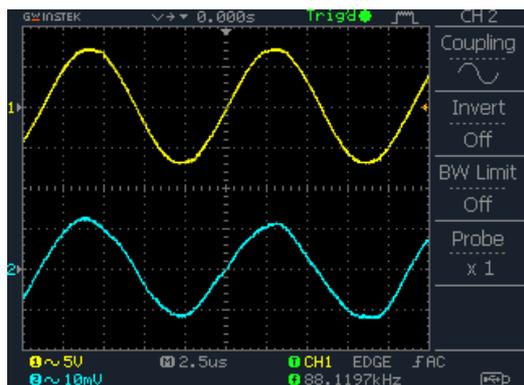
b Circuito de Recepção, D = 3 cm



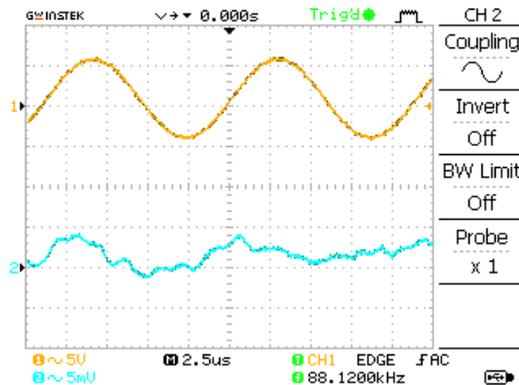
c Circuito de Emissão, D = 4 cm



d Circuito de Recepção, D = 4 cm

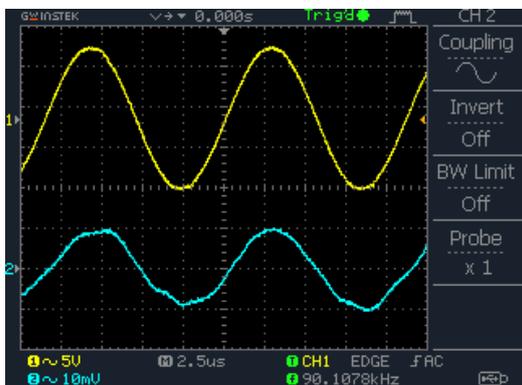


e Circuito de Emissão, D = 7 cm

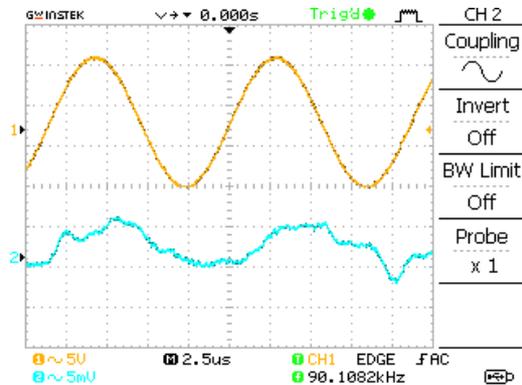


f Circuito de Recepção, D = 7 cm

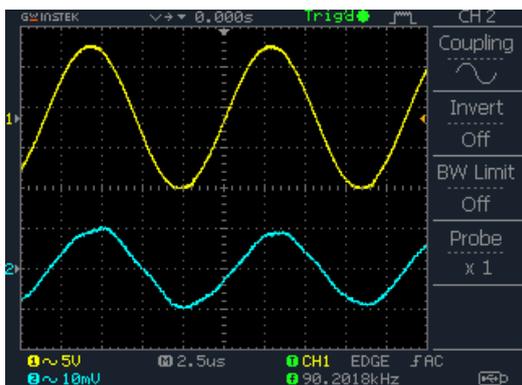
Figura III.6: Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 88 kHz.



