



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Associação Ampla entre o CEFET-MG e UFSJ.

Maurício Duarte Almeida

**TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO COM  
MÚTIPLAS BOBINAS RESSONANTES APLICADA  
EM IMPLANTES BIOMÉDICOS**

Belo Horizonte

2024



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Associação Ampla entre o CEFET-MG e UFSJ.

Maurício Duarte Almeida

# **TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO COM MÚLTIPLAS BOBINAS RESSONANTES APLICADA EM IMPLANTES BIOMÉDICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Associação Ampla entre o CEFET-MG e UFSJ, como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Área de Concentração:** Sistemas Elétricos.

**Linha de Pesquisa:** Eletromagnetismo Aplicado.

**Orientadora:** Prof<sup>ª</sup>. Dr<sup>ª</sup>. Úrsula do Carmo Resende.

Belo Horizonte

2024

A447t Almeida, Maurício Duarte  
Transferência de energia sem fio com múltiplas bobinas ressonantes aplicada em implantes biomédicos / Maurício Duarte Almeida. – 2024.  
113 f.: il., gráfs, tabs., fotos.

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla entre a UFSJ e o CEFET-MG.

Orientadora: Úrsula do Carmo Resende.

Banca examinadora: Úrsula do Carmo Resende, Sandro Trindade Mordente Gonçalves, Icaro Veloso Soares e Ulysses Roberto Chaves Vitor.

Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

1. Bobinas – Teses. 2. Ressonância – Teses. 3. Circuitos elétricos – Teses. 4. Indutância mútua – Teses. 5. Estimação de parâmetros – Teses. I. Resende, Úrsula do Carmo. II. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. III. Universidade Federal de São João del-Rei. IV. Título.

CDD 621.316



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.  
Associação Ampla entre o CEFET-MG e UFSJ.

**Maurício Duarte Almeida**

**“Transferência de Energia sem Fio com Múltiplas Bobinas Ressonantes Aplicada em Implantes Biomédicos.”**

Dissertação nº323 apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Associação Ampla entre a Universidade Federal de São João Del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais em 05 de agosto de 2024 como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada pela Banca Examinadora constituída pelos professores:

---

Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Úrsula do Carmo Resende – CEFET-MG (Orientadora)  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

---

Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Gonçalves  
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

---

Dr. Icaro Veloso Soares  
Université de Rennes I

---

Prof. Dr. Ulysses Roberto Chaves Vitor  
Universidade Federal de Juiz de Fora

*A mente que se abre a uma nova ideia jamais voltará  
ao seu tamanho original.*

*Albert Einstein*

*Dedico este trabalho ao meu pai, minha mãe, meu irmão e meu companheiro.*

# AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente ao Criador por proporcionar sabedoria, inteligência e força para superar os desafios que vieram com esta pesquisa. Aos meu pai, minha mãe e meu irmão, respectivamente, Sales, Anita e Nicolás, por confiarem no meu trabalho e sempre me apoiar.

Agradeço ao meu companheiro, Alexander Cristian, pela paciência, compreensão e ajuda de diversas formas durante o tempo de dedicação a este trabalho, sendo parte de grande importância nesta conquista.

Um agradecimento especial à minha orientadora, Professora Úrsula do Carmo Resende, por sua paciência para ensinar, sua dedicação e conselhos que foram fundamentais e proporcionaram a realização deste trabalho.

Aos professores do corpo docente do Programa de Pós-Graduação, aos colaboradores técnicos de laboratório de eletromagnetismo, Adilton e Márcio; aos colaboradores administrativos e aos meus colegas, Adriana e Igor, pelas contribuições práticas no laboratório.

# RESUMO

Os tratamentos atuais para epilepsia incluem exames para diagnosticar as regiões de foco das crises convulsivas e, posteriormente, a aplicação de fármacos para neutralizar a atividade cerebral que provoca essas crises. Em alguns casos, o tratamento medicamentoso não é eficaz, sendo necessário recorrer a outras formas de tratamento. Estudos recentes propõem o uso de estimulação luminosa focada para controlar a atividade neural que causa as crises convulsivas, utilizando implantes biomédicos com circuitos eletrônicos e *leds* de tamanho reduzido.

A alimentação desses implantes pode ser realizada através de técnicas de transferência de energia sem fio. Neste trabalho, propõe-se um sistema de bobinas magneticamente acopladas operando em ressonância para a alimentação de implantes biomédicos usados em tratamentos com estimulação luminosa.

É apresentado uma revisão da literatura do modelo circuital da técnica de acoplamento magnético ressonante e as respectivas equações que determinam os parâmetros do modelo. A partir dessas equações, um estudo é realizado por meio de comparações de resultados obtidos com *softwares* comerciais para validação do modelo circuital, bem como a compreensão do sistema frente a mudanças de posição espacial das bobinas.

Após a validação, o sistema proposto é descrito. Ele é composto por uma bobina transmissora moldável à geometria da cabeça humana e adaptável a acessórios vestíveis. As características geométricas da bobina transmissora e da bobina repetidora são determinadas por meio de uma nova otimização baseada em valor ótimo. Essa otimização permite caracterizar a bobina transmissora de forma a produzir uma indutância mútua aproximadamente uniforme sobre o crânio. Isso possibilita o uso de múltiplos implantes para tratamentos de epilepsia em diferentes regiões focais do cérebro, reduzindo a necessidade de projetos diferentes para cada implante.

Após a aplicação da otimização, um protótipo é construído, simulado usando diferentes softwares e medido em laboratório para validação da proposta. Verifica-se, por meio dos resultados, que os parâmetros de espalhamento implementados computacionalmente são próximos dos valores obtidos através das medições, considerando o meio material ar, o meio formado pela solução aquosa de cloreto de sódio e os pontos de desalinhamento analisados. A corrente, tensão e potência obtidas por simulação e medição na carga são suficientes para alimentação do  $\mu$ -*led* implantado.

Palavras-chave: bobinas, ressonante, parâmetros de circuitos, indutância mútua uniforme.

# ABSTRACT

Current treatments for epilepsy include tests to diagnose the focus regions of seizures and, subsequently, the application of drugs to neutralize the brain activity that causes these seizures. In some cases, drug treatment is not effective, and it is necessary to resort to other forms of treatment. Recent studies propose the use of focused light stimulation to control the neural activity that causes seizures, using biomedical implants with electronic circuits and *leds* of reduced size.

The feeding of these implants can be carried out through wireless energy transfer techniques. In this work, we propose a system of magnetically coupled coils operating in resonance for the feeding of biomedical implants used in light stimulation treatments.

A review of the literature is presented that contemplates the circuital model of the resonant magnetic coupling technique and the respective equations that determine the parameters of the model. From these equations, a study is carried out through comparisons of results obtained with commercial *software* for validation of the circuit model, as well as the understanding of the system in the face of changes in the spatial position of the coils.

After validation, the proposed system is described. It is composed of a transmitter coil moldable to the geometry of the human head and adaptable to wearable accessories. The geometric characteristics of the transmitter coil and the repeater coil are determined by means of a new optimization based on optimal value. This optimization allows the transmitter coil to be characterized in such a way as to produce an approximately uniform mutual inductance on the skull. This makes it possible to use multiple implants for epilepsy treatments in different focal regions of the brain, reducing the need for different designs for each implant.

After the optimization is applied, a prototype is built, simulated using different *software* and measured in the laboratory for validation of the proposal. It is verified, through the results, that the spreading parameters implemented computationally are close to the values obtained through the measurements, considering the air material medium, the medium formed by the aqueous solution of sodium chloride and the misalignment points analyzed. The current, voltage and power obtained by simulation and measurement at load are sufficient to power the implanted  $\mu$ -*led*.

Keywords: coils, resonant, circuit parameters, uniform mutual inductance.

# LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Modelo de <i>WPT</i> com acoplamento capacitivo.....	22
Figura 2.2 - <i>WPT</i> com acoplamento magnético.....	24
Figura 2.3 - <i>WPT</i> com acoplamento magnético ressonante.....	24
Figura 2.4 - <i>WPT</i> com múltiplas bobinas ressonantes.....	25
Figura 2.5 - Regiões cerebrais de crises: (a) crise focal e (b) generalizada.....	29
Figura 3.1 - Sistema com bobinas (a) alinhadas e (b) desalinhada inclinada.....	37
Figura 3.2 - Modelo <i>SMR</i> com duas bobinas ressonantes.....	40
Figura 3.3 - Bobina transmissora para validação da modelagem matemática.....	49
Figura 3.4 - Bobina receptora para validação da modelagem matemática.....	49
Figura 3.5 - <i>SMR</i> com bobina receptora alinhada.....	49
Figura 3.6 - <i>SMR</i> com bobina desalinhada-inclinada.....	50
Figura 3.7 - Resistência total da bobina (a) transmissora e (b) receptora.....	51
Figura 3.8 - Indutância própria da bobina (a) transmissora e (b) receptora.....	52
Figura 3.9 - Parâmetro $S_{11}$ do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	54
Figura 3.10 - Impedância de entrada do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	55
Figura 3.11 - Reatância de entrada do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	55
Figura 3.12 - Resistência de entrada do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	56
Figura 3.13 - Influência da impedância refletida no sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	56
Figura 3.14 - Parâmetro $S_{21}$ do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	57
Figura 3.15 - Corrente na carga para o sistema alinhado e desalinhado.....	58
Figura 3.16 - Tensão induzida na bobina receptora para o sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	58
Figura 3.17 - Tensão na carga para o sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	59
Figura 3.18 - Potência na carga para o sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	59
Figura 3.19 - Eficiência do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.....	60
Figura 3.20 - Parâmetro $S_{11}$ em função da distância e frequência.....	61
Figura 3.21 - Parâmetro $S_{21}$ em função da distância e frequência.....	62
Figura 3.22 - Parâmetros $S_{11}$ e $S_{21}$ em função da distância na frequência de ressonância.....	62
Figura 3.23 - Parâmetros $S_{11}$ e $S_{21}$ em função da frequência para distância de 33 mm.....	63
Figura 3.24 - Eficiência em função da distância e frequência.....	63
Figura 3.25 - Parâmetro $S_{11}$ em função do desalinhamento lateral e frequência com $d = 33\text{ mm}$ .....	64
Figura 3.26 - Parâmetro $S_{11}$ em função do desalinhamento e frequência, $d = 5\text{ mm}$ .....	65
Figura 3.27 - Parâmetro $S_{21}$ em função do desalinhamento e frequência, $d = 33\text{ mm}$ .....	65
Figura 3.28 - Fluxos de sentidos opostos na bobina receptora desalinhada.....	66
Figura 3.29 - Indutância mútua em função do desalinhamento para distâncias $d = 5\text{ mm}$ , $d = 33\text{ mm}$ , $d = 66\text{ mm}$ e $d = 99\text{ mm}$ .....	66
Figura 3.30 - Parâmetro $S_{21}$ em função do desalinhamento e frequência, $d = 66\text{ mm}$ .....	67
Figura 3.31 - Parâmetro $S_{21}$ em função do desalinhamento e frequência, $d = 99\text{ mm}$ .....	67
Figura 3.32 - Eficiência em função do desalinhamento e frequência.....	68
Figura 3.33 - Parâmetro $S_{11}$ em função do ângulo e frequência.....	69
Figura 3.34 - Fluxos magnéticos de diferentes intensidades na bobina receptora inclinada.....	69

Figura 3.35 - Parâmetro $S_{21}$ em função do ângulo e frequência.....	70
Figura 3.36 - Eficiência em função do ângulo e frequência. ....	70
Figura 3.37 - Indutância mútua, parâmetros $S_{11}$ , $S_{21}$ e a eficiência em função do ângulo, na frequência de ressonância. ....	71
Figura 4.1 - <i>SMR</i> com múltiplas bobinas receptoras em formato de solenoide.....	74
Figura 4.2 - (a) ilustração de uma bobina circular implantável e (b) protótipo construído. ....	75
Figura 4.3 - Posições das bobinas transmissora, receptora e repetidora. ....	76
Figura 4.4 - (a) bobina receptora e (b) espiras da bobina receptora. ....	77
Figura 4.5 - Calibração do sensor de medida.....	82
Figura 4.6 - Processo de medida da solução aquosa de cloreto de sódio.....	82
Figura 4.7 - Solução de cloreto de sódio (água e sal) .....	82
Figura 4.8 - Protótipo construído. ....	83
Figura 4.9 - Modelo circuital do <i>SMR</i> proposto com três bobinas. ....	83
Figura 5.1 - Bobina transmissora do sistema proposto. ....	88
Figura 5.2 - Bobina repetidora do sistema proposto. ....	88
Figura 5.3 - Resistência da bobina transmissora.....	90
Figura 5.4 - Resistência da bobina receptora. ....	90
Figura 5.5 - Resistência da bobina repetidora.....	91
Figura 5.6 - Indutância própria da bobina transmissora. ....	92
Figura 5.7 - Indutância própria da bobina receptora. ....	92
Figura 5.8 - Indutância própria da bobina repetidora. ....	93
Figura 5.9 - Parâmetro $S_{11}$ do sistema proposto alinhado. ....	95
Figura 5.10 - Parâmetro $S_{21}$ do sistema proposto alinhado. ....	96
Figura 5.11 - Parâmetro $S_{21}$ sem e com a bobina repetidora. ....	96
Figura 5.12 - Parâmetro $S_{11}$ para o sistema desalinhado. ....	97
Figura 5.13 - Parâmetro $S_{21}$ para o sistema desalinhado. ....	97
Figura 5.14 - Corrente na carga. ....	98
Figura 5.15 - Tensão na carga.....	99
Figura 5.16 - Potência na carga.....	99
Figura 5.17 - Eficiência no sistema.....	100
Figura 5.18 – <i>SAR</i> (a) solução aquosa de cloreto de sódio e (b) tecidos biológicos.....	101

# LISTA DE SIGLAS E ABREVIACÕES

<i>ADS</i>	<i>Software PathWave Advanced Design System.</i>
<i>AC/DC</i>	Conversor de corrente alternada em corrente contínua.
<i>CST</i>	<i>Software CST Studio Suite.</i>
<i>INCA</i>	<i>Software Inductance and Capacitance Calculations by Decomposition in Thin Rings.</i>
<i>IoT</i>	<i>Internet of Things</i> – Internet das Coisas.
<i>MED</i>	Medida usando analisador de rede ou osciloscópio.
<i>MIT</i>	<i>Massachusetts Institute of Technology</i> – Instituto de Tecnologia de Massachusetts.
<i>MMJ</i>	Modelagem Matemática com Linguagem Julia.
<i>RF-DC</i>	Conversor de corrente alternada de alta frequência em corrente contínua.
<i>RFID</i>	<i>Radio Frequency Identification</i> – Identificação por Radiofrequência.
<i>SAR</i>	<i>Specific Absorption Rate</i> – Taxa de Absorção Específica.
<i>SMR</i>	Sistema Magnético Ressonante.
<i>WPT</i>	<i>Wireless Power Transfer</i> – Transferência de Energia sem Fio.

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Características das conexões de capacitores externos. ....	42
Tabela 3.2 - Dados geométricos das bobinas.....	50
Tabela 3.3 - Indutância mútua alinhada.....	53
Tabela 3.4 - Parâmetros de circuitos para simulação no software <i>ADS</i> e modelagem <i>MMJ</i> .....	53
Tabela 4.1 - Etapas do ajuste geométrico das bobinas transmissora e repetidora. ....	78
Tabela 4.2 - Etapas da otimização de indutância mútua aproximadamente uniforme.....	80
Tabela 4.3 - Média das propriedades elétricas dos tecidos do crânio em 8,95 <i>MHz</i> . ....	81
Tabela 5.1 - Dados geométricos e elétricos das bobinas transmissora, receptora e repetidora. ....	87
Tabela 5.2 - Pontos de desalinhamento.....	89
Tabela 5.3 - Capacitância externa na frequência de ressonância.....	94

# ÍNDICE

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>16</b>
<b>1.1</b>	<b>Contextualização .....</b>	<b>16</b>
<b>1.2</b>	<b>Justificativa.....</b>	<b>17</b>
<b>1.3</b>	<b>Objetivos .....</b>	<b>18</b>
<b>1.4</b>	<b>Metodologia .....</b>	<b>19</b>
<b>1.5</b>	<b>Organização do Texto.....</b>	<b>19</b>
<b>2</b>	<b>TÉCNICAS E APLICAÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO .....</b>	<b>21</b>
<b>2.1</b>	<b>Técnicas de Campo Distante .....</b>	<b>21</b>
<b>2.2</b>	<b>Técnicas de Campo Próximo.....</b>	<b>22</b>
2.2.1	Acoplamento Elétrico .....	22
2.2.2	Acoplamento Magnético.....	23
<b>2.3</b>	<b>Aplicações .....</b>	<b>25</b>
2.3.1	Aplicações no Campo Distante.....	26
2.3.2	Aplicações no Campo Próximo .....	27
<b>2.4</b>	<b>Conclusões Parciais.....</b>	<b>31</b>
<b>3</b>	<b>MODELAGEM MATEMÁTICA .....</b>	<b>32</b>
<b>3.1</b>	<b>Resistência .....</b>	<b>32</b>
<b>3.2</b>	<b>Indutância Própria.....</b>	<b>35</b>
<b>3.3</b>	<b>Indutância Mútua .....</b>	<b>37</b>
<b>3.4</b>	<b>Capacitância Externa .....</b>	<b>38</b>
<b>3.5</b>	<b>Modelo Circuitual .....</b>	<b>39</b>
<b>3.6</b>	<b>Indicadores de Desempenho.....</b>	<b>44</b>
3.6.1	Fator de Acoplamento .....	44
3.6.2	Parâmetros de Espalhamento.....	45
3.6.3	Eficiência .....	46
<b>3.7</b>	<b>Validação da Modelagem Matemática.....</b>	<b>48</b>
3.7.1	Validação da Resistência e Indutância Própria.....	51
3.7.2	Validação da Indutância Mútua .....	52
3.7.3	Validação do Sistema Alinhado e Desalinhado-Inclinado .....	53
3.7.4	Análise com Variações de Distância e Frequência.....	61
3.7.5	Análise com Variações de Desalinhamento e Frequência .....	63

3.7.6	Análise com Variações de Ângulo e Frequência .....	68
<b>3.8</b>	<b>Conclusões Parciais.....</b>	<b>71</b>
<b>4</b>	<b>PROJETO DO SISTEMA PROPOSTO .....</b>	<b>73</b>
<b>4.1</b>	<b>Características Básicas de <i>SMR</i> Implantáveis .....</b>	<b>73</b>
<b>4.2</b>	<b>Sistema Proposto.....</b>	<b>75</b>
4.2.1	Bobina Receptora .....	76
4.2.2	Ajuste Geométrico das Bobinas Transmissora e Repetidora.....	77
4.2.3	Otimização para Indutância Mútua Aproximadamente Uniforme .....	79
4.2.4	Propriedades Elétricas dos Tecidos Biológicos.....	81
4.2.5	Equacionamento do <i>SMR</i> com Três Bobinas.....	83
<b>4.3</b>	<b>Conclusões Parciais.....</b>	<b>85</b>
<b>5</b>	<b>RESULTADOS .....</b>	<b>87</b>
<b>5.1</b>	<b>Resultados da Geometria do Sistema Proposto.....</b>	<b>87</b>
<b>5.2</b>	<b>Resistência, Indutância Própria e Capacitância Externa das Bobinas.....</b>	<b>89</b>
<b>5.3</b>	<b>Parâmetros de Espalhamento .....</b>	<b>94</b>
<b>5.4</b>	<b>Parâmetros na Carga.....</b>	<b>98</b>
<b>5.5</b>	<b>Taxa de Absorção Específica .....</b>	<b>100</b>
<b>5.6</b>	<b>Conclusões Parciais.....</b>	<b>101</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>103</b>
<b>6.1</b>	<b>Contribuições da Pesquisa .....</b>	<b>105</b>
<b>6.2</b>	<b>Trabalhos Futuros .....</b>	<b>105</b>
<b>6.3</b>	<b>Publicações.....</b>	<b>106</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>107</b>
	<b>APÊNDICE A .....</b>	<b>110</b>
	<b>APÊNDICE B.....</b>	<b>111</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Contextualização

O avanço das tecnologias de instrumentos médicos e engenharia tem crescido consideravelmente, visando oferecer maior agilidade, confiabilidade e eficiência nos resultados de exames e tratamentos de doenças. Nesse contexto, microssistemas são desenvolvidos para atender às diversas demandas específicas dos pacientes. Esses microssistemas podem ser implantados no corpo humano, como marca-passos cardíacos, próteses de retina, estimuladores elétricos, entre outros dispositivos [1].

Tradicionalmente, o método de fornecimento de energia para esses microssistemas envolve o uso de baterias e fios. No entanto, essas abordagens podem resultar em complicações que reduzem a eficiência global do tratamento. A utilização de baterias implantadas em regiões corporais, seja em seres humanos ou em animais, requer que o sistema completo seja reduzido em tamanho, a fim de acomodar tanto a bateria quanto os demais componentes. Isso se torna um dos principais obstáculos para a eficiência total, já que as baterias necessitam de tamanho muito reduzido, dificultando o fornecimento de potência. Além disso, sua rigidez pode provocar inflamações nos tecidos e eventualmente haverá necessidade de troca, resultando em procedimentos cirúrgicos extras nos pacientes [1].

A tecnologia conhecida como *Wireless Power Transfer* (Transferência de Energia sem Fio, *WPT*) tem recebido crescente atenção nos últimos anos, uma vez que visa resolver os problemas mencionados anteriormente nos métodos tradicionais de fornecimento de energia. A *WPT* é, essencialmente, um sistema com capacidade de transferir energia elétrica sem a necessidade de fios conectados entre a fonte de energia e a carga [1], [2].

Os fundamentos dessa tecnologia foram estabelecidos com os avanços nos estudos da eletricidade e magnetismo. Contudo, o desenvolvimento e o interesse na transferência de energia sem fio tiveram início sistemático com os trabalhos de Nikola Tesla (1856-1943), que demonstrou a iluminação de lâmpadas fosforescentes sem a necessidade de conexão de fios durante a exposição *World's Columbian Exposition*, em Chicago [2]. Desde então, houve vários estudos relacionados, como, por exemplo, o experimento conduzido por William Brown em 1975, onde Brown conseguiu

enviar um feixe de micro-ondas a uma distância de 1,6 km, que foi interceptado por uma *rectenna* (antena com retificador) e convertido em corrente contínua, com eficiência de 84% [2]. Mais tarde, em 2007, uma equipe do *Massachusetts Institute of Technology* (Instituto de Tecnologia de Massachusetts, MIT) alcançou uma eficiência de 40%, fornecendo 60 W de potência para uma lâmpada localizada a 2 metros da fonte, por meio do uso de acoplamento magnético ressonante [1], [2].

Se apresentando como uma alternativa aos métodos tradicionais de alimentação de cargas que usam diretamente baterias e fios, a transferência de energia sem fio possui diversas aplicações práticas, como em implantes biomédicos, carregamento sem fio de eletrônicos portáteis, alimentação de rede de sensores industriais, *IoT* (*Internet of Things* – Internet das Coisas), etiquetas *RFID* (*Radio Frequency Identification* – Identificação por Radiofrequência) e alimentação de robôs [2].