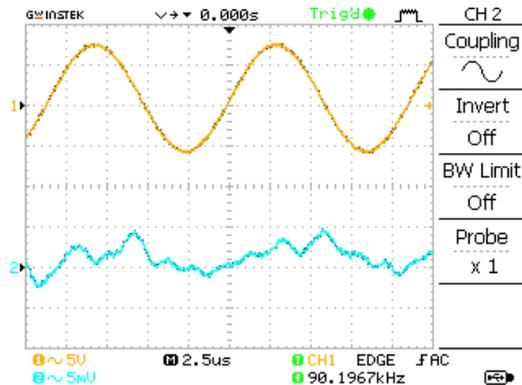
a Circuito de Emissão, D = 3 cm



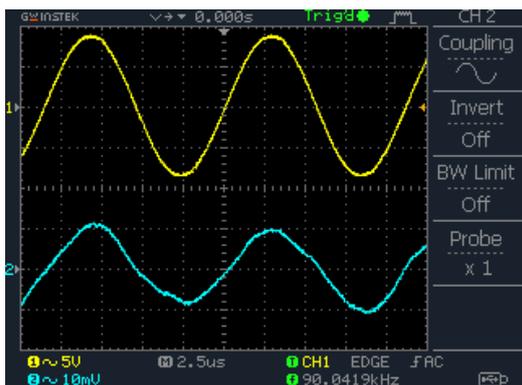
b Circuito de Recepção, D = 3 cm



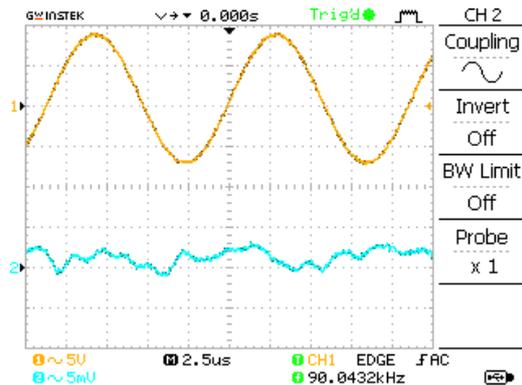
c Circuito de Emissão, D = 4 cm



d Circuito de Recepção, D = 4 cm

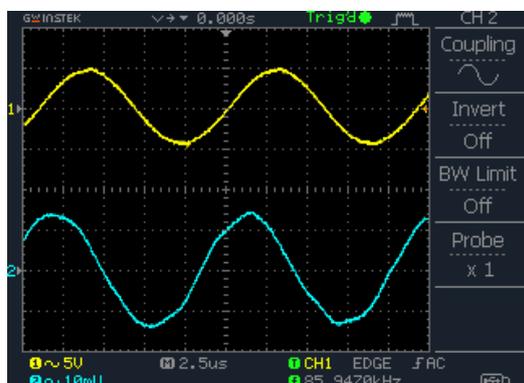


e Circuito de Emissão, D = 7 cm

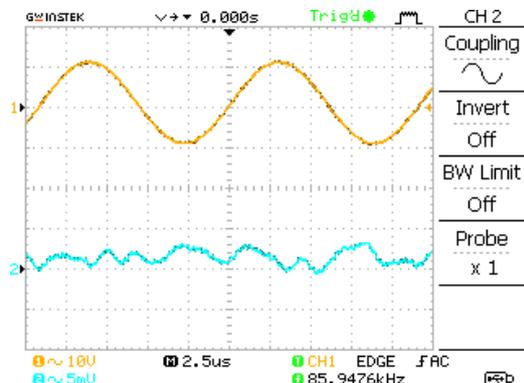


f Circuito de Recepção, D = 7 cm

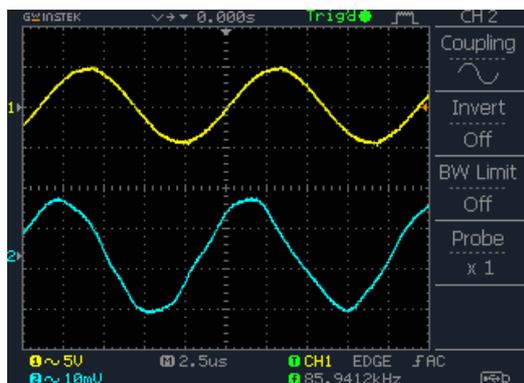
Figura III.7: resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para as distâncias 3,4 e 7 cm e frequência = 90 kHz.



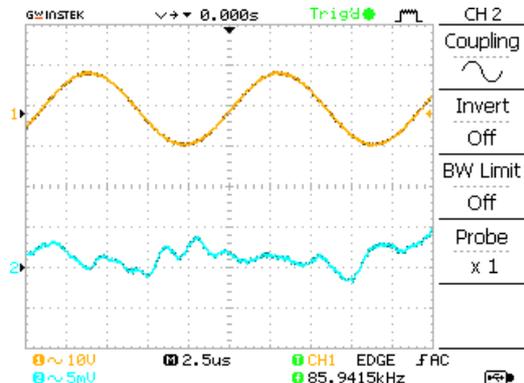
a Circuito de Emissão, Alinhamento Horiz. = 2 cm



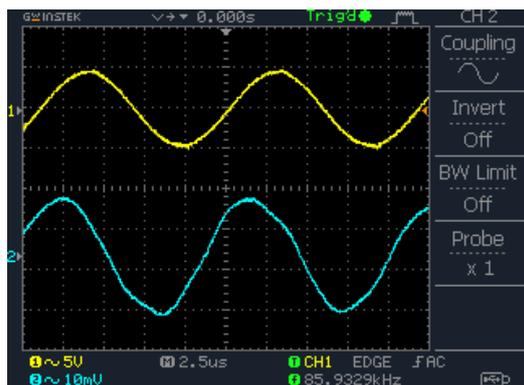
b Circuito de Recepção, Alinhamento Horiz. = 2 cm