## 1.2 Justificativa

A necessidade crescente de fornecimento de energia elétrica para uma variedade de dispositivos é uma tendência no desenvolvimento tecnológico atual. Além das aplicações já mencionadas, inclui-se o fornecimento de energia em ambientes com materiais explosivos e em aplicações militares. No campo da engenharia biomédica, os implantes são notáveis. Em procedimentos como exames de vídeo endoscopia, por exemplo, o paciente ingere uma cápsula para fotografar as paredes do intestino, e a bateria pode não ter carga suficiente, dependendo do tempo gasto no exame. Nesse caso, sistemas de acoplamento magnético podem fornecer energia à cápsula continuamente, do início ao fim do exame, considerando que a cápsula seja projetada para receber alimentação em diferentes posições espaciais, devido ao caminho traçado dentro do intestino. Outras aplicações incluem o carregamento de baterias de marca-passos cardíacos, evitando procedimentos cirúrgicos de troca de bateria em pacientes debilitados. A transferência de energia sem fio é utilizada também para alimentar dispositivos de transplante de retina e tratamento de retinite pigmentosa [1], [2].

Outra aplicação na área biomédica envolve o fornecimento de energia elétrica para dispositivos utilizados no tratamento de doenças neurológicas, que requerem um implante eletrônico na região do tecido cerebral, em uma base de substrato flexível para se ajustar à geometria local do tecido. O uso de baterias nessa aplicação torna-se inviável devido à inflexibilidade da célula de energia, tornando a transferência de energia sem fio uma opção viável [1], [2]. Além disso, sem o uso direto da bateria, o implante pode ter um tamanho reduzido sem prejudicar suas funções, possibilitando sua implantação em diferentes regiões do cérebro, permitindo tratamentos diversificados.

Portanto, este trabalho é justificado pela necessidade de desenvolver um sistema de transferência de energia sem fio destinado a alimentar dispositivos implantados na região cerebral para o tratamento de epilepsia refratária, com a possibilidade de alimentar o dispositivo em diferentes regiões cerebrais, mantendo aproximadamente a mesma potência. A uniformidade de alimentação é de interesse para que o projeto do dispositivo seja mais padronizado para as regiões cerebrais abrangidas pela proposta deste trabalho, evitando a necessidade de fabricar um dispositivo específico para cada região.

### 1.3 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é realizar um estudo teórico e prático da técnica de transferência de energia sem fio com acoplamento magnético ressonante, propondo um sistema capaz de alimentar implantes biomédicos utilizados no tratamento optogenético de epilepsia refratária. Além disso, o sistema deve ser capaz de adaptar-se à geometria do crânio, bem como possibilitar a alimentação do implante em diferentes regiões do cérebro.

Os objetivos específicos são:

- Fazer uma breve revisão da literatura sobre a transferência de energia sem fio, abordando qualitativamente as diferentes técnicas, características operacionais e suas respectivas aplicações.
- Realizar um estudo teórico do comportamento da técnica de acoplamento magnético ressonante, evidenciando sua operação em diversas configurações de frequência e posição espacial das bobinas.
- Desenvolver um sistema de *WPT* por acoplamento magnético ressonante, cuja bobina transmissora seja vestível ao molde da cabeça humana e adaptável em acessórios, como bonés ou chapéus, por exemplo.
- Propor uma bobina receptora implantável que seja menos invasiva e, ao mesmo tempo, apresente característica que permitam sua construção de forma prática.
- Realizar o ajuste paramétrico da geometria das bobinas do sistema para obtenção de parâmetros específicos preestabelecidos, como impedância de entrada ou tensão na carga em um sistema de bobinas alinhadas.
- Propor uma nova metodologia de otimização para uma indutância mútua aproximadamente uniforme, de forma que a bobina transmissora seja capaz de produzir a mesma potência na bobina receptora em diferentes regiões e posições espaciais.

- Construir e validar um protótipo através de comparação com simulações computacionais e medidas realizadas em laboratório.

## 1.4 Metodologia

Este trabalho inicia-se com uma revisão da literatura da transferência de energia sem fio, abordando suas características operacionais e aplicações, com foco na técnica de acoplamento magnético ressonante, utilizada nesta pesquisa e abreviada por *SMR* (sistema magnético ressonante). A partir da revisão literária, foi proposto um modelo circuital que trabalha com a resistência da bobina, sua indutância própria, a capacitância externa e a indutância mútua, para representar a operação e o comportamento do sistema em diversas situações. Esta modelagem é implementada computacionalmente através da linguagem de programação Julia e validada por comparações de resultados com *softwares* comerciais, sendo estes o *CST Studio Suite (CST)*, *PathWave Advanced Design System (ADS)* e o *INCA*.

Em seguida, foi realizada a descrição técnica de alguns implantes biomédicos presentes na literatura, evidenciando as características da bobina implantada e do *SMR* utilizado para alimentação do implante. Então, foi proposto um sistema para alimentação do implante utilizado em tratamentos de epilepsia refratária, com requisitos de uma bobina transmissora adaptável e vestível na cabeça humana e uma bobina receptora minimamente invasiva.

O sistema foi projetado através de otimizações aplicadas sobre as bobinas transmissora e repetidora, mantendo as características físicas da bobina receptora fixas. Foi proposto um ajuste paramétrico da geometria para as bobinas transmissora e repetidora a fim de obter uma tensão de saída minimamente alta em relação aos valores de tensão dos  $\mu$ -*leds* (micro-*leds*) do implante e, posteriormente, a otimização indutância mútua aproximadamente uniforme, para alimentação do implante em diferentes posições espaciais na cabeça humana.

Este sistema foi simulado considerando as bobinas no ar e também com as propriedades elétricas dos tecidos biológicos. Posteriormente, é construído um protótipo para realizar medições em laboratório e, juntamente com resultados de simulações, validar a proposta desta pesquisa.

## 1.5 Organização do Texto

O texto é organizado em seis capítulos, cada um abordando um fragmento do assunto global. O primeiro capítulo serve como uma introdução à transferência de energia sem fio, oferecendo uma

breve visão de sua origem e suas aplicações contemporâneas. Além disso, apresenta a justificativa para a realização do estudo, delinea os objetivos, descreve a metodologia empregada e oferece uma visão da organização do texto.

No capítulo dois é realizada uma descrição qualitativa das técnicas de transferência de energia sem fio. Ele começa explorando as modalidades no campo distante e, em seguida, examina as abordagens no campo próximo, com destaque para o acoplamento magnético ressonante. Nesse capítulo também são descritas as aplicações práticas.

O terceiro capítulo contempla a modelagem matemática do sistema, utilizando a teoria de circuitos elétricos. Além disso, neste capítulo é realizada a validação da modelagem matemática proposta, evidenciando diversas características comportamentais dos sistemas de acoplamento magnético ressonante.

O capítulo quarto trata o projeto do sistema, oferecendo uma descrição detalhada de seus componentes, técnica de otimização e as considerações referentes as propriedades elétricas e magnéticas dos tecidos biológicos.

O capítulo cinco aborda os resultados do projeto, incluem nestes as simulações e medições realizadas em laboratório, para validar a proposta de estudo.

Por fim o sexto capítulo trabalha as conclusões e considerações finais do estudo, bem como propostas de melhorias para trabalhos futuros.

## 2 TÉCNICAS E APLICAÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO

Este capítulo concentra-se na descrição das técnicas de transferência de energia conforme suas características físicas e suas aplicações práticas. A energia pode ser transferida do dispositivo transmissor ao receptor por meio de propagação de ondas eletromagnéticas, processo conhecido como transferência no campo distante. Também pode ocorrer por meio do acoplamento entre campos elétricos e magnéticos, denominado transferência no campo próximo.

### 2.1 Técnicas de Campo Distante

A transferência de energia sem fio na região do campo distante ocorre essencialmente por meio da propagação de ondas eletromagnéticas ou feixes de raios laser. O processo de transmissão por propagação de ondas começa com um conversor que converte corrente contínua em corrente alternada e a envia para uma antena transmissora. As ondas eletromagnéticas emitidas viajam em direção a uma outra antena receptora, que recolhe a energia transmitida. É comum utilizar uma *rectenna* (antena com retificador) para converter a energia recebida em corrente contínua para alimentar cargas [2].

Esta técnica permite alcançar distâncias quilométricas entre o transmissor e receptor de energia, operando com frequências altas, da ordem de  $GHz$ . Como a energia é transferida por meio de ondas eletromagnéticas, o feixe de ondas pode ser direcionado para um receptor específico ou projetado para cobrir uma área ampla em uma dada região, comportando-se como um diagrama de radiação de uma antena monopolo, por exemplo. Isso possibilita o acionamento de cargas em múltiplos locais distintos [2].

A eficiência de transferência e a potência recebida dependem de vários fatores, tais como a presença de obstáculos entre o transmissor e o receptor, se é um dispositivo único que emite e recebe radiação, ou se há *arrays* de antenas, uso de superfícies de metamateriais, alinhamento entre antenas para transmissões direcionais, casamento de impedância e retificador [3].

A grande vantagem do uso da propagação de ondas está na capacidade de alcançar longas distâncias entre o transmissor e o receptor. No entanto, essa característica também representa sua principal desvantagem, pois à medida que a distância aumenta, a eficiência da transferência de energia

diminui, resultando em uma redução na potência entregue ao receptor e à carga. Contudo, com o avanço das tecnologias associadas às telecomunicações, surgiram dispositivos que permitem a extração de potência elétrica simultaneamente à transmissão de dados e informações [2].

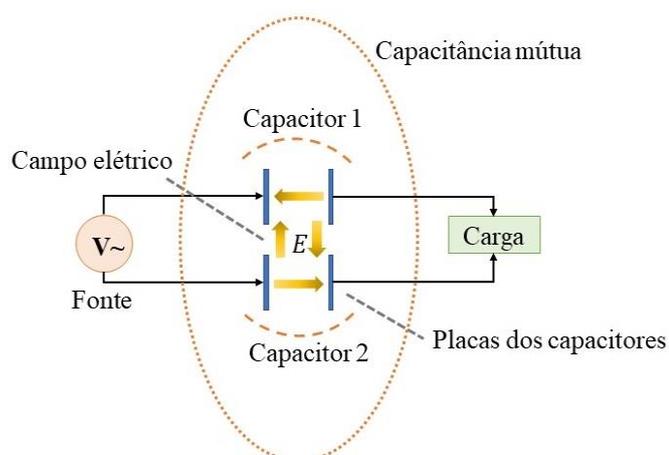
Outra forma que corresponde às técnicas de campo distante é a transmissão por feixe de raio laser. Neste caso, poderosos diodos emissores de luz são utilizados para gerar raios luminosos, que são direcionados a painéis fotovoltaicos especialmente projetados para converter a luz do laser em corrente contínua. Este sistema pode alcançar boa eficiência para longas distâncias; no entanto, é muito sensível à presença de obstáculos ao longo da linha de visada entre os diodos emissores de luz e os painéis. Essa modalidade de transferência possui um alto custo devido à fabricação e não é frequentemente aplicada na prática [2].

## 2.2 Técnicas de Campo Próximo

### 2.2.1 Acoplamento Elétrico

As técnicas de campo próximo se dividem em dois grupos de acordo com o campo que é acoplado para realizar a transferência de energia. O primeiro grupo é o do acoplamento elétrico, sendo um método de transferência de energia sem fio que utiliza placas de capacitores. A Figura 2.1 apresenta a estrutura básica do acoplamento elétrico.

Figura 2.1 - Modelo de *WPT* com acoplamento capacitivo



Fonte: autor, 2024.

Nesta técnica, não ocorre a propagação de ondas eletromagnéticas, mas sim a criação de um campo elétrico oscilante gerado por uma corrente alternada. As placas dos capacitores conectadas à

fonte produzem um campo elétrico variável em sua proximidade, que alcança as placas dos capacitores conectados à carga, induzindo tensões nos seus terminais. A conexão elétrica entre as placas transmissoras e receptoras é estabelecida pela capacitância mútua, sendo esta responsável pela transferência de energia [4], [5].

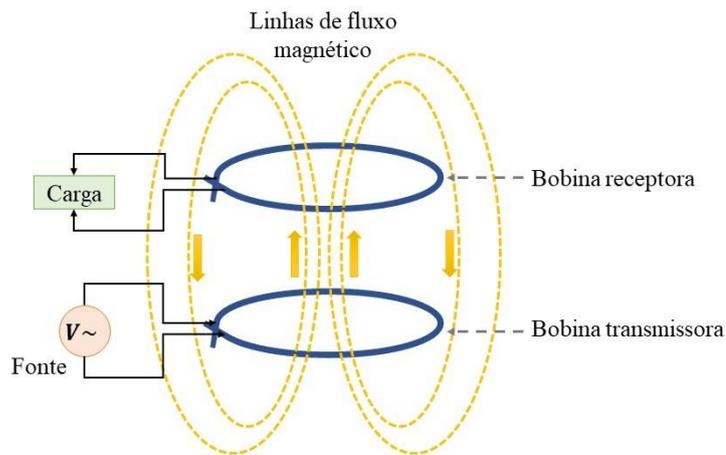
Uma melhoria na eficiência do sistema de acoplamento elétrico ocorre quando um indutor externo, devidamente dimensionado, é conectado em série ou em paralelo com cada capacitor. Nesse caso, a reatância capacitiva é compensada pela reatância indutiva adicionada ao sistema, resultando na operação em frequência de ressonância, o que amplia o aumento de eficiência. Dessa forma, cada capacitor individualmente requer um valor específico de indutância para alcançar a ressonância, e nesse modo de operação, as impedâncias de cada capacitor e de entrada são aproximadamente reais [4], [5].

O acoplamento elétrico foi uma das primeiras técnicas de *WPT* estudadas, porém não é amplamente utilizado hoje devido à necessidade de tensões elevadas nas placas dos capacitores. Além disso, para alcançar grandes distâncias, as placas teriam que ser muito grandes, o que inviabiliza seu uso na maioria das aplicações. Sua operação não requer frequências elevadas e apresenta excelente desempenho quando a distância é muito curta em relação ao tamanho das placas [5].

### 2.2.2 Acoplamento Magnético

O acoplamento magnético é realizado por meio de bobinas, e a transferência de energia ocorre por indução eletromagnética, seguindo um princípio de funcionamento semelhante ao dos transformadores. Uma bobina transmissora, percorrida por uma corrente variável no tempo, gera um fluxo magnético variável em sua vizinhança. Esse fluxo magnético variável induz tensões em outra bobina nas proximidades, chamada de receptora. Quando a bobina receptora possui uma carga conectada em seus terminais, ocorre a circulação de uma corrente por ela [5]. A Figura 2.2 mostra o esquema de um sistema com acoplamento magnético.

Figura 2.2 - WPT com acoplamento magnético.

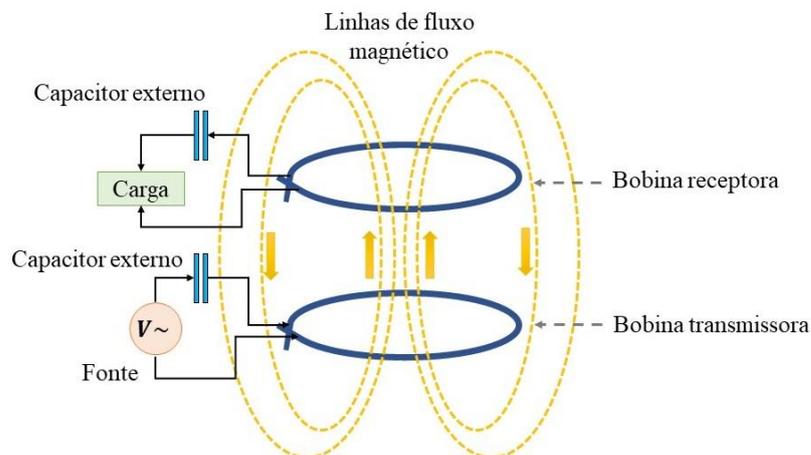


Fonte: autor, 2024.

Embora não haja um núcleo ferromagnético como nos transformadores, a transferência de energia ocorre pelo acoplamento dos campos magnéticos através do ar. Esse acoplamento é representado em termos de circuitos elétricos por meio de uma grandeza chamada indutância mútua. Assim como nos sistemas com acoplamento elétrico, a ressonância proporciona melhorias significativas de eficiência. Nesse caso, uma capacitância externa, devidamente dimensionada, é conectada em série ou em paralelo com as bobinas.

A ressonância vai produzir um modo de operação no sistema com bobinas onde a reatância do capacitor externo anula a reatância das bobinas, transformando suas impedâncias complexas em impedâncias puramente resistivas [5]. A Figura 2.3 ilustra a configuração de bobinas ressonantes em série.

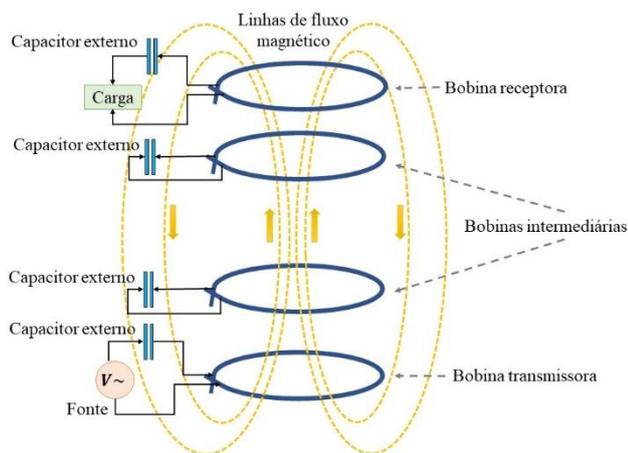
Figura 2.3 - WPT com acoplamento magnético ressonante.



Fonte: autor, 2024.

Nas aplicações em que a distância entre a bobina transmissora e receptora estão alinhadas e a distância entre elas é pequena, o sistema opera eficientemente com apenas uma unidade de bobina transmissora e receptora. Contudo, quando a distância é grande e possui desalinhamento ou inclinação, o uso de bobinas intermediárias torna o sistema mais eficiente. A Figura 2.4 mostra um sistema de acoplamento magnético com múltiplas bobinas ressonantes e capacitor externo em série.

Figura 2.4 - WPT com múltiplas bobinas ressonantes.



Fonte: autor, 2024.

Estas unidades intermediárias podem ser projetadas com diversas formas geométricas, diferentes números de espiras, tamanhos, entre outras características personalizáveis. Suas funções variam de acordo com o projeto, podendo atuar como um caminho para o fluxo magnético ou como um concentrador de fluxo em uma determinada região. As bobinas intermediárias não necessariamente são posicionadas entre a bobina transmissora e receptora; dependendo do projeto, podem ser alocadas atrás de uma delas, por exemplo [4].

## 2.3 Aplicações

Existem aplicações em diversos portes de potência, tamanho físico dos componentes envolvidos, frequência, potência. Cada uma dessas aplicações trabalha com o sistema que atende aos requisitos de projeto preestabelecidos. As seções 2.3.1 e 2.3.2 descrevem algumas aplicações.

### 2.3.1 Aplicações no Campo Distante

As aplicações de *IoT* e dispositivos móveis são normalmente alimentados por baterias, possuindo, portanto, um tempo de operação limitado. As técnicas de acoplamento magnético, propagação de ondas e acoplamento elétrico, mesmo este último não sendo muito utilizado, são eficazes na alimentação desses dispositivos até certo limite de distância entre a fonte e a carga. Uma alternativa para substituir essas técnicas é o uso de feixes de laser para suprir a necessidade de longas distâncias. Um sistema estudado em [6] para carregamento de baterias utiliza feixes de raio laser com comprimento de onda de  $810\text{ nm}$  e  $1550\text{ nm}$ . Os resultados mostram que a eficiência máxima é de aproximadamente 10% para uma distância média de  $5\text{ km}$  em um ambiente com ar, alcançando uma potência de saída de  $40\text{ W}$  quando as células fotovoltaicas estão a aproximadamente  $25^\circ\text{C}$ . Observou-se também que a eficiência do sistema depende da clareza do ar, ou seja, da presença de poeira, neblina ou outros meios que possam turvar sua transparência. Além disso, a temperatura da célula fotovoltaica interfere na sua capacidade de converter luz em corrente contínua, modificando a eficiência global do sistema.

Outra aplicação, de caráter militar, envolve o uso de feixes de laser para destruir mísseis e projéteis em pleno voo. Nesse cenário, um sistema de radar monitora e detecta projéteis dentro de um determinado raio. Ao detectar um objeto, o sistema calcula sua velocidade e estima sua trajetória. Em seguida, um poderoso laser é ativado e direcionado para o objeto detectado, visando destruí-lo por meio do aquecimento excessivo. Estudos indicam uma alta probabilidade de destruição de um míssil em um raio de até  $5\text{ km}$  de distância [2].

O longo alcance das aplicações que utilizam propagação de ondas representa uma valiosa vantagem. No entanto, a perda de eficiência é um problema em estudo que ainda precisa ser solucionado. Apesar da baixa eficiência e potência coletada, os sistemas que aproveitam a energia das ondas eletromagnéticas de redes *Wi-Fi* oferecem uma possibilidade ampla de alimentação para diversos dispositivos eletrônicos. Um estudo realizado pela Universidade de Kyoto em 2018 demonstrou ser viável alimentar um sistema de etiquetas *RFID* na banda de  $920\text{ MHz}$  com potência transmitida inferior a  $1\text{ W}$ . O experimento de campo foi conduzido entre 2018 e 2019 com sensores que originalmente utilizavam baterias, mas também foram capazes de serem alimentados sem elas [7].

O uso de sistemas com *rectenna* também se enquadra nas técnicas de campo distante. Nesse caso, emprega-se uma antena com um retificador acoplado, geralmente um diodo do tipo *schottky* (diodo rápido), para converter corrente alternada em corrente contínua. Diversas pesquisas estão focadas em aumentar a eficiência desses sistemas, propondo modificações como o aumento da

impedância da antena e alterações na estrutura de retificação. Por exemplo, o Instituto de Tecnologia de Kanazawa, Japão, desenvolveu em 2016 uma rectenna de alta impedância com uma antena de  $1,6\text{ k}\Omega$  para coleta de sinais de televisão digital em  $500\text{ MHz}$ . As rectennas desenvolvidas alcançaram uma eficiência de conversão *RF-DC* (conversão de corrente alternada de alta frequência para corrente contínua) de 48,9% com uma potência de entrada de  $-15\text{ dBm}$  [7].

### 2.3.2 Aplicações no Campo Próximo

As aplicações da transferência de energia sem fio na região de campo próximo são diversas, oferecendo alta eficiência dependendo dos requisitos geométricos e elétricos do sistema. Os carros elétricos representam uma inovação no mercado automobilístico, apresentando vantagens e desvantagens em relação aos veículos com motores de combustão interna. O uso de motores elétricos exige banco de baterias que necessita de recarga periódica, geralmente realizada utilizando cabos de energia elétrica. No entanto, com o avanço da transferência de energia sem fio, diversas pesquisas concluídas e em andamento visam viabilizar a eliminação dos cabos e o uso de bobinas ressonantes [8].

O sistema consiste essencialmente em receber energia da rede elétrica de distribuição, alimentando um conversor *AC/DC* (corrente alternada para corrente contínua). Em seguida, a corrente contínua é enviada para o circuito inversor, onde é convertida em corrente alternada na frequência de operação do sistema, que varia de  $20\text{ kHz}$  a  $100\text{ kHz}$  conforme projeto. Esta corrente alternada é então enviada para a bobina transmissora, que está instalada no solo. A distância entre as bobinas transmissora e receptora pode variar de acordo com o modelo do veículo, não excedendo  $0,4\text{ m}$ . Contudo, distâncias maiores podem ser necessárias se o veículo possuir rodas grandes. A bobina receptora, localizada na parte inferior do veículo, está conectada a um retificador com filtro e então direcionada para o sistema eletrônico de controle de carga e carregamento da bateria. Além da frequência de operação e da distância de transmissão, fatores como a geometria das bobinas e a presença de núcleos ferromagnéticos são determinantes para alcançar alta eficiência [8].

Outra aplicação consiste no carregamento de aparelhos celulares sem fio. Neste caso, a distância entre a bobina de transmissão presente no carregador e a bobina de recepção fixada dentro do aparelho celular é de poucos milímetros, garantindo uma boa eficiência em função desse parâmetro. Esses sistemas utilizam uma bobina de fio sobre uma placa de material ferromagnético chamada ferrite, cuja função é concentrar o campo magnético na região da bobina, permitindo um aumento da eficiência

do sistema. A frequência de operação é geralmente fixada em  $127\text{ kHz}$  e as potências de transmissão podem variar entre  $5\text{ W}$  e  $40\text{ W}$  [9].

Quanto às aplicações na área biomédica, o principal interesse consiste em alimentar dispositivos implantados sem baterias, ou seja, com alimentação direta através de WPT. Neste tipo de aplicação, o acoplamento capacitivo não é uma técnica muito favorável, pois ocorre o aquecimento dos tecidos biológicos devido à corrente de deslocamento entre as placas do capacitor. Além disso, a capacitância mútua é muito sensível às camadas de tecidos com diferentes permissividades relativas, condutividades e tangentes de perdas, modificando o comportamento do sistema. Em relação à propagação de ondas, sistemas com antenas são utilizados somente se o implante for muito profundo, ou seja, se houver muitas camadas de tecidos biológicos. A técnica alternativa, neste caso, consiste no uso de bobinas ressonantes, que tem um desempenho relativamente bom mesmo com muitas camadas [9].

A versatilidade do uso de sistemas de transferências de energia sem fio para alimentação de implantes biomédicos cobre tratamentos como implante coclear, onde um aparelho eletrônico captura sinais de som do ambiente externo e os transmite via WPT para um implante localizado atrás da orelha. Este, por sua vez, envia os sinais de áudio para estimular fibras nervosas auditivas na cóclea. As bobinas deste sistema podem ser montadas de forma alinhadas e o implante é muito superficial, garantindo bobinas com tamanhos geométricos reduzidos e evitando o uso de antenas e permitindo o trabalho com sistemas simples. A potência do sistema varia entre  $20\text{ mW}$  e  $40\text{ mW}$  [9].

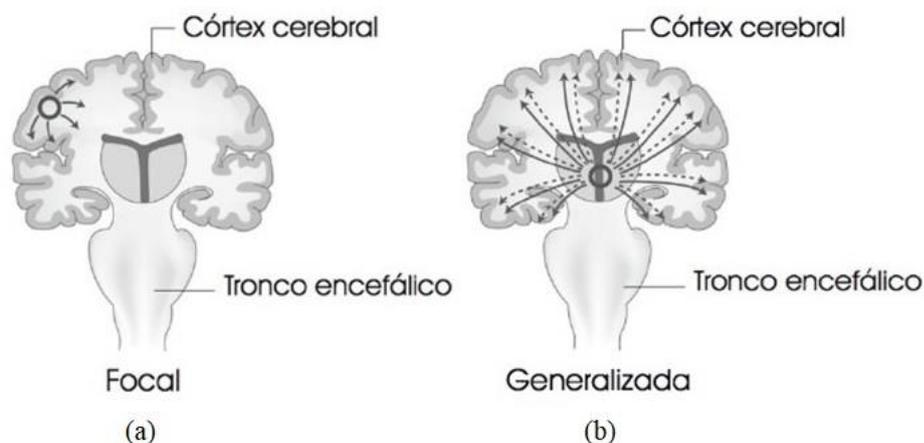
Há também tratamentos para pacientes com perda de visão devido à retinite pigmentosa. Neste tratamento, uma unidade de captação de sinais de vídeo e transmissão é fixada na estrutura de um óculos, enquanto a bobina receptora é implantada sobre o globo ocular. Um outro conjunto de unidade de processamento de vídeo e eletrodos de platina é utilizado para estimular os neurônios do nervo óptico, introduzindo os sinais elétricos da visão. O monitoramento da pressão ocular também pode ser realizado para auxílio no tratamento de glaucoma. O sistema trabalha com baixas potências e a frequência de operação está na casa de unidades ou poucas dezenas de  $\text{MHz}$  [9], [10].

Um nicho de aplicações que tem ganhado notável atenção nos últimos anos está relacionado à alimentação de dispositivos implantados no corpo, especificamente na região cerebral. Diversas pesquisas em andamento estudam métodos de tratamento de doenças neurológicas com estimulações elétricas neurais, como no tratamento de epilepsia refratária. Os dispositivos que realizam as estimulações elétricas são implantados na região cerebral com o intuito de auxiliar no tratamento das crises epiléticas que não respondem aos tratamentos farmacológicos, casos estes que recebem o nome de epilepsia refratária [11].

Uma crise epiléptica consiste basicamente na ocorrência de uma ou mais atividades neurais anormais, caracterizadas por descargas elétricas excessivas ou síncronas no cérebro. Existem duas definições de epilepsia: a primeira é um distúrbio cerebral caracterizado por uma predisposição do cérebro em gerar crises epilépticas e a segunda diz respeito à ocorrência de crises recorrentes. Desta forma, a epilepsia não é uma doença específica, mas sim um sintoma de um grupo de condições neurológicas diversas que têm por característica a presença de crises epilépticas. O diagnóstico é feito através de avaliações clínicas e exames de imagem da região cerebral, sendo que estes exames auxiliam no tratamento das crises e na detecção da região epileptogênica, ou seja, ajudam a identificar a região onde se originam tais anomalias [11].

Conhecer a região de origem das crises é fundamental no tratamento. Uma crise focal ou parcial é designada quando o fenômeno epiléptico acontece apenas numa parte de um hemisfério cerebral, ou seja, em um ponto focal de um lado do cérebro. Podem também se originar em uma área mais extensa, envolvendo um hemisfério por completo ou ambos, originando crises generalizadas [11]. A Figura 2.5 mostra as regiões de focos das crises onde (a) representa uma crise focal e (b) uma crise generalizada.

Figura 2.5 - Regiões cerebrais de crises: (a) crise focal e (b) generalizada.



Fonte: [11], adaptada.

A maioria dos casos de epilepsia são tratáveis por meio de medicamentos farmacológicos. Com o diagnóstico precoce e instauração de um tratamento adequado, cerca de 70% a 80% das pessoas terão suas crises controladas, das quais 50% poderão interromper o tratamento medicamentoso sem retorno das crises. Após um período substancial sem crises, ocorre redução do risco de novos episódios. Somente uma minoria de pacientes, cerca de 20% a 30%, desenvolve epilepsia crônica, de difícil controle e refratária aos tratamentos farmacológicos. Em alguns casos, não há resposta eficiente aos tratamentos convencionais, podendo ser recomendada a retirada, se possível, da região de origem das

crises. Entretanto, este processo é complexo, pois a remoção de partes críticas do cérebro, como as responsáveis pela visão ou movimento, pode tornar estas funções permanentemente indisponíveis para o paciente [11].

O crescimento da tecnologia aplicada na área da saúde possibilitou que os dispositivos implantados no corpo humano sejam alimentados por baterias. Contudo, além de sua vida útil ser limitada, necessitam de substituição, ou seja, da realização de procedimentos cirúrgicos. Além disso, as baterias nem sempre possuem dimensões compatíveis com a região do implante e nem mesmo flexibilidade estrutural para se adaptar à geometria dos tecidos biológicos. Desta forma, uma solução viável para substituir essas baterias é a alimentação por transferência de energia sem fio através do acoplamento magnético ressonante [12], [13].

As características do sistema de transferência podem variar de acordo com a região do implante, profundidade, frequência, distância entre a transmissão e recepção de energia, e a potência necessária para acionar o sistema eletrônico implantado, que, por sua vez, pode variar conforme as funções que deve executar. Estes sistemas eletrônicos podem realizar duas tarefas promissoras que estão em desenvolvimento nos tratamentos de epilepsia refratária.

A primeira é o uso de um sistema eletrônico para avaliar constantemente a atividade elétrica neural. Avaliando padrões nominais de operação, o sistema consegue detectar anomalias na atividade, realizar uma estimulação elétrica focal na região de origem das crises epiléticas e alterar a atividade que causaria a crise, instantes antes do seu início ou imediatamente após ser iniciada. Desta forma, o sistema pode parar a crise epilética em seu estado inicial. Neste tipo de tratamento, não há necessidade de colocar o implante biomédico diretamente sobre a camada de tecido cerebral, pois há eletrodos que são propositalmente conectados a este tecido, sendo necessário apenas o implante dentro do osso do crânio. A bobina receptora pode ter um tamanho significativamente maior do que o tamanho da mesma que seria utilizada se o implante fosse feito diretamente sobre o tecido cerebral [12], [13].

A segunda forma em desenvolvimento consiste no uso de tratamentos optogenéticos. Estes tratamentos combinam métodos ópticos e genéticos para o controle de células neurais através da luz. Inicialmente, as células neurais recebem tratamento para que se tornem reativas à luz, através da inserção de proteínas fotossensíveis. Essas proteínas permitem a movimentação de íons dentro e fora da célula neural através da membrana celular, promovendo efeitos de ativação e inibição da atividade elétrica da célula [14].

Assim, com a estimulação luminosa correta, é possível desativar a atividade elétrica da região de foco das crises no início de uma crise. Em outras palavras, a região cerebral onde ocorre a crise epilética é desligada no início da crise e, posteriormente, pode ser ligada novamente para restaurar a atividade neural padrão do cérebro. Neste tipo de tratamento, as bobinas são fixadas próximas à região

focal das crises e eletrodos com  $\mu$ -leds (micro-leds) feitos de materiais orgânicos são depositados na região de foco [14].

Os tratamentos de epilepsia refratária em camundongos apresentaram resultados promissores, confirmando em laboratórios uma redução de 70% nas atividades anormais que provocam crises epiléticas, através do uso de proteínas fotossensíveis sensíveis à luz verde. Em 2016, uma equipe de pesquisadores também restaurou com sucesso a memória de camundongos utilizando técnicas optogenéticas. As proteínas fotossensíveis foram implantadas no hipocampo de camundongos com Alzheimer e, em resposta à luz, as células de memória foram ativadas na região estimulada. No dia seguinte, com o sistema de tratamento desligado, os camundongos perderam a memória novamente. Além disso, há tratamentos para Parkinson e outras doenças que demonstram resposta positiva à estimulação luminosa [14]. Esses avanços reforçam a necessidade de um sistema adequado de alimentação de dispositivos implantáveis e confirma justificativa descrita na seção 1.2.

## **2.4 Conclusões Parciais**

O estudo qualitativo apresentado neste capítulo proporciona uma compreensão concisa do funcionamento das técnicas de transferência de energia sem fio e permite selecionar as aplicações mais adequadas com base em suas operações. Com as configurações básicas delineadas, é possível explorar diversas modificações geométricas e a inclusão de novos componentes no sistema para adaptá-lo a projetos específicos, considerando variações de posição espacial das bobinas, potência e frequência. Cada técnica possui suas próprias vantagens e desvantagens, não havendo uma abordagem universalmente ideal para todas as aplicações existentes.

Destaca-se a praticidade das bobinas ressonantes para alimentar dispositivos biomédicos implantáveis, não apenas na região cerebral, mas também em áreas menos críticas do corpo. Assim, o objetivo deste capítulo foi introduzir o funcionamento básico das técnicas de transferência de energia sem fio, estabelecendo uma conexão com uma aplicação prática do acoplamento magnético ressonante.

## 3 MODELAGEM MATEMÁTICA

A modelagem matemática dos sistemas de transferência de energia sem fio pode ser realizada utilizando circuitos elétricos ou através da solução numérica das Equações de Maxwell. Neste trabalho, a abordagem adotada é baseada na teoria de circuitos, onde os parâmetros resistência, indutância própria, indutância mútua e capacitância externa são utilizados. Neste capítulo, é realizado a validação da modelagem matemática proposta através de comparações com os *softwares* ADS, CST e INCA, confirmando a viabilidade das equações para estudo e projeto de sistemas de transferência de energia com acoplamento magnético ressonante. Esse processo é fundamental para garantir que os modelos teóricos correspondam efetivamente ao comportamento prático dos sistemas, permitindo assim a aplicação adequada das técnicas de acoplamento magnético ressonante.

### 3.1 Resistência

A resistência elétrica representa a oposição natural dos materiais condutores à passagem de corrente elétrica quando estimulados por uma diferença de potencial entre suas extremidades. Em condutores percorridos por corrente contínua, a resistência é função da geometria do condutor e da sua condutividade elétrica, expressa na Equação (3.1) [15].

$$R_{CC} = \frac{l_e}{\sigma A_s}, \quad (3.1)$$

em que:

$R_{CC}$ : Resistência em corrente contínua [ $\Omega$ ];

$l_e$ : Comprimento [ $m$ ];

$\sigma$ : Condutividade elétrica [ $S/m$ ];

$A_s$ : Área da seção transversal [ $m^2$ ].

Em corrente contínua, o aumento do comprimento do condutor aumenta sua resistência, e o aumento da área da seção transversal diminui a resistência. A condutividade elétrica varia para cada material e, para condutores feitos de cobre, possui valor de  $5,76 \times 10^7 S/m$  [16].

Para fios condutores, trilhas de circuitos e demais estruturas condutoras que são percorridas por corrente alternada, principalmente em alta frequência, existem dois efeitos originados da variação de corrente que provocam mudanças na resistência. Nesse caso, além da dependência da condutividade e da geometria do condutor, a resistência também será uma função da frequência [4].

O primeiro efeito originado da variação de corrente nos condutores é chamado de efeito pelicular. Para ilustrar sua característica, considere um fio circular percorrido por corrente contínua. Nesse caso, a corrente atravessa toda a seção transversal do fio. Em corrente alternada, a variação de corrente produz internamente um fluxo magnético e, como este fluxo é variável, ele próprio induz um fluxo de sentido contrário no próprio condutor. Essa característica de fluxos de sentidos opostos produz uma área líquida de passagem da corrente alternada menor do que a área para corrente contínua, aumentando a resistência do condutor. Logo, a corrente começa a circular mais próxima da superfície do condutor à medida que a frequência aumenta [4].

A profundidade de penetração pelicular  $\delta$ , corresponde a medida da profundidade que a corrente penetra no fio condutor partindo da sua superfície externa em direção ao seu centro, dada pela Equação (3.2).

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}, \quad (3.2)$$

em que:

$\delta$ : Profundidade de penetração pelicular [*m*];

$f$ : Frequência [*Hz*];

$\mu$ : Permeabilidade magnética do material [*H/m*];

$\sigma$ : Condutividade elétrica [*S/m*].

A partir da Equação (3.2), observa-se que a resistência começa a ser função também da permeabilidade magnética do material condutor. Sendo conhecido o valor da profundidade de penetração pelicular, obtém-se a nova área de seção transversal do fio onde a corrente o atravessa. Essa área é menor do que a área em corrente contínua, diminuindo cada vez mais com o aumento da frequência [4].

O segundo efeito é chamado de efeito de proximidade. Este é caracterizado pela influência de fios condutores adjacentes a um condutor central ou de referência. Para ilustrar esse efeito, considere dois fios paralelos próximos um ao outro, percorridos por corrente alternada em alta frequência. A corrente em um dos fios produz um fluxo magnético externo que atravessa o seu vizinho adjacente e

induz correntes neste. A distribuição da corrente no interior do fio condutor que recebe a indução é alterada, resultando em uma área líquida menor para passagem de corrente e, conseqüentemente, modificando a resistência do fio condutor [4].

Os conceitos tratados em relação à resistência em corrente alternada são de difícil modelagem matemática, dependendo da geometria do condutor, especialmente para bobinas circulares. Ressalta-se que a resistência natural do condutor depende apenas da sua geometria e condutividade elétrica, e é dada pela Equação (3.1). Os efeitos de corrente alternada são apenas características que mudam a distribuição de corrente no interior do condutor e provocam modificações não na resistência em corrente contínua, mas sim na resistência líquida final observada por um equipamento de medida [4], [15].

Existem muitas fórmulas aproximadas e empíricas para o cálculo da resistência total de bobinas de diversas geometrias, todas descritas pela soma da resistência em corrente contínua com suas respectivas contribuições dos efeitos pelicular e de proximidade. É importante destacar que, para uma determinada geometria, um dos efeitos de corrente alternada pode se sobressair de forma significativa em relação ao outro. Neste caso, ambos podem ser avaliados separadamente para entender qual tem maior contribuição na resistência total da bobina.

Neste trabalho é adotado o uso de equações mais gerais para a resistência total de bobinas com geometria circular e impressas em substrato, escritas nas Equações (3.3) e (3.4) [15].

$$R_{skin} = R_{CC} \left[ \frac{t}{\delta (1 - e^{-(t/\delta)})} \right] \left( \frac{1}{1 + \frac{t}{w}} \right), \quad (3.3)$$

$$R_{prox} = \frac{R_{CC}}{10} \left[ \frac{\omega}{\left( \frac{3.1}{\mu} \right) \left( \frac{s+w}{w^2} \right) \left( \frac{\rho}{t} \right)} \right]^2, \quad (3.4)$$

em que:

$R_{skin}$ : Resistência do efeito pelicular [ $\Omega$ ];

$R_{prox}$ : Resistência do efeito pelicular [ $\Omega$ ];

$R_{CC}$ : Resistência em corrente contínua [ $\Omega$ ];

$t$ : Altura da trilha [ $m$ ];

$\delta$ : Profundidade de penetração pelicular [ $m$ ];

$w$ : Largura da trilha [ $m$ ];

$\omega$ : Frequência angular [ $rad/s$ ];

$\mu$ : Permeabilidade magnética do material [ $H/m$ ];

$s$ : Espaço entre trilhas [ $m$ ];

$\rho$ : Resistividade do material [ $\Omega/m$ ].

Para bobinas circulares de fio com geometria plana ou em formato de solenoide de uma única camada, também é possível avaliar os efeitos pelicular e de proximidade de formas separadas, através das Equações (3.5) e (3.6) [17].

$$R_{skin} = R_{CC} \left( \frac{1}{4} + \frac{r_0}{2\delta} + \frac{3\delta}{32r_0} \right), \quad (3.5)$$

$$R_{prox} = R_{CC} 2\pi^2 r_0^2 \left( \frac{2r_0}{\delta} - 1 \right) \left( \frac{1}{N} \right) H^2, \quad (3.6)$$

em que:

$R_{skin}$ : Resistência do efeito pelicular [ $\Omega$ ];

$R_{prox}$ : Resistência do efeito de proximidade [ $\Omega$ ];

$R_{CC}$ : Resistência em corrente contínua [ $\Omega$ ];

$r_0$ : Raio da seção circular do fio [ $m$ ];

$\delta$ : Profundidade de penetração pelicular [ $m$ ];

$N$ : Número de espiras [*adimensional*];

$H$ : Campo magnético estático [ $A/m$ ].

O cálculo do campo magnético estático necessário na Equação (3.6) é admitido como sendo a soma do campo sobre o centro da seção circular de cada espira da bobina e está descrito no Apêndice A [18].

## 3.2 Indutância Própria

Os materiais condutores, quando percorridos por uma corrente elétrica, produzem em sua vizinhança um campo magnético. Esse campo produzido é capaz de induzir tensões novamente na própria estrutura do condutor. Em estruturas como fios alongados, ele possui pouca influência sobre o comportamento da energia elétrica que os percorre [4].

Contudo, em situações onde o fio é enrolado formando uma bobina, a concentração de campo magnético na sua vizinhança aumenta consideravelmente, tornando-se relevante em trabalhos com

corrente alternada, especialmente em altas frequências. Esse campo magnético, que surge na vizinhança das espiras da bobina, é capaz de induzir uma tensão em sua própria estrutura, gerando uma corrente de sentido contrário àquela que produziu a indução. A tensão induzida é proporcional a um fator multiplicado pela taxa de variação da corrente, conhecido como autoindutância ou indutância própria [4].

Em outras palavras, a indutância própria corresponde a medida definida pela razão entre o fluxo magnético total enlaçado por uma bobina pela corrente que circula por ela. Também é uma propriedade associada ao armazenamento de energia na forma de campo magnético. Em corrente alternada, ela representa uma forma de oposição à variação de corrente elétrica, chamada de reatância indutiva [19], [20].

Existem várias formulações aproximadas para o cálculo da indutância própria de uma espira circular de fio e circular impressa. Neste trabalho é adotado o uso da Equação de Neumann, onde a indutância própria é representada pela Equação (3.7) para uma espira impressa e pela Equação (3.8) para uma bobina de fio [19], [20].

$$L = \frac{\mu a(a - r_0)}{2} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\theta)}{\sqrt{a^2 + (a - r_0)^2 - 2a(a - r_0)\cos(\theta)}} d\theta, \quad (3.7)$$

$$L = \frac{\mu \left(a + \frac{w}{2}\right) \left(a - \frac{w}{2}\right)}{2} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\theta)}{\sqrt{\left(a + \frac{w}{2}\right)^2 + \left(a - \frac{w}{2}\right)^2 - 2\left(a + \frac{w}{2}\right) \left(a - \frac{w}{2}\right) \cos(\theta)}} d\theta, \quad (3.8)$$

em que:

$L$ : Indutância própria [H];

$\mu$ : Permeabilidade magnética do material condutor [H/m];

$a$ : Raio da circunferência da espira [m];

$r_0$ : Raio da seção circular do fio [m];

$w$ : Largura da trilha [m];

$\theta$ : Ângulo de integração [rad].

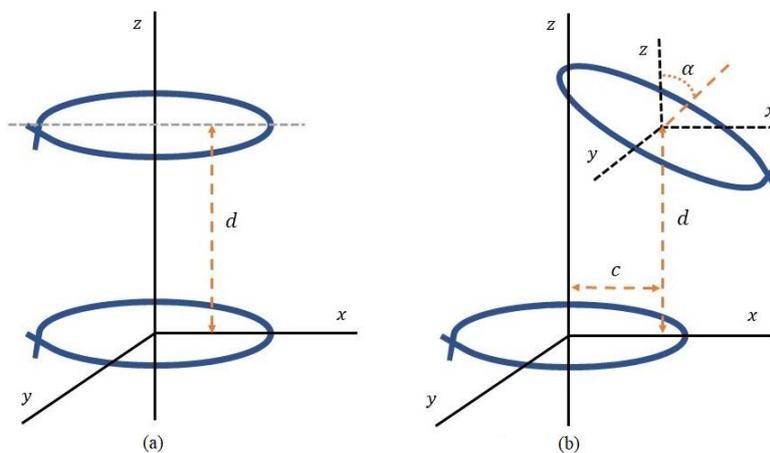
Se a bobina possui mais de uma espira, então a indutância própria  $L$  é dada pela soma dos valores individuais de cada espira calculados pelas Equações (3.7) ou (3.8) com a indutância mútua tomando uma a uma das espiras da bobina [21].