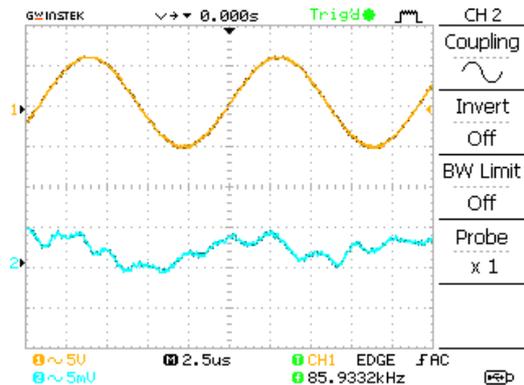
c Circuito de Emissão, Alinhamento Horiz. = 4 cm



d Circuito de Recepção, Alinhamento Horiz. = 4 cm

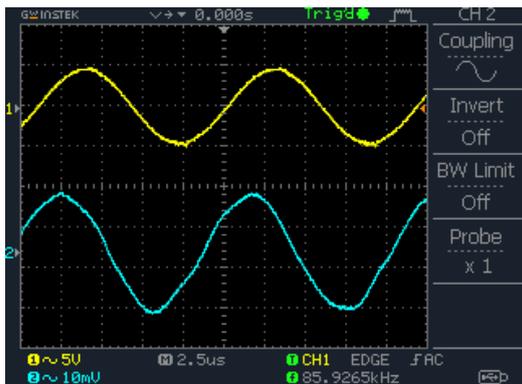


e Circuito de Emissão, Alinhamento Horiz. = 8 cm

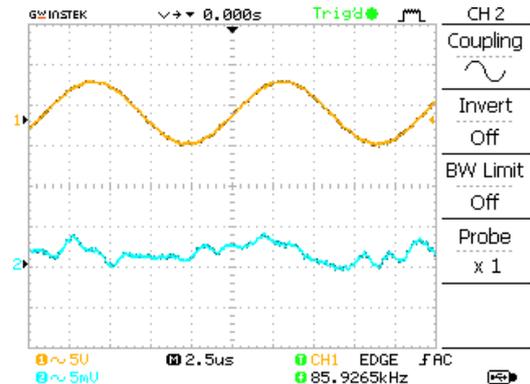


f Circuito de Recepção, Alinhamento Horiz. = 8 cm

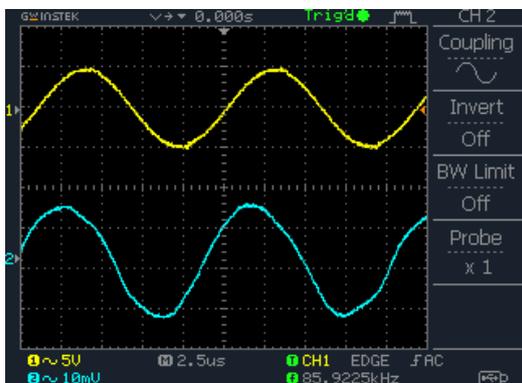
Figura III.8: Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para valores de alinhamento horizontal de 2,4 e 8 cm e frequência = 86 kHz.



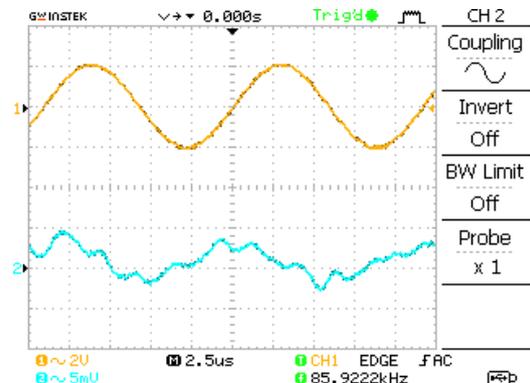
a Circuito de Emissão, Alinhamento Horiz. = 10 cm



b Circuito de Recepção, Alinhamento Horiz. = 10 cm



c Circuito de Emissão, Alinhamento Horiz. = 12 cm



d Circuito de Recepção, Alinhamento Horiz. = 12 cm

Figura III.9: Resultados da tensão (curvas a amarelo) e corrente (curvas a azul) obtidos no circuito de emissão e recepção para valores de alinhamento horizontal de 10 e 12 cm e frequência = 86 kHz.