### 3.3 Indutância Mútua

A indutância mútua corresponde à conexão estabelecida entre duas ou mais bobinas próximas uma da outra, através da qual ocorre a transferência de energia elétrica de uma bobina para outra em sistemas de acoplamento magnético. Esse parâmetro é definido matematicamente pela razão entre o fluxo magnético concatenado em uma bobina e a corrente da bobina que produz este fluxo. Uma vez estabelecida a conexão caracterizada pela indutância mútua, diz-se que as bobinas estão magneticamente acopladas [4], [19].

O cálculo da indutância mútua depende da geometria das bobinas do sistema e de suas posições em relação uma à outra. Os sistemas de transferência de energia sem fio são separados, nesse sentido, em duas partes: os sistemas alinhados, nos quais as bobinas estão posicionadas ao longo de um eixo central comum; e os sistemas desalinhados, nos quais as bobinas não possuem um eixo central compartilhado. Para ilustrar esse conceito, a Figura 6 mostra um sistema formado por bobinas alinhadas e desalinhadas com inclinação, onde  $d$ ,  $c$  e  $\alpha$  representam, respectivamente, a distância entre as bobinas, o desalinhamento lateral e a inclinação angular, dados em metros e em graus.

Figura 3.1 – Sistema com bobinas (a) alinhadas e (b) desalinhada inclinada.



Fonte: autor, 2024.

Assim como na indutância própria, existem várias formulações aproximadas para o cálculo da indutância mútua entre espiras com geometria circular de fio e circular impressa. Neste trabalho é adotado o uso da Equação de Neumann. Para um sistema de bobinas alinhadas sem nenhuma inclinação angular, o cálculo é realizado pela Equação (3.9) e para um sistema onde ocorre desalinhamento e/ou com inclinação angular de uma das bobinas, o cálculo é feito pela Equação (3.10) [20], [22].

$$M = \frac{\mu R_A R_B}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\theta - \varphi)}{\sqrt{R_A^2 + R_B^2 + d^2 - 2R_A R_B \cos(\theta - \varphi)}} d\theta d\varphi, \quad (3.9)$$

$$M = \frac{\mu R_A R_B}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\sin(\theta) \sin(\varphi) + \cos(\alpha) \cos(\theta) \cos(\varphi)}{\sqrt{[R_A \cos(\theta) - R_B \cos(\varphi)]^2 + [R_A \sin(\theta) - R_B \sin(\varphi) \cos(\alpha) - c]^2 + [R_B \sin(\varphi) \sin(\alpha) - d]^2}}, \quad (3.10)$$

em que:

$M$ : Indutância mútua [ $H$ ];

$\mu$ : Permeabilidade magnética do material [ $H/m$ ];

$R_A$ : Raio da espira  $A$  [ $m$ ];

$R_B$ : Raio da espira  $B$  [ $m$ ];

$d$ : Distância entre espiras [ $m$ ];

$\alpha$ : Inclinação angular de uma espira [ $m$ ];

$c$ : Desalinhamento lateral de uma espira [ $m$ ];

$\theta$ : Ângulo de integração [ $rad$ ];

$\varphi$ : Ângulo de integração [ $rad$ ].

As Equações (3.9) e (3.10) fornecem o resultado de indutância mútua entre duas espiras. Para obter o resultado considerando duas bobinas, deve-se somar os valores individuais de indutância mútua entre cada espira do sistema. As integrais presentes nos cálculos de indutância própria e mútua podem ser resolvidas numericamente pelo Método da Quadratura de Gauss-Legendre ou outro método que for conveniente.

### 3.4 Capacitância Externa

Quando duas estruturas condutoras estão separadas por um material dielétrico e submetidas a uma diferença de potencial, ocorre o acúmulo de cargas elétricas nesse sistema. A capacitância é definida pela razão entre a quantidade de carga acumulada e a diferença de potencial existente. Essa propriedade está relacionada à geometria das duas estruturas condutoras e ao meio dielétrico entre elas, como, por exemplo, a área de duas placas paralelas separadas por um material dielétrico com uma permissividade relativa preestabelecida [4].

A capacitância está relacionada a uma forma de resistência elétrica chamada reatância capacitiva, que se opõe a variações de tensão. Em *SMRs*, sua função é neutralizar a reatância indutiva das bobinas, ou pelo menos aproximá-la de zero, tornando a impedância das bobinas próxima de puramente resistiva. Para *SMRs*, a capacitância parasita existente entre as espiras de fio ou impressas, devido a presença de um material dielétrico em sua vizinhança, não é o suficiente para produzir o efeito de ressonância juntamente com a indutância própria em frequências relativamente baixas, como é o caso desta pesquisa. Seus efeitos são apreciáveis em frequências da ordem de *GHz* [4].

Desta forma, é necessário o uso de um elemento capacitivo externo que, devidamente dimensionado, seja capaz de anular a reatância indutiva da bobina. A forma de conexão do capacitor externo modifica a equação que permite obter o seu valor, a impedância da bobina e a operação do sistema. Neste trabalho é utilizado a associação em série e a justificativa para essa escolha encontra-se na seção 3.5. Para a associação em série, o capacitor externo é calculado em função da indutância própria da bobina e da frequência de ressonância, através da Equação (3.11) [4].

$$C_{ext} = \frac{1}{\omega^2 L}, \quad (3.11)$$

em que:

$C_{ext}$ : Capacitância externa [*F*];

$\omega$ : Frequência angular [*rad/s*];

$L$ : Indutância própria [*H*].

### 3.5 Modelo Circuitual

O modelo circuitual do *SMR* é constituído a partir da impedância da bobina. O conceito de impedância corresponde a uma forma mais geral de resistência a passagem da corrente elétrica. Ela leva em consideração a própria resistência do fio condutor com seus efeitos de corrente alternada e a reatância proveniente da indutância [12]. A Equação (3.12) mostra o cálculo da impedância de uma bobina de fio ou impressa.

$$Z = R_{AC} + j\omega L, \quad (3.12)$$

em que:

- $Z$ : Impedância complexa [ $\Omega$ ];
- $R_{AC}$ : Resistência total [ $\Omega$ ];
- $j$ : Unidade imaginária [*adimensional*];
- $\omega$ : Frequência angular [*rad/s*];
- $L$ : Indutância própria [ $H$ ].

Com a adição de uma capacitância externa em série, a impedância é reescrita conforme Equação (3.13) a seguir.

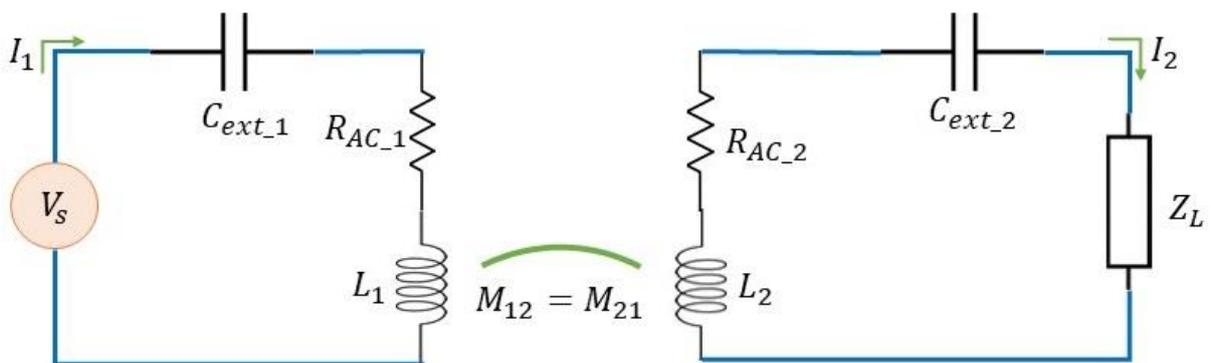
$$Z = R_{AC} + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_{ext}}, \quad (3.13)$$

em que:

- $Z$ : Impedância complexa [ $\Omega$ ];
- $R_{AC}$ : Resistência total [ $\Omega$ ];
- $j$ : Unidade imaginária [*adimensional*];
- $\omega$ : Frequência angular [*rad/s*];
- $L$ : Indutância própria [ $H$ ];
- $C_{ext}$ : Capacitância externa [ $F$ ].

O modelo circuitual para um *SMR* de duas bobinas é construído a partir da impedância de cada bobina e da indutância mútua entre elas, sendo representado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Modelo *SMR* com duas bobinas ressonantes.



Fonte: autor, 2024.

em que:

$V_s$ : Tensão de entrada [ $V$ ];

$I_1$ : Corrente de entrada (corrente na bobina transmissora) [ $A$ ];

$C_{ext\_1}$ : Capacitância externa para ressonância da bobina transmissora [ $F$ ];

$R_{AC\_1}$ : Resistência da bobina de transmissão [ $\Omega$ ];

$L_1$ : Indutância da bobina de transmissão [ $H$ ];

$M_{12} = M_{21}$ : Indutância mútua entre bobinas de transmissão e recepção [ $H$ ];

$L_2$ : Indutância da bobina de recepção [ $H$ ];

$R_{AC\_2}$ : Resistência da bobina de recepção [ $\Omega$ ];

$C_{ext\_2}$ : Capacitância externa para ressonância da bobina receptora [ $F$ ];

$I_2$ : Corrente da carga (corrente na bobina receptora) [ $A$ ];

$Z_L$ : Carga [ $\Omega$ ].

A forma de conexão do capacitor externo permite obter características específicas no *SMR*. O capacitor pode ser associado em série com a bobina transmissora e receptora, em paralelo com ambas as bobinas ou uma condição onde aparece uma conexão diferente em cada bobina. A Tabela 3.1 resume as características do sistema em relação a forma de conexão do capacitor externo [23].

Neste trabalho, a escolha da forma de conexão é em série, baseada nas características descritas na Tabela 3.1. Para a aplicação em implantes biomédicos alimentados por *SMR*, o uso de uma conexão em série permite obter uma impedância de entrada puramente resistiva, facilitando o casamento de impedância entre a fonte e a entrada do sistema. Uma corrente maior também é de interesse, permitindo a alimentação de múltiplas cargas no sistema e de componentes eletrônicos em cada carga. A eficiência de sistemas com bobinas conectadas em série com os capacitores externos mostra um bom desempenho para cargas pequenas, como o valor padrão adotado nesta pesquisa, que é de 50  $\Omega$ .

A seleção de capacitores comerciais externos para que o sistema trabalhe na frequência de ressonância é difícil, pois esses componentes não possuem valores fracionários. Assim, não é viável nesta aplicação o uso de uma conexão de capacitor externo que permita ter a frequência de ressonância afetada pela indutância mútua entre as bobinas. Por fim, o efeito *splitting* consiste no fenômeno onde a eficiência do sistema ocorre em frequências diferentes do valor da ressonância, evidenciado quando as bobinas estão muito próximas uma da outra, e será discutido na seção 3.6.1.

Tabela 3.1 - Características das conexões de capacitores externos.

Topologia	Característica
Série-Série	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Impedância de entrada puramente resistiva na frequência de ressonância.</li> <li>2. Melhor eficiência para impedância da carga inferior a <math>\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}</math>.</li> <li>3. Maior valor de corrente na bobina transmissora e receptora.</li> <li>4. Existência do fenômeno <i>splitting</i> para bobinas muito próximas.</li> </ol>
Série-Paralelo	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Impedância de entrada muito alta na frequência de ressonância.</li> <li>2. Melhor desempenho para impedância da carga superior a <math>\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}</math>.</li> <li>3. Alta tensão na bobina receptora.</li> </ol>
Paralelo-Série	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Impedância de entrada muito alta na frequência de ressonância</li> <li>2. Melhor desempenho para impedância da carga inferior a <math>\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}</math>.</li> <li>3. Menor valor de corrente nas bobinas transmissora e receptora.</li> <li>4. Frequência de ressonância é afetada pela indutância mútua.</li> </ol>
Paralelo-Paralelo	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Impedância de entrada puramente resistiva na frequência de ressonância.</li> <li>2. Melhor desempenho para impedância da carga superior a <math>\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}</math>.</li> <li>3. Menor valor de corrente nas bobinas transmissora e receptora.</li> <li>4. Menor potência na carga.</li> <li>5. Frequência de ressonância é afetada pela indutância mútua.</li> </ol>

Fonte: adaptada, [23].

A análise do circuito elétrico da Figura 7 pode ser feita através da Lei de Kirchhoff das Tensões, fornecendo como resultado a um modelo matricial descrito pela Equação (3.14) [24].

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{AC\_1} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{ext\_1}} & j\omega M_{12} \\ j\omega M_{21} & R_{AC\_2} + Z_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{ext\_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

em que:

$V_s$ : Tensão de entrada [V];

$R_{AC\_1}$ : Resistência da bobina transmissora [ $\Omega$ ];

$L_1$ : Indutância da bobina transmissora [ $H$ ];  
 $C_{ext\_1}$ : Capacitância externa para ressonância da bobina transmissora [ $F$ ];  
 $I_1$ : Corrente de entrada (corrente na bobina transmissora) [ $A$ ];  
 $M_{12} = M_{21}$ : Indutância mútua entre as bobinas [ $H$ ];  
 $R_{AC\_2}$ : Resistência da bobina receptora [ $\Omega$ ];  
 $L_2$ : Indutância da bobina receptora [ $H$ ];  
 $C_{ext\_2}$ : Capacitância externa para ressonância da bobina receptora [ $F$ ];  
 $Z_L$ : Carga [ $\Omega$ ];  
 $I_2$ : Corrente da carga (corrente na bobina receptora) [ $A$ ];  
 $j$ : Unidade imaginária [*adimensional*];  
 $\omega$ : Frequência angular [ $rad/s$ ].

Através da Equação (3.14), são obtidas as correntes que circulam na bobina transmissora e receptora, permitindo o cálculo da impedância de entrada, tensão na carga, potência de entrada, potência na carga e eficiência do sistema em análise.

A impedância de entrada do sistema é determinada pelo quociente da tensão pela corrente na bobina transmissora. No entanto, a corrente na bobina transmissora não é necessariamente o valor da razão da tensão por sua impedância. Isso ocorre porque a presença de corrente na bobina receptora gera um campo magnético variável que induz tensões e correntes na bobina transmissora, resultando em uma corrente líquida que altera a impedância vista nos terminais de entrada do sistema [4]. Em um sistema formado por duas bobinas, a impedância de entrada é dada pela Equação (3.15).

$$Z_{in} = R_{AC\_1} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{ext\_1}} + \left( \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_{AC\_2} + Z_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{ext\_2}}} \right), \quad (3.15)$$

em que:

$R_{AC\_1}$ : Resistência da bobina transmissora [ $\Omega$ ];  
 $L_1$ : Indutância da bobina transmissora [ $H$ ];  
 $C_{ext\_1}$ : Capacitância externa para ressonância da bobina transmissora [ $F$ ];  
 $M_{12}$ : Indutância mútua entre as bobinas [ $H$ ];  
 $R_{AC\_2}$ : Resistência da bobina receptora [ $\Omega$ ];  
 $L_2$ : Indutância da bobina receptora [ $H$ ];

$C_{ext\_2}$ : Capacitância externa para ressonância da bobina receptora [ $F$ ];

$Z_L$ : Carga [ $\Omega$ ];

$j$ : Unidade imaginária [*adimensional*];

$\omega$ : Frequência angular [ $rad/s$ ].

Uma análise qualitativa da Equação (3.15) indica que o valor final da impedância de entrada é a soma da impedância da bobina transmissora com uma parcela da impedância da bobina receptora, representada entre parênteses e denominada impedância refletida. Observa-se que essa contribuição está intimamente relacionada com a indutância mútua do sistema. Uma indutância mútua muito grande resultará em uma alta influência na impedância de entrada, enquanto uma indutância mútua pequena terá pouca influência.

## 3.6 Indicadores de Desempenho

Existem alguns indicadores que são usados para avaliar o comportamento e o desempenho do sistema em função de diversos parâmetros elétricos, magnéticos e geométricos. Cada um possui sua respectiva interpretação física. Este trabalho aborda três indicadores, sendo eles o fator de acoplamento, os parâmetros de espalhamento e a eficiência.

### 3.6.1 Fator de Acoplamento

O fator de acoplamento é uma métrica que revela o nível, intensidade ou ainda a força da interação magnética entre as bobinas transmissora e receptora, sendo uma medida adimensional limitada entre 0 e 1, onde valores próximos de 0 indica um fraco acoplamento mútuo e valores próximos de 1 indica um forte acoplamento [25].

O fator de acoplamento é calculado pela Equação (3.16).

$$k_{12} = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (3.16)$$

em que:

$k_{12}$ : Fator de acoplamento [*adimensional*];

$M_{12}$ : Indutância mútua entre bobina transmissora e receptora [ $H$ ];

$L_1$ : Indutância própria da bobina transmissora [ $H$ ];

$L_2$ : Indutância própria da bobina receptora [ $H$ ].

Ter um forte acoplamento é de interesse prático; contudo, essa característica contribui para a formação de um efeito indesejado chamado efeito *splitting*. Este efeito corresponde à divisão de frequências em relação à eficiência do sistema. Em outras palavras, o sistema passa a ter picos de máxima eficiência fora do valor da frequência de ressonância. Isso ocorre porque, em um forte acoplamento, a impedância refletida exerce uma influência muito grande na bobina transmissora [25].

A introdução de bobinas ressonantes intermediárias também contribui para o efeito *splitting*, pois ocorre o entrelaçamento do fluxo das bobinas adicionais com a bobina transmissora, ou seja, ela recebe sobre si a influência da impedância refletida de cada bobina intermediária [25].

### 3.6.2 Parâmetros de Espalhamento

O segundo indicador é conhecido como parâmetros de espalhamento ou parâmetros  $S$ . Seu cálculo é realizado por meio de operações matriciais através da Equação (3.17) e os resultados representam as ondas de potência transmitidas e refletidas no sistema de transferência de energia. O parâmetro  $S_{11}$  é um indicador do nível de reflexão entre a fonte e a entrada do sistema, enquanto o parâmetro  $S_{21}$  indica a quantidade de energia que é transferida da bobina transmissora para a bobina receptora, ou seja, é uma métrica de eficiência do sistema. Por outro lado,  $S_{22}$  mostra as reflexões entre a bobina receptora e a saída do sistema (ou carga) e  $S_{12}$  a quantidade de energia transferida da bobina receptora para a bobina transmissora [26].

$$S = U(Z - Z_0^*)(Z + Z_0)^{-1}U^{-1}, \quad (3.17)$$

em que:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}; \text{ matriz de espalhamento [dB];}$$

$$U = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_{01}\}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2\sqrt{\text{Re}\{Z_{02}\}}} \end{bmatrix};$$

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix};$$

$$Z_0 = \begin{bmatrix} Z_{01} & 0 \\ 0 & Z_{02} \end{bmatrix};$$

$Z_{11}$ : Impedância da bobina transmissora [ $\Omega$ ];  
 $Z_{12} = j\omega M_{12}$ : Impedância relativa a tensão induzida [ $\Omega$ ];  
 $Z_{21} = j\omega M_{21}$ : Impedância relativa a tensão induzida [ $\Omega$ ];  
 $Z_{22}$ : Impedância da bobina receptora [ $\Omega$ ];  
 $Z_{01}$ : Impedância da porta de medida (fonte) [ $\Omega$ ];  
 $Z_{02}$ : Impedância da porta de medida (carga) [ $\Omega$ ].

O sinal \* indica conjugado complexo. Os termos  $j\omega M_{12}$  e  $j\omega M_{21}$  representam impedâncias associadas a geração de tensão induzida sobre ambas as bobinas. As equações (3.18) e (3.19) mostram, respectivamente, o cálculo da tensão induzida na bobina transmissora devido a corrente na bobina receptora e a tensão induzida na bobina receptora devido a corrente na bobina transmissora [24].

$$V_{ind\_1} = j\omega M_{12} I_2, \quad (3.18)$$

$$V_{ind\_2} = j\omega M_{12} I_1, \quad (3.19)$$

em que:

$V_{ind\_1}$ : Tensão induzida na bobina transmissora devido a corrente na receptora [V];  
 $j$ : Unidade imaginária [*adimensional*];  
 $\omega$ : Frequência angular [*rad/s*];  
 $M_{12}$ : Indutância mútua entre bobina transmissora e receptora [H];  
 $I_2$ : Corrente de entrada (corrente na bobina transmissora) [A];  
 $V_{ind\_2}$ : Tensão induzida na bobina receptora devido a corrente na transmissora [V];  
 $I_1$ : Corrente da carga (corrente na bobina receptora) [A];

### 3.6.3 Eficiência

Por fim, e não menos importante, o último indicador é a eficiência do sistema. Esse indicador relaciona a quantidade de potência de saída em relação à potência de entrada. Assim, o cálculo da potência ativa sobre uma carga resistiva percorrida por uma corrente alternada é feito pela Equação (3.20) e a eficiência é determinada na Equação (3.21) [27].

$$P = \frac{1}{2} Re\{RI^2\}, \quad (3.20)$$

$$\eta = \frac{Re\{Z_L I_2^2\}}{Re\{R_{AC\_1} I_1^2\} + Re\{R_{AC\_2} I_2^2\} + Re\{Z_L I_2^2\}} \times 100, \quad (3.21)$$

em que:

$P$ : Potência ativa [W];

$R$ : Carga resistiva qualquer [ $\Omega$ ];

$I$ : Corrente elétrica [A];

$\eta$ : Eficiência [%];

$Re$ : Notação para usar apenas a parte real do número complexo [*adimensional*];

$Z_L$ : Carga resistiva do sistema *SMR* [ $\Omega$ ];

$I_2$ : Corrente na carga [A];

$R_{AC\_1}$ : Resistência da bobina transmissora [ $\Omega$ ];

$I_1$ : Corrente de entrada do *SMR* [A];

$R_{AC\_2}$ : Resistência da bobina receptora [ $\Omega$ ];

Observe que as correntes dadas nas Equações (3.20) e (3.21) são dadas na forma de número complexo e  $I^2$  deve ser calculado como  $I \times I^*$ , onde \* indica o complexo conjugado. A Equação (3.21) é uma formulação mais geral e permite obter a eficiência do sistema em função da corrente, da resistência da bobina para qualquer quantidade de bobinas, bastando apenas acrescentar no denominador o produto  $R_{AC\_i} I_i^2$ , em que o índice  $i$  indica a  $i$ -ésima bobina intermediária adicionada ao sistema [27].

Entretanto, essa formulação não expressa diretamente quais parâmetros elétricos interferem na eficiência. Assim, substituindo as correntes  $I_1$  e  $I_2$  e realizando uma simplificação, é obtido uma nova fórmula para a eficiência do sistema com duas bobinas, através da Equação (3.22) [4].

$$\eta = \frac{(\omega M_{12})^2 Z_L}{\left[ (R_{AC\_2} + Z_L)^2 + \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{ext\_2}} \right)^2 \right] R_{AC\_1} + (\omega M_{12})^2 (R_{AC\_2} + Z_L)} \times 100, \quad (3.22)$$

em que:

$\eta$ : Eficiência [%];

$R_{AC\_1}$ : Resistência da bobina transmissora [ $\Omega$ ];

$L_2$ : Indutância da bobina receptora [ $H$ ];

$C_{ext\_2}$ : Capacitância externa para ressonância da bobina receptora [ $F$ ];

$M_{12} = M_{21}$ : Indutância mútua entre as bobinas [ $H$ ];

$R_{AC\_2}$ : Resistência da bobina receptora [ $\Omega$ ];

$Z_L$ : Carga [ $\Omega$ ];

$\omega$ : Frequência angular [ $rad/s$ ].

Uma análise da Equação (3.22) permite dizer que a eficiência possui relação direta com os parâmetros elétricos das bobinas transmissora e receptora, que são definidos em função de suas geometrias. Também é uma função da frequência e é influenciada pela carga conectada na bobina receptora. Isso permite avaliar a eficiência do sistema em diversas configurações de posições espaciais da bobina receptora em relação a bobina transmissora, através das mudanças que ocorrem na indutância mútua.

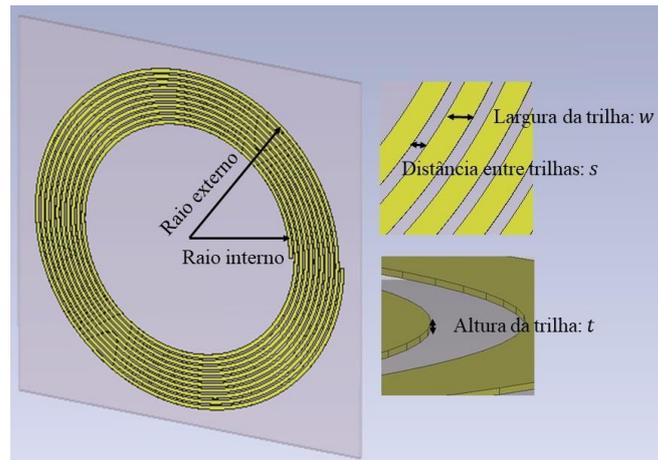
### 3.7 Validação da Modelagem Matemática

A validação das equações da modelagem matemática descrita da seção 3.1 até a seção 3.6 é realizada com o uso de três *softwares* comerciais. O primeiro é o *CST Studio Suite (CST)*, dedicado à solução de problemas eletromagnéticos por meio da solução numérica das Equações de Maxwell no domínio do tempo ou da frequência. O segundo software é o *PathWave Advanced Design System (ADS)*, que contém um sistema especializado na análise de circuitos elétricos. O terceiro é o *INCA*, um *software* simples dedicado ao cálculo de indutância mútua.

Para facilitar a identificação dos resultados, a sigla do *software* indica qual deles é utilizado, e a modelagem matemática descrita neste capítulo é abreviada como *MMJ* (Modelagem Matemática com Linguagem Julia).

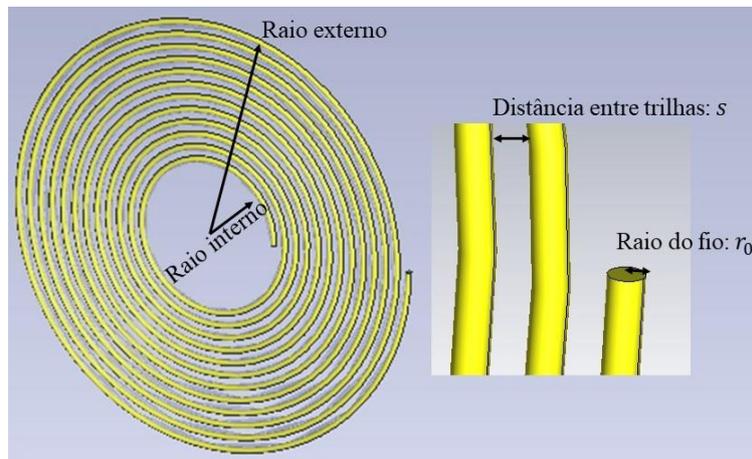
O sistema utilizado para validação é composto por duas bobinas, sendo uma transmissora impressa em substrato *FR4* e uma receptora feita de fio flexível. A frequência de operação do sistema é fixada em  $F = 5,5 \text{ MHz}$  e a carga alimentada é puramente resistiva, com valor de  $50 \Omega$ . As Figuras 3.3 e 3.4 mostram o desenho do sistema usado na validação e as Figuras 3.5 e 3.6 mostram as posições da bobina receptora para o sistema alinhado e o sistema desalinhado-inclinado.

Figura 3.3 - Bobina transmissora para validação da modelagem matemática.



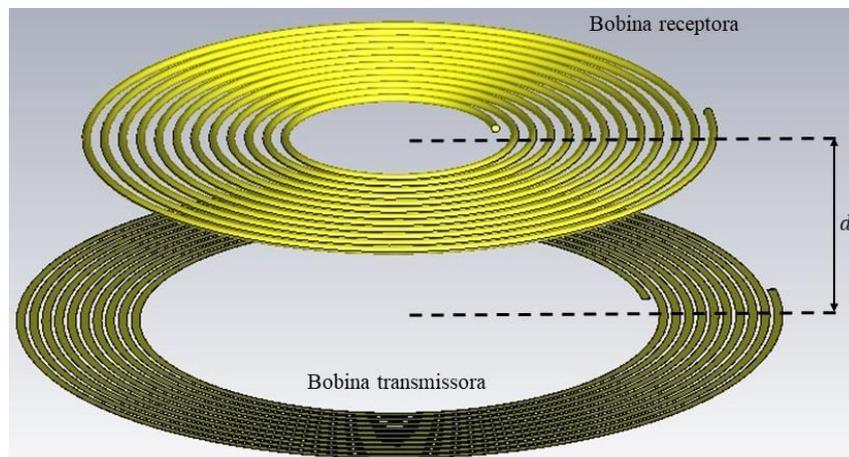
Fonte: autor, 2024.

Figura 3.4 - Bobina receptora para validação da modelagem matemática.



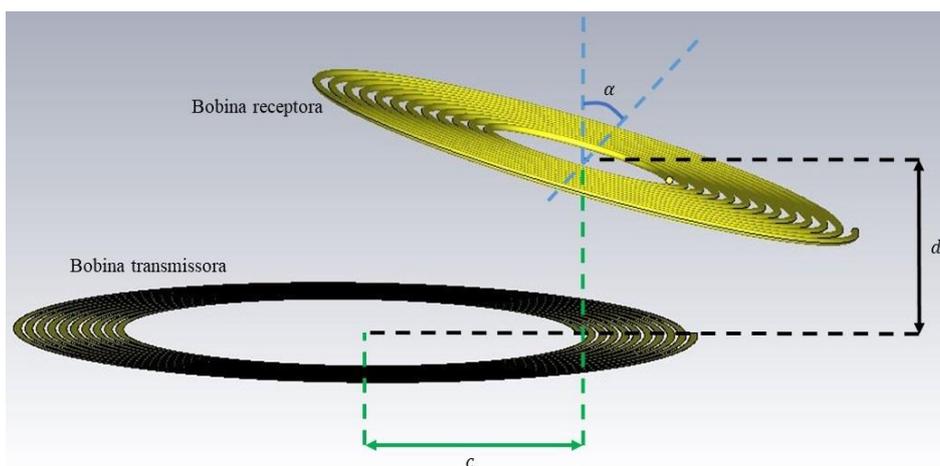
Fonte: autor, 2024.

Figura 3.5 - SMR com bobina receptora alinhada.



Fonte: autor, 2024.

Figura 3.6 - SMR com bobina desalinhada-inclinada.



Fonte: autor, 2024.

A Tabela 3.2 indica as características de cada bobina do sistema em estudo. A análise foi realizada para um sistema alinhado e separado por uma distância de  $33\text{ mm}$  e outro sistema desalinhado-inclinado dado por  $d = 33\text{ mm}$  de distância entre as bobinas,  $c = 30\text{ mm}$  de desalinhamento e  $\alpha = 25^\circ$  de inclinação angular da bobina receptora.

Tabela 3.2 - Dados geométricos das bobinas.

Parâmetros Geométricos	Bobina Transmissora	Bobina Receptora
Número de espiras	10	12
Raio interno	$30\text{ mm}$	$12\text{ mm}$
Raio externo	$45\text{ mm}$	$37,5\text{ mm}$
Raio do fio	---	$0,489\text{ mm}$
Largura da trilha	$1\text{ mm}$	---
Altura da trilha	$0,035\text{ mm}$	---
Distância entre espiras	$1,5\text{ mm}$	$2,125\text{ mm}$
Espessura do substrato	$1,49\text{ mm}$	---
Frequência de ressonância escolhida	$5,5\text{ MHz}$	$5,5\text{ MHz}$

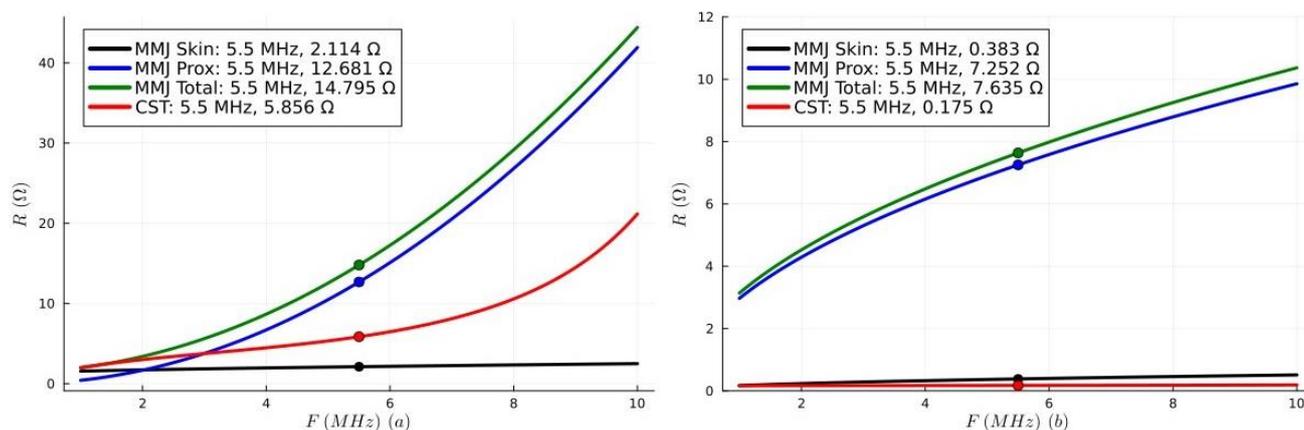
Fonte: autor, 2024.

### 3.7.1 Validação da Resistência e Indutância Própria

A validação da resistência e da indutância própria das bobinas é realizada com o auxílio do *software CST*. A escolha deste *software* se deve ao método utilizado para obter tais parâmetros, neste caso, a solução numérica das Equações de Maxwell, que permite capturar de forma rigorosa os efeitos pelicular, de proximidade e formas diferentes de acoplamento magnético devido a correntes variáveis, se presentes em qualquer bobina. As simulações com *CST* foram realizadas no domínio da frequência através do Método dos Elementos Finitos em todo o trabalho.

Os gráficos (a) e (b) da Figura 3.7 mostram o comportamento da resistência das bobinas transmissora e receptora. A solução obtida através da modelagem matemática *MMJ* para o efeito *skin* (pelicular) se aproxima da solução do *CST*. No entanto, o resultado do efeito de proximidade não correspondeu a uma boa aproximação. Isso ocorre, pois, os resultados do *CST* são originados da solução das Equações de Maxwell, através de métodos numéricos que conseguem capturar com rigor os efeitos pelicular e de proximidade. Já as equações da modelagem *MMJ* são expressões aproximadas e, dependendo da geometria da bobina, podem não representar rigorosamente os efeitos da corrente alternada. A existência do efeito de proximidade é dependente do espaço entre as espiras e da frequência, sendo mais evidente para a ordem de *GHz*.

Figura 3.7 - Resistência total da bobina (a) transmissora e (b) receptora.



Fonte: autor, 2024.

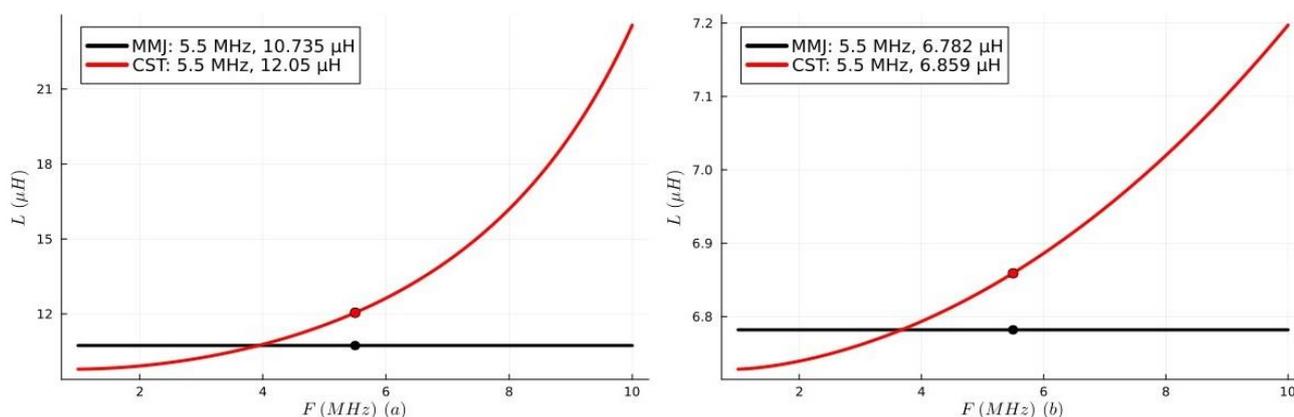
Em relação a indutância própria das bobinas transmissora e receptora, a Figura 3.8 mostra os resultados da modelagem *MMJ* e do *CST*. Os cálculos realizados pelas Equações (3.7) e (3.8) evidenciam resultados satisfatórios quando comparados com as soluções numéricas do *CST*. Contudo, é importante evidenciar que ocorre uma mudança significativa do valor da indutância própria nas

bobinas transmissora e receptora obtidas através do *CST*. Isso ocorre, pois, o aumento da frequência modifica duas características importantes sobre a reatância da bobina.

A primeira consiste na capacitância parasita, ocorrendo no espaço entre as bobinas que é preenchido por um meio dielétrico e pelo dielétrico do substrato. Embora essa característica seja mais evidente em frequências mais altas, na ordem de *GHz*, a estrutura da bobina pode configurar um pequeno valor suficiente para modificar a reatância final da bobina.

A segunda característica consiste na forma de acoplamento do campo magnético sobre as próprias espiras da bobina, que é modificado de acordo com a frequência do sistema. Assim, embora a indutância própria seja uma grandeza dependente apenas da geometria da bobina, os efeitos relacionados a meios materiais e frequência podem provocar modificações no valor final medido e simulado. A indutância própria calculada pelas Equações (3.7), (3.8) e (3.9) é constante, pois, não depende da frequência do sistema, mas sim da geometria da bobina.

Figura 3.8 - Indutância própria da bobina (a) transmissora e (b) receptora.



Fonte: autor, 2024.

### 3.7.2 Validação da Indutância Mútua

A Equação (3.9) que representa a indutância mútua de duas bobinas alinhadas corresponde a uma versão simplificada da Equação (3.10) que é mais geral e pode ser usada para situações onde as bobinas estão alinhadas, desalinhadas, inclinadas ou uma combinação de duas dessas características espaciais.

Desta forma, a validação é realizada comparando o resultado das Equações (3.9) e (3.10) para um sistema alinhado, comparando-os com o resultado do *software INCA*. Este *software* se aplica apenas para um sistema alinhado. A partir da Tabela 3.3, observa-se que os resultados de indutância mútua da modelagem *MMJ* são muito próximos do *INCA*, evidenciando que as equações usadas

representam de forma correta este parâmetro. Os resultados não incluem efeitos de acoplamento magnético de correntes variáveis e são provenientes apenas de uma análise estática.

Tabela 3.3 - Indutância mútua alinhada.

Posição das Bobinas	<i>MMJ</i>	<i>INCA</i>
Alinhadas – Equação (3.9)	1,446 $\mu H$	1,445 $\mu H$
Alinhadas – Equação (3.10)	1,446 $\mu H$	1,445 $\mu H$

Fonte: autor, 2024.

### 3.7.3 Validação do Sistema Alinhado e Desalinhado-Inclinado

O sistema alinhado e desalinhado-inclinado é composto pelas bobinas indicadas na Tabela 3.2 e Figuras 3.3, 3.4, 3.5 e 3.6. A validação é feita através do uso do *software ADS*. Este *software* é dedicado a soluções de problemas elétricos e magnéticos através de técnicas de análise de circuitos, sendo ideal para a validação do modelo circuitual proposto neste capítulo. Os dados que inseridos no *ADS* são mostrados na Tabela 3.4. A carga alimentada é de 50  $\Omega$  e a tensão de entrada é  $V_s = 7 V$ .

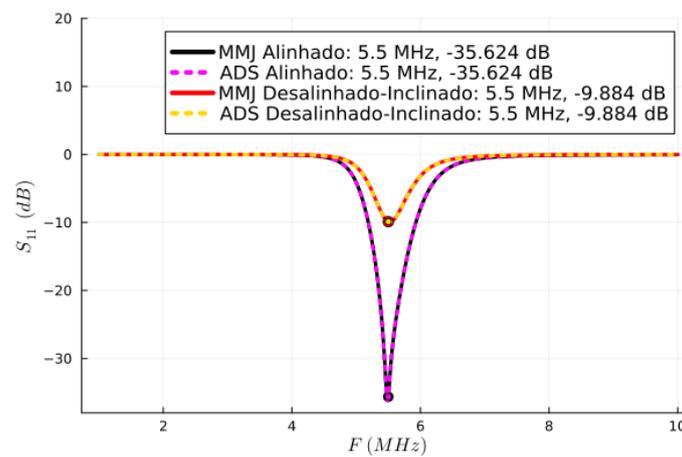
Tabela 3.4 - Parâmetros de circuitos para simulação no *software ADS* e modelagem *MMJ*.

Parâmetros inseridos no <i>ADS</i>	Valor
$R_{AC\_1}$	2,114 $\Omega$
$R_{AC\_2}$	0,383 $\Omega$
$L_1$	10,735 $\mu H$
$L_2$	6,782 $\mu H$
$C_{EXT\_1}$	78,002 $pF$
$C_{EXT\_2}$	123,469 $pF$
$M_{ALI}$ (sistema alinhado)	1,446 $\mu H$
$M_{DES}$ (sistema desalinhado-inclinado)	0,998 $\mu H$
Frequência de ressonância	5,5 $MHz$

Fonte: autor, 2024.

O primeiro parâmetro analisado é o  $S_{11}$ , que indica o nível de reflexões das ondas de tensão entre a fonte e a entrada do sistema, causadas pela modificação da impedância de entrada. Observa-se na Figura 3.9 que o parâmetro de espalhamento  $S_{11}$  possui um pico negativo na frequência de  $F = 5,5 \text{ MHz}$ . Esse pico neste valor indica que o sistema está trabalhando na ressonância especificado na Tabela 3.4. O baixo valor exibido em  $S_{11}$  alinhado mostra que há um bom casamento de impedância e o valor mais alto encontrado para o sistema desalinhado-inclinado indica que o casamento de impedância está deteriorado. O descasamento não impede a operação do sistema em ressonância, mas permite que haja reflexões de ondas de tensão entre a fonte e a entrada do sistema, reduzindo sua eficiência.

Figura 3.9 - Parâmetro  $S_{11}$  do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.



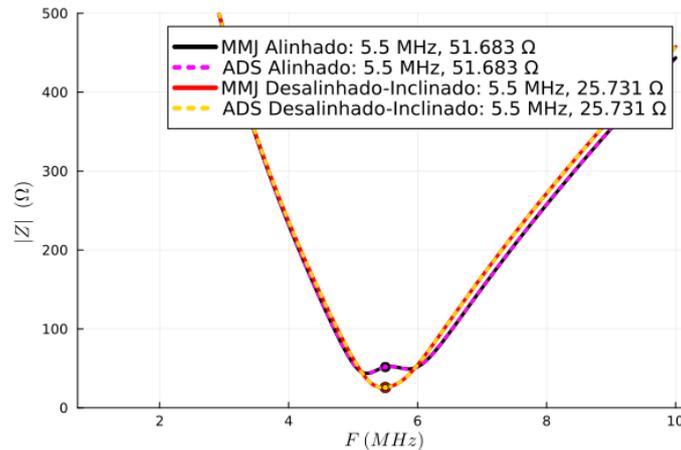
Fonte: autor, 2024.

Como houve uma grande mudança no parâmetro  $S_{11}$  do sistema alinhado para o desalinhado-inclinado, é esperado que a impedância de entrada tenha sofrido alguma modificação. A Figura 3.10 mostra a impedância de entrada para ambos os sistemas, e a partir dela observa-se que o valor para o sistema desalinhado-inclinado é menor do que o valor do sistema alinhado. Uma avaliação das Equações (3.13) e (3.15) permite concluir que, com um capacitor externo devidamente dimensionado, a reatância de entrada permanecerá nula na frequência de ressonância, independentemente da posição das bobinas.

Avaliando em relação ao restante dos termos das Equações (3.13) e (3.15), os únicos termos não nulos na frequência de ressonância são a resistência das bobinas, a resistência da carga e a indutância mútua. Como o valor das resistências individuais não se alteram com a mudança da posição da bobina receptora e a carga é mantida constante, é esperado que o fator de modificação esteja contido na variação do valor da indutância mútua, que é refletido na bobina transmissora.

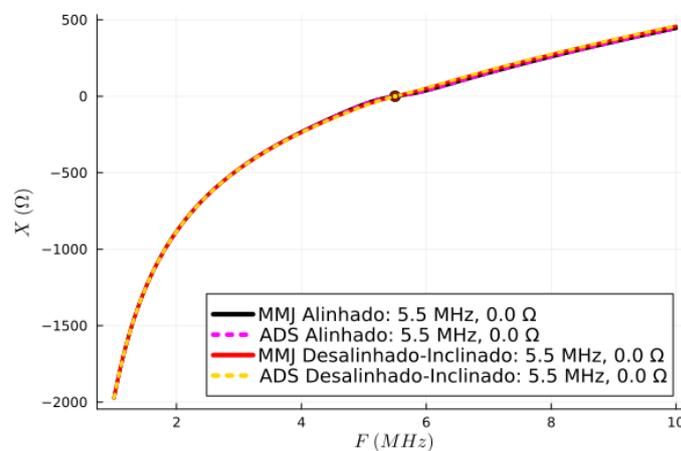
Para avaliar a afirmação da reatância nula na frequência de ressonância, a Figura 3.11 mostra o gráfico da reatância de entrada do sistema. Observa-se nele que no valor de  $F = 5,5 \text{ MHz}$ , a reatância de entrada é nula.

Figura 3.10 - Impedância de entrada do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.



Fonte: autor, 2024.

Figura 3.11 - Reatância de entrada do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.

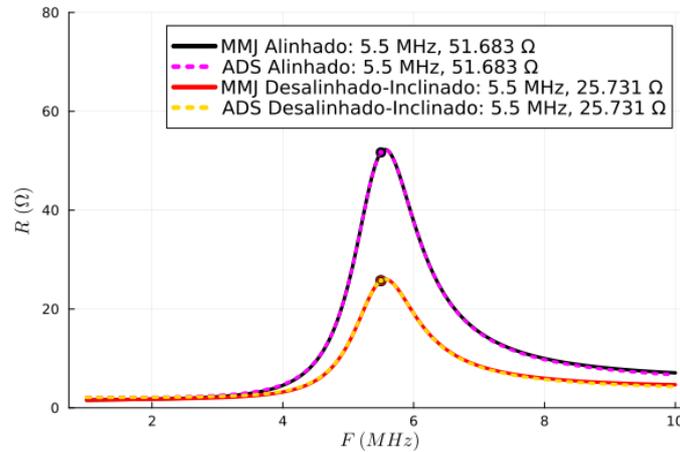


Fonte: autor, 2024.

Para confirmar que a resistência de entrada sofre alteração, a Figura 3.12 mostra o seu gráfico para o sistema alinhado e desalinhado-inclinado, revelando uma grande diferença entre os resultados. A Equação (3.15), que representa a impedância de entrada, consiste em duas partes: a primeira corresponde à impedância da bobina transmissor, enquanto a segunda, dentro de parênteses, é chamada de impedância refletida da bobina receptora sobre a bobina transmissora. A segunda parte é o fator responsável pela modificação da impedância de entrada do sistema. O gráfico da Figura 3.12 mostra

que a resistência de entrada possui o valor do módulo da impedância de entrada da Figura 3.8 para a frequência de ressonância, evidenciando novamente uma reatância nula nesta frequência.

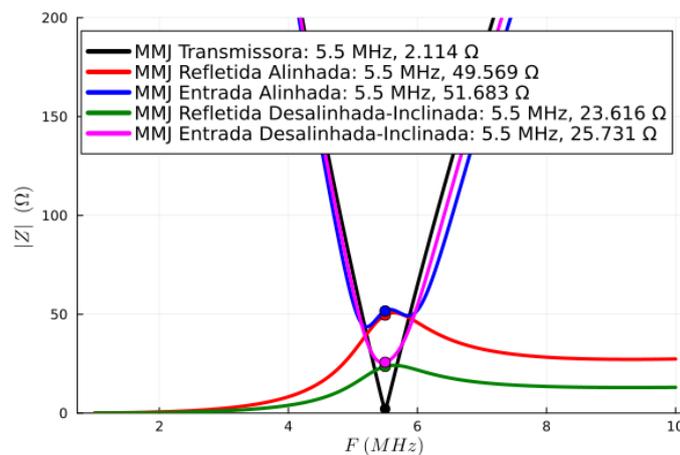
Figura 3.12 - Resistência de entrada do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.



Fonte: autor, 2024.

Resta avaliar a interferência da impedância refletida sobre a bobina transmissora. A Figura 3.13 mostra o comportamento das impedâncias: da bobina transmissora, impedância refletida e impedância total do sistema. Observa-se que a impedância total é muito próxima da impedância refletida, para o sistema avaliado, indicando que quase toda a impedância de entrada é devida a reflexão da bobina receptora sobre a bobina transmissora. A modificação da impedância de entrada é a fonte das mudanças no parâmetro de espalhamento  $S_{11}$ .

Figura 3.13 - Influência da impedância refletida no sistema alinhado e desalinhado-inclinado.

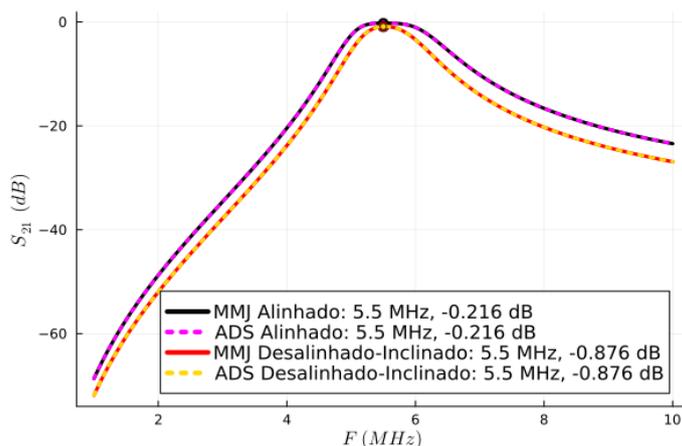


Fonte: autor, 2024.

Após considerar as modificações na impedância de entrada e no parâmetro  $S_{11}$ , é necessário avaliar o comportamento de  $S_{21}$  para verificar a quantidade de energia transferida da bobina transmissora para a bobina receptora. A Figura 3.14 ilustra esse comportamento, revelando uma diferença esperada nos valores de  $S_{21}$  para diferentes posições da bobina receptora. Essa variação está relacionada à indutância mútua do sistema, conforme demonstrado na Tabela 3.4, que é menor quando o sistema está desalinhado-inclinado em comparação ao alinhado. A alteração na posição da bobina receptora afeta a quantidade de linhas de fluxo magnético que ela pode capturar da bobina transmissora, alterando assim a indutância mútua e o comportamento do sistema.

A partir da Equação (3.17), uma análise mantendo as resistências, indutâncias próprias e capacitâncias externas do sistema fixo no valor da frequência de ressonância, o parâmetro variável restante corresponde à indutância mútua das bobinas, justificando a argumentação de que as mudanças no valor de  $S_{11}$  e  $S_{21}$  são originadas pela alteração da indutância mútua.

Figura 3.14 - Parâmetro  $S_{21}$  do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.



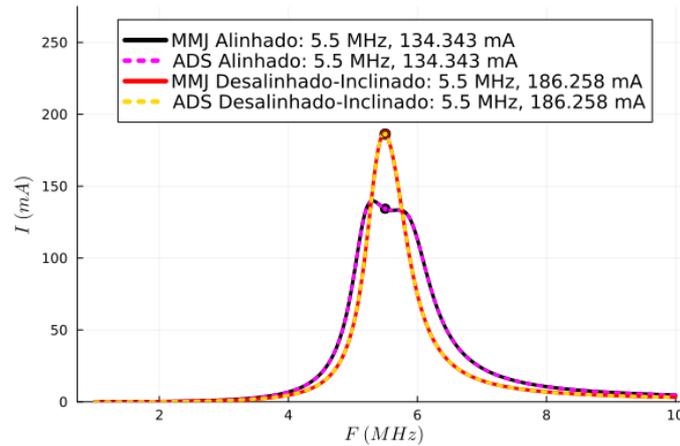
Fonte: autor, 2024.

Para os parâmetros de saída, são avaliados o comportamento da corrente, tensão e potência na carga, além da eficiência do sistema. Como a carga é invariável, ou seja, permanece em  $50 \Omega$  independentemente de mudanças na frequência e no posicionamento da bobina receptora, é esperado que os gráficos da corrente, tensão e potência apresentem o mesmo comportamento.

A Figura 3.15 mostra o gráfico da corrente na carga para o sistema alinhado e desalinhado-inclinado, evidenciando que a corrente na carga foi maior para o sistema desalinhado-inclinado e menor para o sistema alinhado. Esse comportamento está associado à mudança na indutância mútua do sistema, que provocou uma redução na impedância de entrada. Essa redução permite a circulação

de uma corrente maior na transmissão, devido ao fato de que a bobina receptora impõe uma impedância refletida menor na entrada do sistema desalinhado-inclinado.

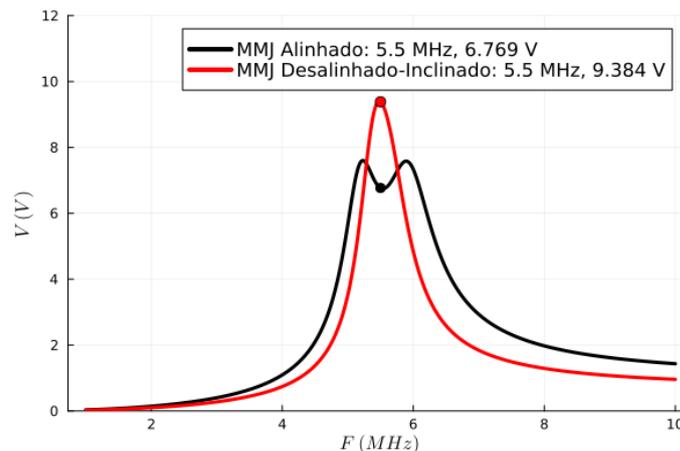
Figura 3.15 - Corrente na carga para o sistema alinhado e desalinhado.



Fonte: autor, 2024.

O valor da tensão induzida na bobina receptora contribui para uma corrente maior na bobina receptora, ou seja, na carga. Observando as Equações (3.18) e (3.19), a tensão induzida na bobina receptora é uma função da frequência, da indutância mútua e da corrente da bobina transmissora. A indutância mútua teve uma redução em relação ao sistema alinhado, conforme Tabela 3.4 e a resistência de entrada teve uma redução, conforme Figura 3.11. Esse balanço estabelecido entre a indutância mútua e a corrente da bobina transmissora controla a tensão induzida na bobina receptora, conforme estabelecido na Figura 3.16.

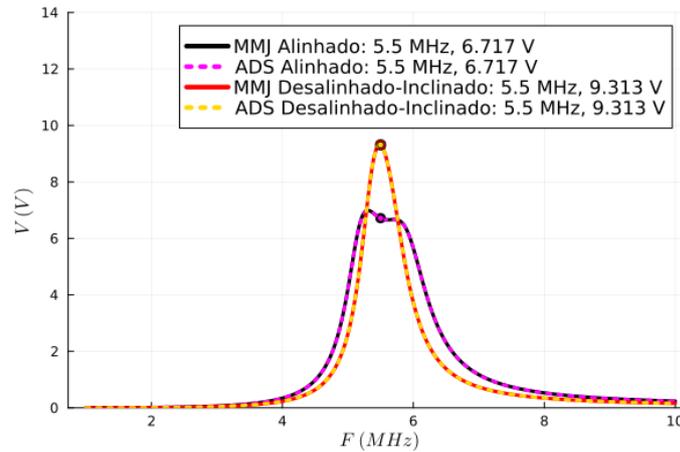
Figura 3.16 - Tensão induzida na bobina receptora para o sistema alinhado e desalinhado-inclinado.



Fonte: autor, 2024.

Assim, é esperado que a tensão na carga seja maior para o sistema desalinhado-inclinado e menor para o sistema alinhado avaliado, como mostra a Figura 3.17.

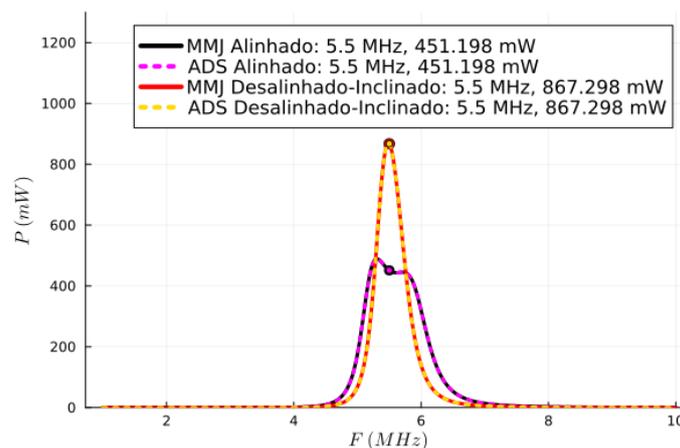
Figura 3.17 - Tensão na carga para o sistema alinhado e desalinhado-inclinado.



Fonte: autor, 2024.

Em relação a potência na carga, o comportamento é esperado e visualizado na Figura 3.18 para o sistema alinhado e desalinhado-inclinado, naturalmente sendo maior para desalinhado-inclinado devido ao mesmo ter uma tensão e corrente maior na carga, em relação ao sistema alinhado.

Figura 3.18 - Potência na carga para o sistema alinhado e desalinhado-inclinado.



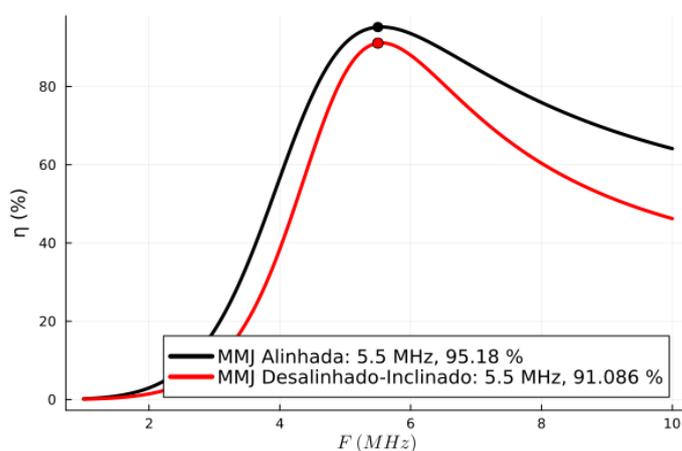
Fonte: autor, 2024.

Os indicadores de saída, como tensão, corrente e potência na carga, são maiores na frequência de ressonância, comportamento que já era esperado. Essa característica ocorre porque, nesse ponto, a impedância de cada bobina e a impedância de entrada são puramente resistivas, permitindo que as correntes atinjam um valor máximo em cada bobina e, conseqüentemente, elevando os parâmetros de

saída. A operação fora da frequência de ressonância resulta em uma impedância total muito alta (dependendo da frequência, o valor da reatância pode ser muito baixo ou muito alto) o que aumenta as reflexões de tensão entre a fonte e a entrada do sistema. Essas reflexões produzem uma forma de onda final com uma tensão menor sobre a bobina transmissora, degradando todos os parâmetros de saída.

Por fim, a eficiência do sistema avaliado na validação da modelagem matemática é mostrada na Figura 3.19 para a condição de alinhamento e desalinhamento com inclinação, sendo maior para a configuração alinhada do que para a configuração desalinhada e inclinada, embora esta última tenha produzido maior tensão, corrente e potência na carga. A existência de reflexões de ondas de tensão na entrada, observadas pelo aumento do parâmetro  $S_{11}$ , reduz a eficiência do sistema desalinhado-inclinado. Não foi observado o efeito de *splitting* na eficiência; contudo, a tensão, corrente e potência na carga produziram uma ondulação suave próxima à frequência de ressonância, evidenciando que há picos próximos ao ponto de ressonância que também oferecem bons parâmetros de saída para o sistema desalinhado-inclinado.

Figura 3.19 - Eficiência do sistema alinhado e desalinhado-inclinado.



Fonte: autor, 2024.

Com base nas análises realizadas nesta seção, observa-se que as equações da modelagem matemática descrita neste capítulo consegue reproduzir fielmente o comportamento do sistema, conforme demonstrado pelas comparações de resultados com o software *ADS*.

A partir da seção 3.7.4, as simulações são realizadas apenas com a modelagem *MMJ*, com o intuito de investigar o comportamento do sistema estudado diante de mudanças de frequência, distância, desalinhamento e inclinação angular da bobina receptora de forma mais abrangente. Esse estudo permite compreender como as mudanças de posição espacial da bobina receptora interferem no

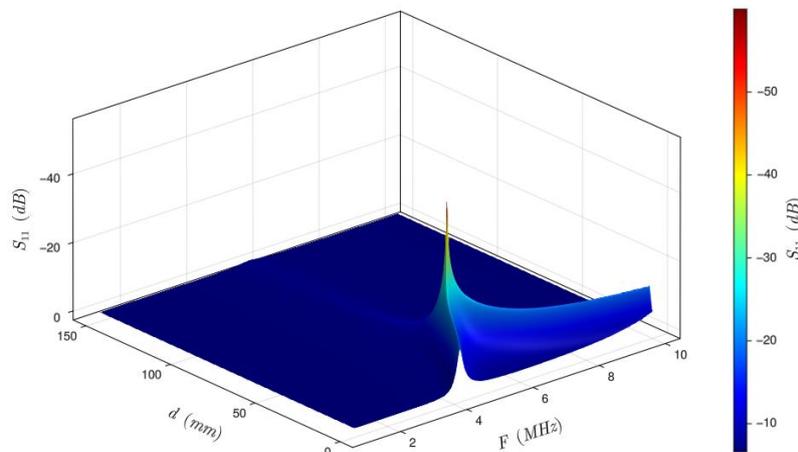
sistema como um todo e, para isso, será realizada uma análise dos parâmetros de espalhamento e eficiência do sistema.

### 3.7.4 Análise com Variações de Distância e Frequência

O estudo realizado nesta seção considera variações de distância entre as bobinas e variações de frequência, sendo limitados, respectivamente, pelo intervalo de  $0\text{ mm}$  até  $150\text{ mm}$  de distância e  $1\text{ MHz}$  até  $10\text{ MHz}$  de frequência. A ressonância permanece fixada em  $5,5\text{ MHz}$ . A Figura 3.20 mostra o parâmetro  $S_{11}$  em função da distância e frequência. A tensão de entrada é  $V_s = 7\text{ V}$ .

Na Figura 3.20 fica evidente um pico significativo, alcançando valor de aproximadamente  $-53\text{ dB}$  para a distância de  $33\text{ mm}$ . Esse valor é interpretado como a distância ótima para um bom casamento de impedância com uma fonte padrão de  $50\ \Omega$ , minimizando as reflexões de ondas de tensão entre a fonte e a entrada do sistema. Evidencia também a existência de dois caminhos ou uma bifurcação com valores razoáveis para o parâmetro  $S_{11}$ , permitindo uma mudança combinada na frequência e distância entre as bobinas.

Figura 3.20 - Parâmetro  $S_{11}$  em função da distância e frequência.



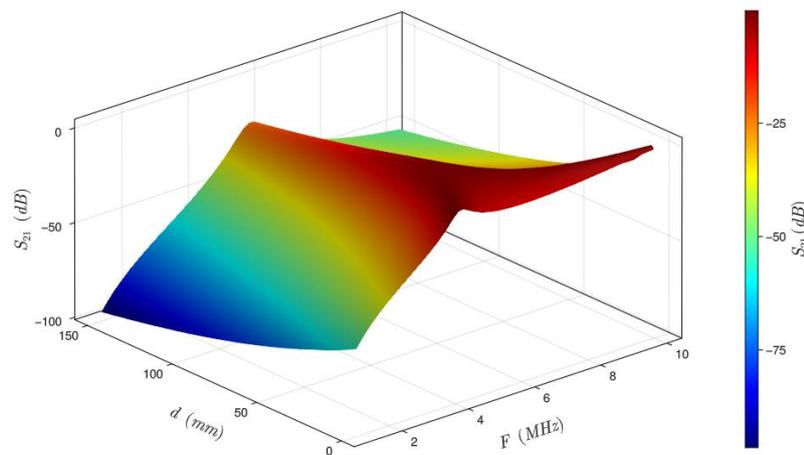
Fonte: autor, 2024.

A bifurcação observada ocorre devido a impedância refletida da bobina receptora sobre a bobina transmissora, modificando seu valor na medida que o acoplamento magnético definido pela indutância mútua se altera em função da distância das bobinas.

O parâmetro  $S_{21}$  em função da distância e frequência é mostrado na Figura 3.21. A bifurcação visualizada na Figura 3.20 para  $S_{11}$  aparece de forma suave na Figura 3.21. Uma comparação dos dois gráficos evidencia que a maior taxa transferência de energia da bobina transmissora para a bobina

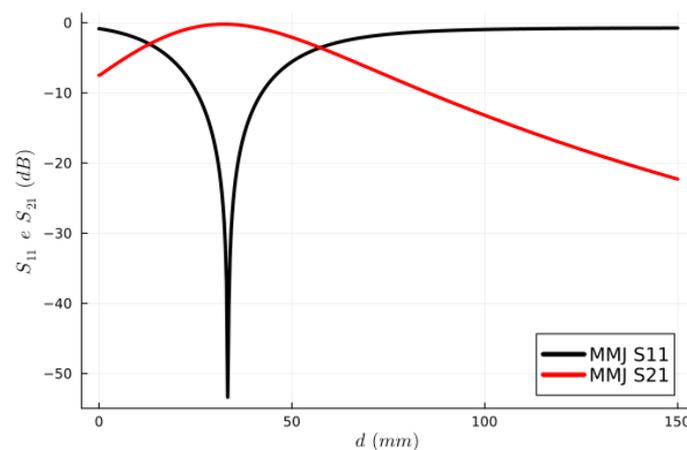
receptora ocorre para o menor valor de reflexão de ondas na entrada do sistema. Em outras palavras, o maior valor de  $S_{21}$  e o menor de  $S_{11}$  acontecem simultaneamente na mesma frequência e no mesmo ponto de distância. Esse comportamento é esperado pois  $S_{21}$  é uma medida de eficiência do sistema e seu máximo ocorre quando não há perdas de reflexão na entrada, neste caso, na operação em ressonância e com perfeito casamento de impedância. A Figura 3.22 e 3.23 mostram, respectivamente, que os picos dos parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  correm simultaneamente para mesma distância e mesma frequência.

Figura 3.21 – Parâmetro  $S_{21}$  em função da distância e frequência



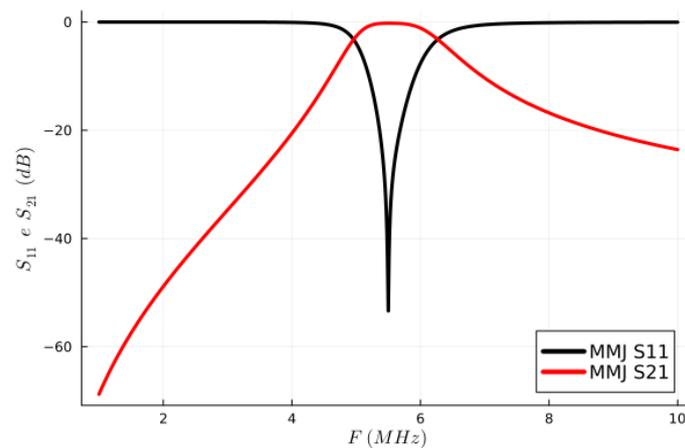
Fonte: autor, 2024.

Figura 3.22 - Parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em função da distância na frequência de ressonância.



Fonte: autor, 2024.

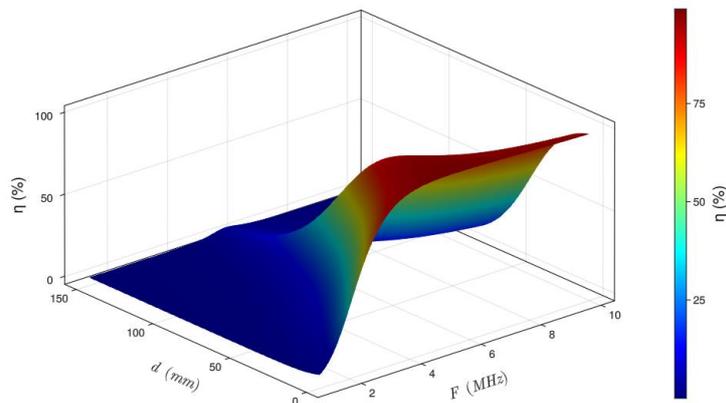
Figura 3.23 – Parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$  em função da frequência para distância de 33 mm.



Fonte: autor, 2024.

A Figura 3.24 mostra a eficiência do sistema em estudo, onde não é observado a presença do efeito *splitting* na forma de picos de eficiência, mas sim de uma região mais uniforme para distâncias curtas. A forma desse efeito não depende unicamente da distância entre as bobinas, mas também da intensidade do acoplamento magnético e pode assumir comportamentos diferentes para cada sistema em estudo.

Figura 3.24 - Eficiência em função da distância e frequência.



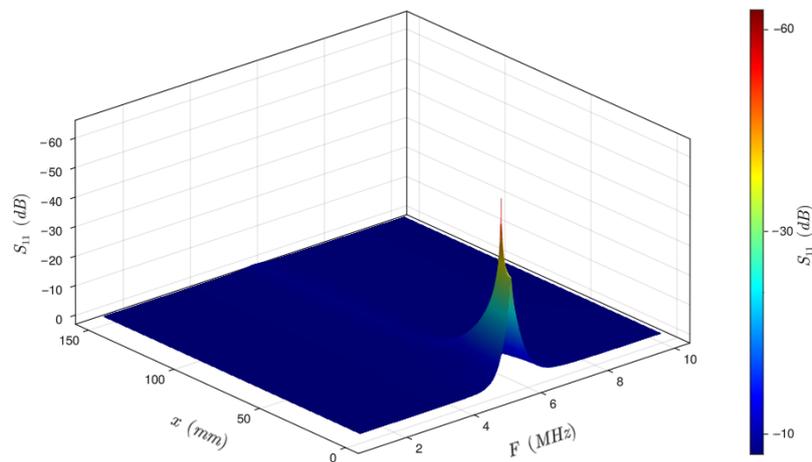
Fonte: autor, 2024.

### 3.7.5 Análise com Variações de Desalinhamento e Frequência

Nesta seção é avaliado o comportamento do sistema em função do desalinhamento lateral e da frequência, observando os parâmetros de espalhamento e a eficiência. O desalinhamento é limitado em

entre  $0\text{ mm}$  e  $150\text{ mm}$  e a frequência está limitada no intervalo de  $1\text{ MHz}$  até  $10\text{ MHz}$ . A Figura 3.25 mostra o parâmetro  $S_{11}$  em função do desalinhamento lateral e frequência considerando que altura (a distância no eixo  $z$ ) é mantida em  $d = 33\text{ mm}$ . A tensão de entrada é  $V_s = 7\text{ V}$  e a frequência de ressonância é mantida em  $5,5\text{ MHz}$ .

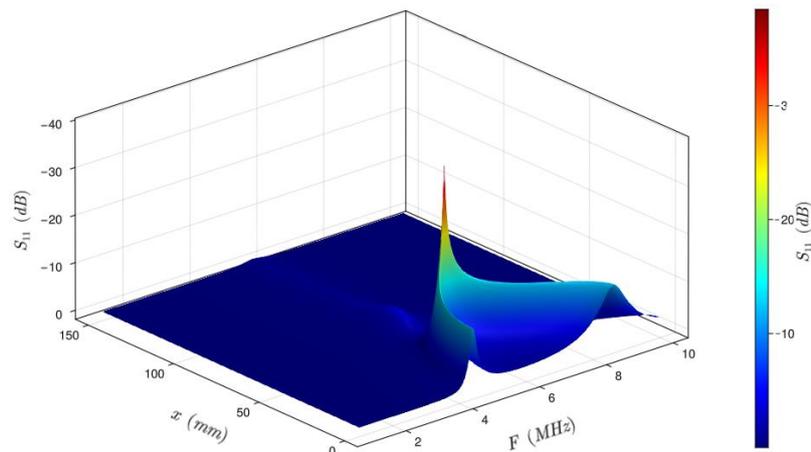
Figura 3.25 - Parâmetro  $S_{11}$  em função do desalinhamento lateral e frequência com  $d = 33\text{ mm}$ .



Fonte: autor, 2024.

O parâmetro  $S_{11}$  observado na Figura 3.25 não apresenta uma bifurcação, diferentemente do que foi visto na Figura 3.20 para uma análise em função da distância. Entretanto, para distâncias (altura no eixo  $z$ ) mais curtas a bifurcação é evidenciada, como mostra na Figura 3.26 para  $d = 5\text{ mm}$ . A avaliação da Figura 3.26 permite observar que para uma altura de  $5\text{ mm}$  entre as bobinas, o desalinhamento lateral apresentou uma grande mudança em relação ao parâmetro  $S_{11}$  das Figuras 3.20 e 3.25, produzindo um pico para o desalinhamento próximo de  $c = 50\text{ mm}$ . Isso permite dizer que, assim como há uma distância ótima para  $S_{11}$ , em uma altura específica entre as bobinas, há também um valor ótimo em relação ao desalinhamento lateral, a depender também da distância entre elas.

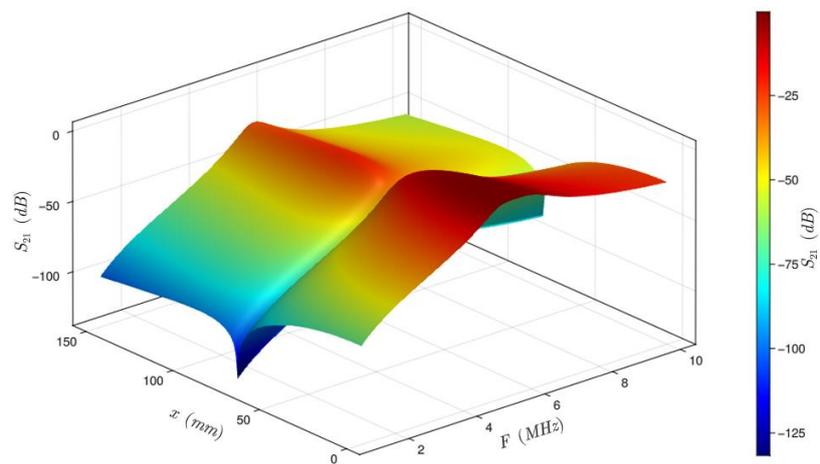
Figura 3.26 - Parâmetro  $S_{11}$  em função do desalinhamento e frequência,  $d = 5 \text{ mm}$ .



Fonte: autor, 2024.

Em relação ao parâmetro  $S_{21}$ , o comportamento para uma distância de  $33 \text{ mm}$  (altura no eixo  $z$  da Figura 3.1) é mostrado na Figura 3.27. Esse comportamento é completamente diferente do observado na Figura 3.21 para variações de distância entre as bobinas. Na Figura 3.27 é possível observar uma região estável, mostrando que a taxa de transferência de energia da bobina transmissora para a receptora não é fortemente afetada por um curto desalinhamento lateral. Entretanto, a partir de uma certa distância, ocorre um vale abrupto no valor de  $S_{21}$ , que imediatamente torna a subir e reduzir gradativamente. Não foi observado efeito *splitting* devido ao baixo fator de acoplamento.

Figura 3.27 - Parâmetro  $S_{21}$  em função do desalinhamento e frequência,  $d = 33 \text{ mm}$ .

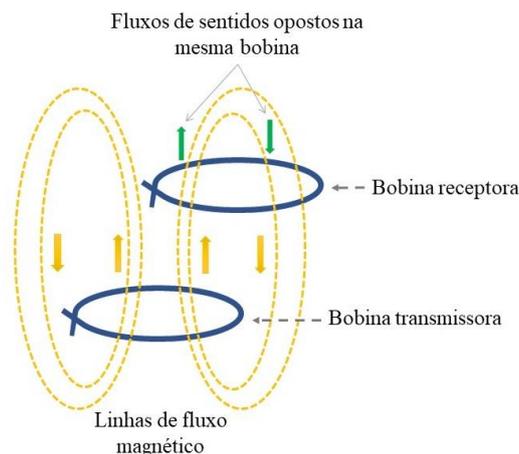


Fonte: autor, 2024.

O vale observado na Figura 3.27 ocorre devido à forma com que a bobina receptora é intercepta o fluxo magnético gerado pela bobina transmissora. Neste caso, a bobina receptora é atravessada por

fluxos de sentidos opostos devido a posição que ela se encontra em relação a bobina transmissora e a distribuição espacial de fluxo magnético. Para ocorrer o vale, o fluxo magnético total deve ser nulo ou muito pequeno e isso ocorre quando a quantidade de linhas em um sentido é igual a quantidade de linhas no sentido oposto. Assim, a mudança do fluxo magnético realça modificações na indutância mútua e, portanto, na operação do sistema. Esse processo é ilustrado na Figura 3.28.

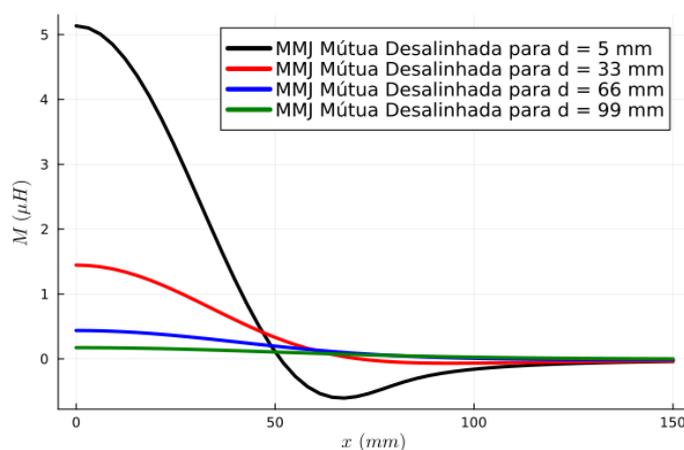
Figura 3.28 - Fluxos de sentidos opostos na bobina receptora desalinhada.



Fonte: autor, 2024.

Para avaliar o comportamento da indutância mútua em função do desalinhamento, a Figura 3.29 mostra da indutância mútua desalinhada, para distâncias de  $5\text{ mm}$ ,  $33\text{ mm}$ ,  $66\text{ mm}$  e  $99\text{ mm}$ .

Figura 3.29 - Indutância mútua em função do desalinhamento para distâncias  $d = 5\text{ mm}$ ,  $d = 33\text{ mm}$ ,  $d = 66\text{ mm}$  e  $d = 99\text{ mm}$ .

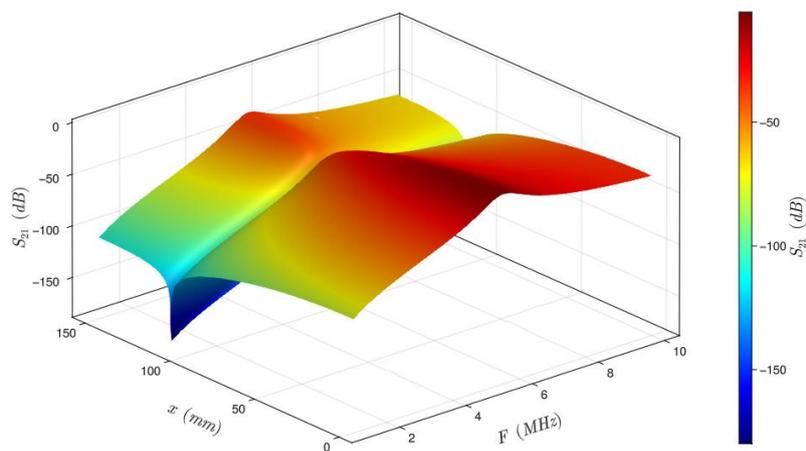


Fonte: autor, 2024.

Como é possível observar nas Figuras 3.30 e 3.31, respectivamente, para  $d = 66\text{ mm}$  e  $d = 99\text{ mm}$ , o vale ocorre para pontos de desalinhamentos e distâncias mais distantes na medida que a

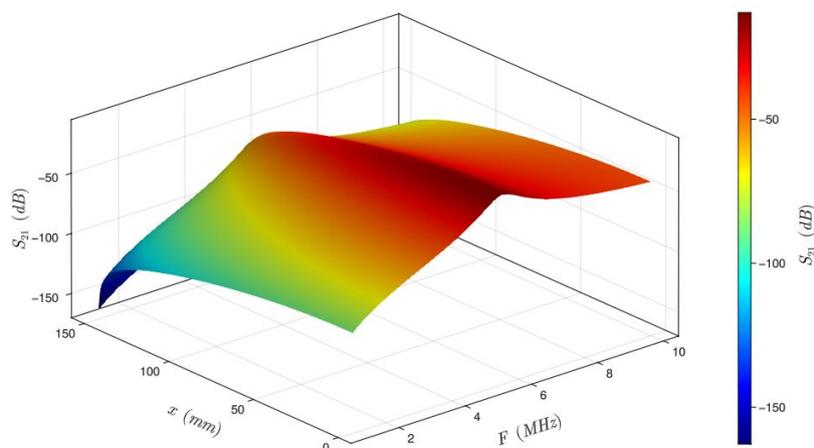
distância entre as bobinas aumenta, até não ser mais perceptível no sistema em estudo. Neste caso, a bobina receptora não é mais interceptada por fluxos de sentidos opostos ou o número de linhas de fluxo em um sentido é diferente do número de linhas no sentido oposto.

Figura 3.30 - Parâmetro  $S_{21}$  em função do desalinhamento e frequência,  $d = 66 \text{ mm}$ .



Fonte: autor, 2024.

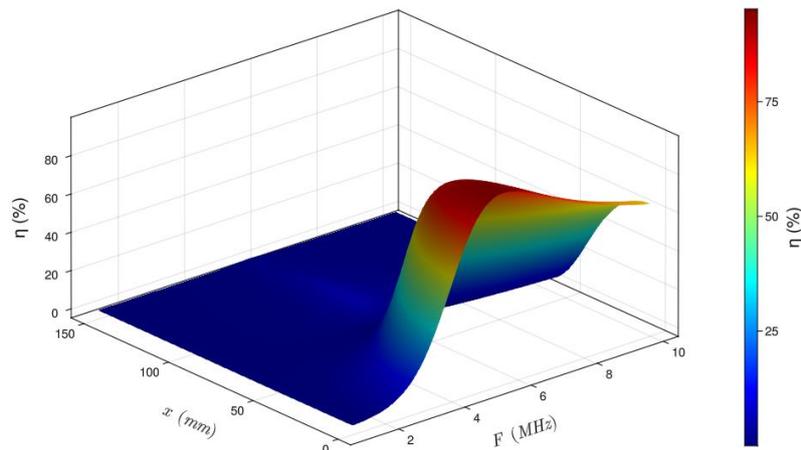
Figura 3.31 - Parâmetro  $S_{21}$  em função do desalinhamento e frequência,  $d = 99 \text{ mm}$ .



Fonte: autor, 2024.

Em relação à eficiência do sistema, a Figura 3.32 mostra o gráfico para variações do desalinhamento e frequência com  $d = 33 \text{ mm}$ . Observa-se neste que a eficiência é mais alta para um menor desalinhamento entre as bobinas e cai rapidamente para aproximadamente zero na medida que são mais afastadas uma da outra, sendo este um comportamento esperado pois o acoplamento é mais forte o sistema alinhado. Não foi evidenciado o efeito *splitting* devido ao baixo acoplamento.

Figura 3.32 - Eficiência em função do desalinhamento e frequência.



Fonte: autor, 2024.

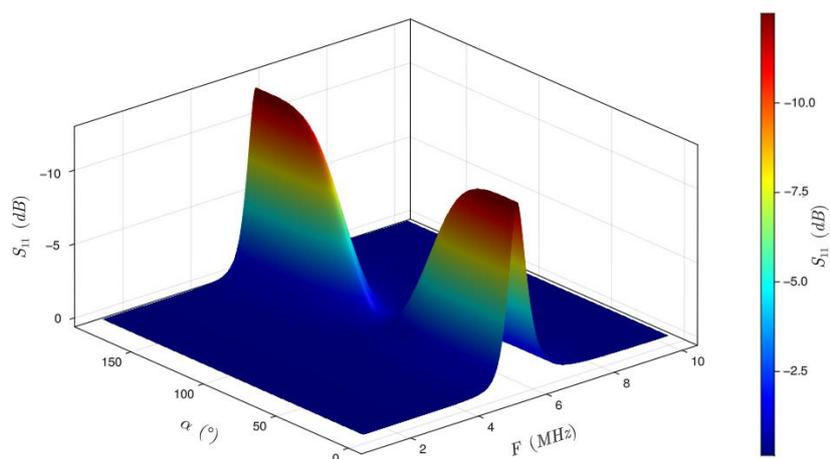
### 3.7.6 Análise com Variações de Ângulo e Frequência

Os estudos das variações de ângulo produzem resultados diferentes dos analisados nas seções 3.7.4 e 3.7.5, visto que o ângulo de inclinação da bobina receptora atua fortemente no acoplamento magnético, através da indutância mútua. O ângulo da bobina receptora é variado de  $0^\circ$  a  $180^\circ$ , frequência limitada no intervalo de  $1\text{ MHz}$  até  $10\text{ MHz}$  e a distância entre as bobinas é de  $40\text{ mm}$ , para evitar que as espiras da bobina receptora toquem nas espiras da bobina transmissora. A ressonância ocorre em  $5,5\text{ MHz}$  e a tensão de entrada é mantida em  $7\text{ V}$ .

A Figura 3.33 mostra o parâmetro  $S_{11}$  em função do ângulo e da frequência. Observa-se que, para qualquer valor de ângulo, há uma região uniforme fora da ressonância. Entretanto, ao analisar o comportamento de  $S_{11}$  na ressonância, percebe-se que este é aproximadamente uniforme para pequenas inclinações angulares e praticamente nulo para o ângulo de  $90^\circ$ . Isso ocorre porque, nesse último valor de ângulo, poucas ou nenhuma linha de fluxo magnético produzido pela bobina transmissora atravessa a bobina receptora, reduzindo a indutância mútua e a conexão entre as bobinas.

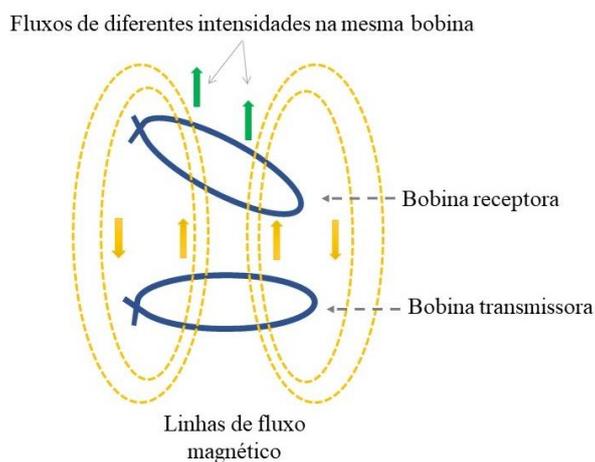
A região aproximadamente uniforme observada para pequenas variações de ângulo resulta de uma pequena mudança na indutância mútua. Quando a bobina receptora está alinhada com a bobina transmissora e sofre uma inclinação, uma parte das espiras recebe um fluxo magnético menor por estar mais distante da bobina transmissora, enquanto a outra parte recebe um fluxo maior, mantendo um equilíbrio aproximadamente uniforme de fluxo sobre a bobina receptora para pequenas inclinações angulares. A Figura 3.34 representa o comportamento do fluxo interceptado pela bobina receptora.

Figura 3.33 - Parâmetro  $S_{11}$  em função do ângulo e frequência.



Fonte: autor, 2024.

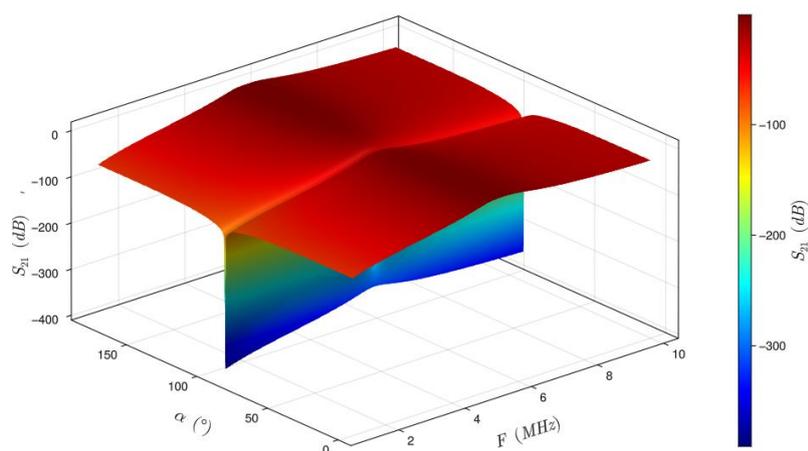
Figura 3.34 - Fluxos magnéticos de diferentes intensidades na bobina receptora inclinada.



Fonte: autor, 2024.

A Figura 3.35 mostra o parâmetro  $S_{21}$  em função do ângulo e frequência, onde se observa um comportamento aproximadamente uniforme mesmo com a variação do ângulo. Há um vale próximo de  $90^\circ$  pelo motivo já explicado anteriormente, onde a bobina receptora não consegue capturar o fluxo magnético da bobina transmissora.

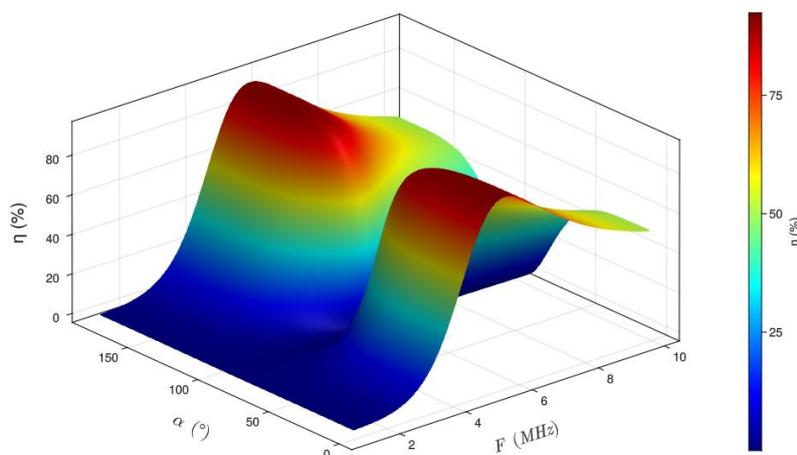
Figura 3.35 - Parâmetro  $S_{21}$  em função do ângulo e frequência.



Fonte: autor, 2024.

Em relação a eficiência, a Figura 3.36 mostra o resultado em função do ângulo e frequência, onde o máximo de eficiência ocorre nas regiões de pequena variação angular e na frequência de ressonância. Para essa análise não é observado o efeito *splitting* uma vez que o acoplamento é fraco.

Figura 3.36 - Eficiência em função do ângulo e frequência.

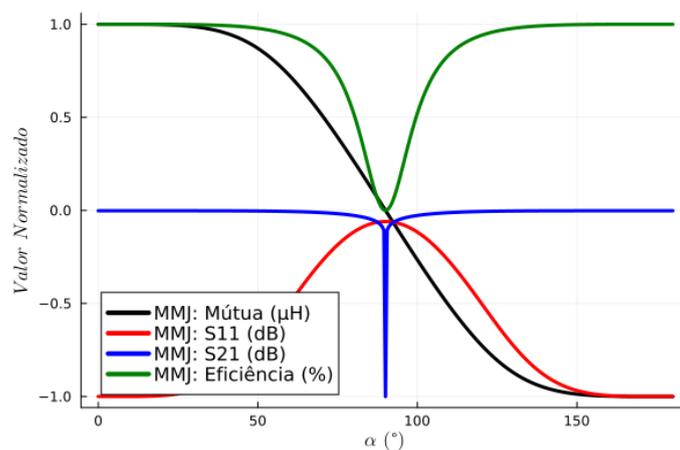


Fonte: autor, 2024.

Os resultados mostrados nesta seção pressupõem a existência de indutância mútua de aproximadamente o mesmo valor para alguns ângulos de inclinação próximos de  $0^\circ$ , ou seja, para ângulos pequenos. Existe uma simetria nos parâmetros de espalhamento e na eficiência, pois, ao completar um giro de  $180^\circ$ , a bobina receptora volta a condição de  $0^\circ$  de inclinação, tornando-se paralela à relação a transmissora. Para ilustrar melhor as regiões de vale e simetria nos parâmetros de espalhamento e a eficiência, a Figura 3.37 mostra a indutância mútua, o parâmetro  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  e a

eficiência e em função do ângulo de inclinação. A normalização dos valores foi realizada dividindo a indutância mútua, parâmetro  $S_{21}$  e eficiência pelo seu valor máximo e parâmetro  $S_{11}$  pelo seu valor mínimo, para que ambas as grandezas fossem representadas em um só gráfico.

Figura 3.37 - Indutância mútua, parâmetros  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  e a eficiência em função do ângulo, na frequência de ressonância.



Fonte: autor, 2024.

Na Figura 3.37, a indutância mútua é máxima para pequenas variações de ângulo, conforme esperado, pois para um ângulo de  $90^\circ$  não há linhas de fluxo atravessando a bobina receptora. Como consequência desse comportamento, o parâmetro  $S_{11}$  cai fortemente próximo a zero, indicando que não há fluxo magnético considerável, tornando as bobinas desacopladas. Assim, a transferência de energia da bobina transmissora para a bobina receptora ocorre apenas para valores diferentes de  $90^\circ$  de inclinação, como é observado no parâmetro  $S_{21}$  e na eficiência do sistema.

A indutância mútua da Figura 3.37 apresenta valores negativos para o ângulo maior que  $90^\circ$ , matematicamente essa característica ocorre pois, conforme Equação 3.10, há um fator  $\cos(\alpha)$  no numerador da fração presente no integrando e este termo é negativo o intervalo em questão.

### 3.8 Conclusões Parciais

Este capítulo abordou uma ampla investigação relacionada aos *SMRs*, iniciando através da modelagem matemática dos parâmetros de circuitos elétricos: resistência, indutância própria, indutância mútua e capacitância externa. Esses parâmetros são posteriormente utilizados na composição do modelo circuital, que representa o comportamento do *SMR*.

Os resultados de resistência e indutância própria das bobinas usando a modelagem matemática *MMJ* apresentaram diferenças em relação aos resultados das simulações com o *CST*. Isso ocorre porque o *CST* utiliza soluções numéricas rigorosas das Equações de Maxwell, capturando todos os efeitos de corrente alternada, como a forma com que o campo magnético se acopla às próprias espiras, provocando o efeito pelicular e de proximidade. A indutância mútua, por outro lado, apresentou bons resultados quando comparada com o software *INCA*, pois ambos utilizam a mesma formulação.

Em relação ao comportamento da impedância de entrada, parâmetros de espalhamento, tensão, corrente e potência na carga, os resultados obtidos através da modelagem *MMJ* são idênticos aos das simulações com o *software ADS*. Isso mostra que o modelo circuital proposto, embora simples, representa de forma consistente as características elétricas dos *SMRs*. A partir da validação dos resultados, é realizado um estudo mostrando como as mudanças de frequência, distância entre as bobinas, desalinhamento lateral e inclinação da bobina receptora afetam a operação do sistema.

Como conclusão, observa-se que existem diferenças entre os resultados de resistência e indutância própria com relação a modelagem matemática proposta e o *software CST*. Entretanto, não são suficientes para provocar mudanças significativas na operação do sistema, sendo propícias ao uso no modelo circuital. A modelagem com o modelo circuital foi consistente com as soluções do *ADS*, mostrando que esta pode ser usada para representar o comportamento do *SMR*.

## 4 PROJETO DO SISTEMA PROPOSTO

Este capítulo aborda as características básicas de sistemas magnéticos ressonantes aplicados na alimentação de implantes biomédicos para tratamento de epilepsia refratária com estimulação luminosa (optogenética). Também contempla a descrição dos requisitos geométricos da bobina receptora e a otimização aplicada nas bobinas transmissora e repetidora, para obtenção de uma geometria do sistema que produz uma indutância mútua aproximadamente uniforme sobre a cabeça humana. As propriedades dos tecidos biológicos são esplanadas de forma a avaliar como estes tecidos podem modificar o comportamento do *SMR* proposto.

### 4.1 Características Básicas de *SMR* Implantáveis

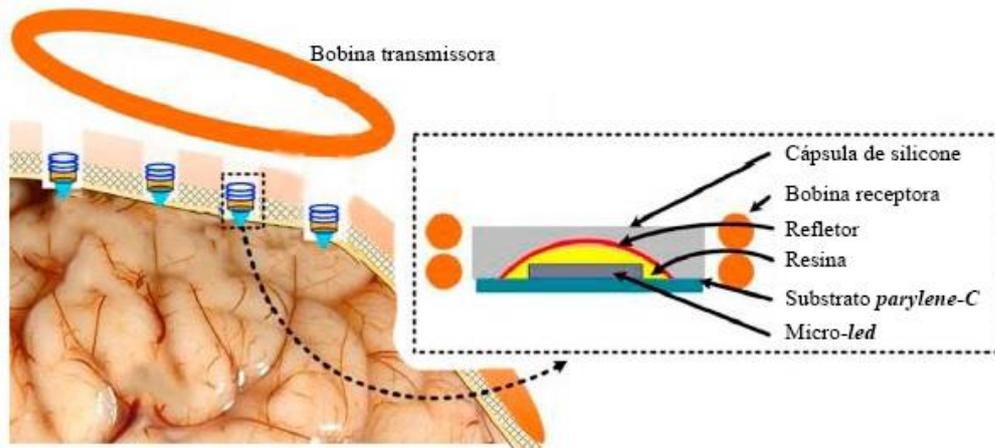
A aplicação de técnicas de transferência de energia sem fio para implantes biomédicos é um método eficaz na substituição de fios condutores entre o dispositivo implantado e os sensores dos equipamentos utilizados em exames e tratamentos médicos. Atualmente, existem diversos estudos relacionados ao uso de implantes superficiais alimentados por *SMRs* e ao uso de antenas para implantes mais profundos no corpo humano.

Por exemplo, um estudo desenvolveu um sistema para estimulação profunda utilizado no tratamento de doenças neurológicas como Alzheimer, Parkinson e Esclerose Lateral Amiotrófica. O projeto incluiu um implante com uma bobina receptora em formato quadrado, com comprimento de  $1\text{ mm}$ ,  $0,4\text{ mm}$  de espessura, e uma bobina transmissora circular com largura de trilha de  $3\text{ mm}$  e raio interno de  $12\text{ mm}$ . Este sistema opera com frequência de  $400\text{ MHz}$  e apresentou um ganho de potência operacional de  $0,1\%$  para uma distância de transmissão de  $15\text{ mm}$  [28]. Observa-se que a bobina receptora possui dimensões muito menores em comparação com a bobina transmissora, capturando apenas uma pequena parcela do fluxo magnético e, conseqüentemente, reduzindo a eficiência da transferência de energia. No entanto, implantes profundos não possuem grande flexibilidade em relação ao tamanho do dispositivo implantado, uma vez que este deve ser menos invasivo ao tecido biológico.

Outro sistema proposto, para alimentação de  $\mu\text{-leds}$  utilizados em estimulação luminosa em cérebro animal é mostrado na Figura 4.1, onde é evidenciada uma bobina transmissora circular e múltiplos implantes posicionados entre a camada de osso e cérebro. As bobinas receptoras utilizadas

neste sistema são de formado de solenoide com uma camada, construídas de fio de cobre AWG 34, contendo 9 espiras de 2 mm de diâmetro. A bobina transmissora possui um diâmetro interno de 5 mm e é formada por 6 espiras de fio de cobre AWG 20. Ainda sobre a Figura 4.1, o  $\mu$ -led implantado é impresso sobre um substrato de material chamado *parlylene-C*, um polímero utilizado como material de base e encapsulamento de implantes biomédicos [29].

Figura 4.1 - SMR com múltiplas bobinas receptoras em formado de solenoide.



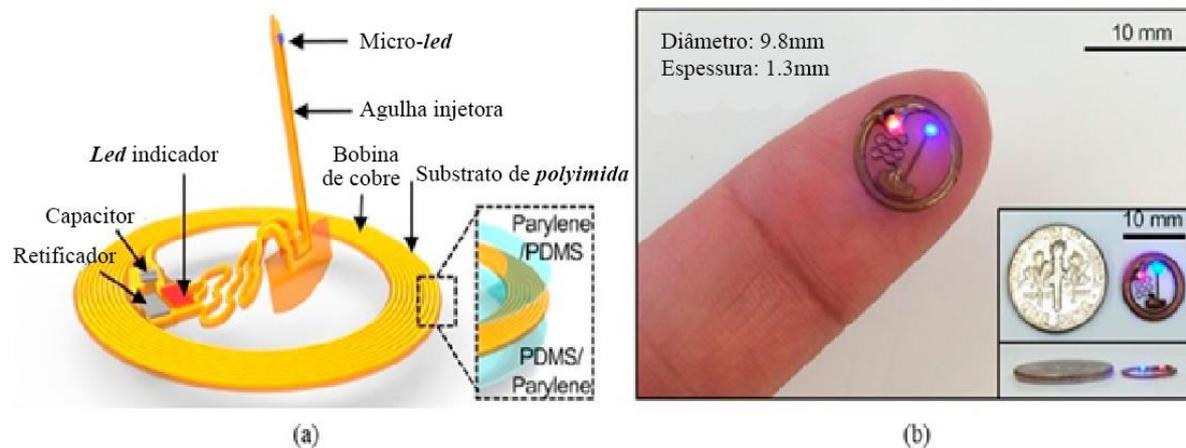
Fonte: adaptado, [29].

Um outro exemplo de sistema magnético ressonante utilizado em aplicações de tratamentos optogênicos de doenças neurológicas em camundongos é desenvolvido através de pequenas bobinas planas, impressas em substrato flexível de um material chamado *polyimida*. Neste, a bobina receptora possui trilhas finas, um sistema eletrônico responsável por controlar a estimulação e um  $\mu$ -led. A frequência utilizada possui o valor de 13,56M Hz, e a potência necessária para alimentação do circuito eletrônico e  $\mu$ -led podem variar de acordo com a potência luminosa requerida no tratamento. Tensões típicas de 2,8 V a 3,3 V são usadas para alimentação completa do dispositivo implantado, com o consumo de corrente indo de 10 mA até 50 mA [30-32].

A Figura 4.2 mostra (a) um exemplo de uma bobina plana implantável e (b) o protótipo construído, onde é observado a presença de uma bobina impressa, um diodo retificador, um capacitor, led indicador de operação, a agulha injetora e o  $\mu$ -led. Essa bobina possui um substrato flexível de *polyimida* e encapsulamento de *parlylene*. O implante tem uma espessura de 1,3 mm e a bobina propriamente dita possui diâmetro externo de 9,8 mm, altura da trilha da espira de 18  $\mu$ m, espaço entre espiras de 80  $\mu$ m e uma largura da espira com valor de 60  $\mu$ m, ao todo a bobina possui 8 espiras. Há também versões onde uma bobina dupla é projetada para alcançar maior corrente através de uma

conexão em paralelo no circuito de alimentação dos componentes eletrônicos envolvidos, quando estes executam funções mais complexas, de detecção e processamento de sinais [12], [30].

Figura 4.2 - (a) ilustração de uma bobina circular implantável e (b) protótipo construído.



Fonte: adaptado, [30].

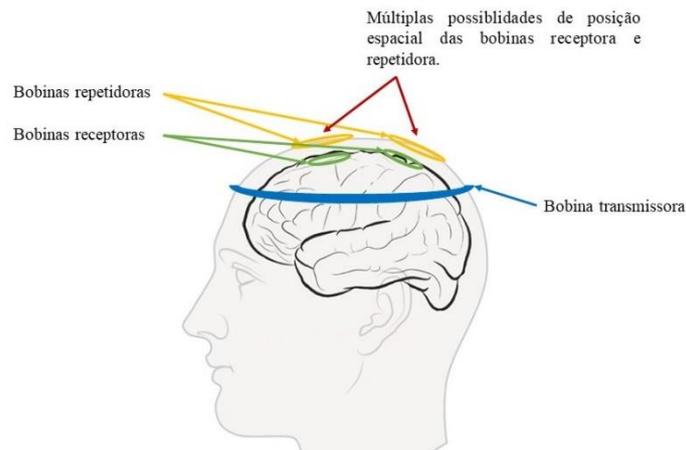
## 4.2 Sistema Proposto

O novo sistema proposto é formado por uma bobina transmissora, uma bobina receptora e uma repetidora. A bobina transmissora é projetada para se ajustar ao formato da cabeça humana e ser facilmente adaptada em acessórios de uso comum, como bonés e chapéus. Ela deve fornecer uma potência aproximadamente constante para múltiplos pontos sobre o tecido cerebral. A bobina receptora implantada deve alimentar com tensão mínima de 3 V para uma carga padrão de 50  $\Omega$ , sendo impressa em substrato flexível, com dimensões reduzidas para tornar-se minimamente invasiva.

Para atingir esse objetivo, um ajuste paramétrico da geometria da bobina transmissora é realizado de forma que o sistema final produza uma tensão mínima 3 V considerando que as bobinas transmissora, receptora e repetidora estão alinhadas uma a outra. Uma nova otimização é proposta para buscar as posições sobre o tecido cerebral que forneça uma indutância mútua aproximadamente igual ao sistema alinhado, requisito principal para alimentação da carga em múltiplas posições com mesmo valor de potência.

Por fim, o sistema é estudado com uma terceira bobina, externa, cuja função é focar ou concentrar o fluxo magnético gerado pela bobina transmissora sobre a bobina receptora, ampliando a eficiência do sistema. A Figura 4.3 mostra um modelo esquemático das posições das bobinas sobre a cabeça e tecido cerebral.

Figura 4.3 - Posições das bobinas transmissora, receptora e repetidora.



Fonte: adaptado, [30].

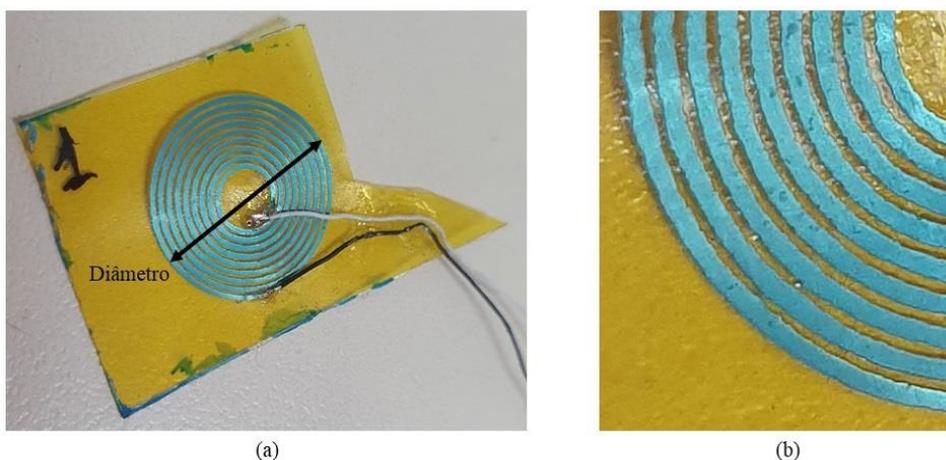
Esta nova estratégia, motivada pela necessidade de tratamentos em múltiplas regiões focais, diferencia-se das aplicações convencionais descritas na seção 4.1, principalmente por fornecer o *design* final do sistema que alimenta o implante em diferentes posições espaciais, levando em conta os parâmetros elétricos como por exemplo a tensão, corrente e potência na carga ou parâmetros de espalhamento, conforme é descrito nas seções 4.2.2 e 4.2.3.

#### 4.2.1 Bobina Receptora

A bobina receptora foi projetada para ser minimamente invasiva e, ao mesmo tempo, ter dimensões geométricas que permitissem sua construção real e não apenas simulações computacionais. O substrato escolhido é de fita *kapton*, que possui *polyimida* em sua composição. A escolha deste material reside em sua alta flexibilidade e mínima espessura, possibilitando maior adaptação a curvatura do tecido cerebral.

A bobina construída é mostrada na Figura 4.4 onde (a) mostra a bobina completa e (b) as espiras. Esta é composta por 9 espiras circulares de 0,3 mm largura, 0,31 mm de espaço entre as espiras (espaçamento mínimo que permite a construção real da bobina), a espessura do substrato e espiras de aproximadamente 0,0015 mm. As dimensões foram adaptadas para o diâmetro externo conter o maior número de espiras com o mínimo de espaço entre as elas, totalizando um diâmetro máximo de 15 mm. O processo de construção é descrito no Apêndice B.

Figura 4.4 - (a) bobina receptora e (b) espiras da bobina receptora.



Fonte: autor, 2024.

#### 4.2.2 Ajuste Geométrico das Bobinas Transmissora e Repetidora.

O ajuste geométrico descrito nessa subseção diz respeito a determinação do número de espiras, raio, e seção transversal do fio de cobre utilizado para as bobinas transmissora e repetidora com formato de solenoide de uma camada. A justificativa para a escolha da geometria de um solenoide reside na fácil adaptação ao molde da cabeça humana, bonés e chapéus. Como a bobina receptora não permite flexibilidade em relação a sua geometria, ao ajuste geométrico é realizado nas bobinas transmissora e repetidora.

A construção de um sistema de transferência de energia sem fio através de acoplamento magnético ressonante requer que as bobinas sejam projetadas cuidadosamente para manter a operação correta do sistema. Uma vez que o sistema trabalha com frequências da ordem de unidades de  $MHz$ , uma bobina com indutância própria e capacitância externa projetada de forma incorreta produz um grande efeito de redução de eficiência no sistema.

A estratégia proposta neste trabalho para o ajuste dos parâmetros geométrico das bobinas, consiste em estabelecer intervalos contendo valores de números de espiras, raios de espiras, seções transversais de fio e frequência de ressonância; e posteriormente investigar o  $SMR$  alinhado para cada possibilidade (combinação) estabelecida, selecionando uma configuração que fornece resultados mais próximos dos desejados para a entrada do sistema e a carga conectada. Este ajuste é realizado através de um código computacional implementado usando a linguagem Julia, contendo as etapas descritas na Tabela 4.1.

Os intervalos investigados nas etapas da Tabela 4.1 são:  $F = 1: 0,01: 12$  (frequência em  $MHz$ ),  $Raios_1 = 70: 0,1: 80$  (raio da bobina transmissora em  $mm$ ),  $Raios_3 = 5: 0,1: 15$  (raio da bobina

repetidora em  $mm$ ),  $N = 1:1:10$  (número de espiras da bobina transmissora e repetidora),  $d_e = [0,15\ 0,24\ 0,29\ 0,80\ 0,91]$  (diâmetro da seção transversal do fio da bobina transmissora e repetidora).

Tabela 4.1 - Etapas do ajuste geométrico das bobinas transmissora e repetidora.

<b>Etapa</b>	<b>Configuração</b>	<b>Descrição</b>
1	Dados iniciais	Entrada de dados: geometria da bobina receptora, intervalos de frequência, número de espiras das bobinas transmissora e repetidora, seção transversal dos fios das bobinas transmissora e repetidora e o raio da espira da bobina repetidora.
2	Cálculo dos parâmetros de circuitos	Nesta etapa o programa computacional calcula a resistência, indutância própria, indutância mútua e capacitância para cada configuração definida na etapa 1, utilizando as equações da modelagem matemática apresentada no capítulo 3.
3	Análise circuital	O <i>SMR</i> é simulado para cada configuração da etapa 1, através das equações da modelagem matemática apresentada no capítulo 3.
4	Seleção de resultados	A parte final do ajuste realizado pelo programa seleciona apenas resultados que atendem uma condição preestabelecida. Por exemplo, a configuração de número de espiras, raios, capacitores externos e frequência para um sistema que produz uma tensão de mínima na carga de $3\ V$ ou uma impedância de entrada entre $40\ \Omega$ e $60\ \Omega$ ou ainda um parâmetro de espalhamento $S_{21}$ menor que $-10\ dB$ . Os resultados são salvos em um arquivo de texto.

Fonte: autor, 2024.

A estratégia apresentada na Tabela 4.1 permite, inclusive, selecionar o valor da frequência de ressonância de modo que as capacitâncias externas possuam valores próximos de capacitores comerciais. Essa característica facilita a seleção dos capacitores necessários para operação na frequência de ressonância. Também é possível realizar o projeto para qualquer quantidade de bobinas.

Outros critérios de seleção de resultados podem ser incorporados no programa computacional de forma que o atenda a requisitos específicos. Neste trabalho, o único critério preestabelecido é uma

tensão na carga igual ou superior a 3 V, permitindo a escolha de uma configuração que possua valores de capacitores mais acessíveis comercialmente.

### 4.2.3 Otimização para Indutância Mútua Aproximadamente Uniforme

A partir da geometria das bobinas definida com o ajuste da Seção 4.2.2, uma nova otimização, que consiste em uma busca por um valor ótimo, é proposta para avaliar as posições da bobina receptora e repetidora sobre a camada de tecido cerebral e a camada de osso que produzem uma indutância mútua aproximadamente uniforme.

O ajuste de indutância mútua aproximadamente uniforme proporciona a busca por uma região onde um único implante pode ser fixado e, se necessário, movido sem a necessidade de reconfigurar a bobina receptora, pois, neste caso, esta fornece a mesma potência para o circuito eletrônico implantado. Assim, um único sistema pode ser projetado para diferentes pacientes em relação à tensão, corrente e potência de alimentação do implante.

Como estabelece a Equação (3.19), a tensão induzida na bobina receptora é uma função da indutância mútua do sistema e, desde que esta apresente uma pequena variação em relação à mudança de posição espacial, a tensão induzida, a corrente na carga e a potência na carga também apresentarão essa pequena variação, sendo aproximadamente uniformes.

Assim, um programa implementado com a linguagem Julia avalia as indutâncias mútuas entre as bobinas do *SMR* alinhado selecionado na seção 4.2.2 e busca o resultado ótimo através de comparações com as indutâncias mútuas deste mesmo *SMR*, porém com as bobinas receptora e repetidora desalinhadas e inclinadas. A seleção de um resultado ótimo é dada em função de uma tolerância preestabelecida e caso não seja encontrado um resultado ótimo dentro dos intervalos de busca, o sistema implementado retorna nas etapas da Tabela 4.1, ajusta as medidas geométricas das bobinas transmissora e repetidora e inicia uma nova avaliação do *SMR* e das indutâncias mútuas.

Todos os cálculos de indutâncias mútuas são realizados com as Equações (3.9) e (3.10). As etapas deste processo são descritas na Tabela 4.2. Os intervalos estabelecidos para a busca do valor ótimo foram  $\alpha = 0^\circ:0,15^\circ:45^\circ$  para ambas as bobinas receptora e repetidora, com desalinhamento  $c_{receptora}$  de 0 mm até 63,64 mm para bobina receptora e  $c_{repetidora}$  de 0 mm até 70,71 mm para bobina repetidora. Os limites de desalinhamento são dados em função do ângulo de inclinação das bobinas.

Tabela 4.2 - Etapas da otimização de indutância mútua aproximadamente uniforme.

<b>Etapa</b>	<b>Configuração</b>	<b>Descrição</b>
1	Dados iniciais	O programa computacional recebe de entrada os dados geométricos de todas as bobinas do sistema alinhado obtido a partir do ajuste da seção 4.2.2 e as distâncias entre cada bobina. Também é inserido um intervalo de pontos que represente o desalinhamento e a inclinação sobre a curvatura da esfera que simboliza a cabeça humana bem como uma tolerância de variação de indutância mútua.
2	Cálculo de indutâncias mútuas	A partir dos dados de entrada da etapa 1, o programa calcula as indutâncias mútuas de um sistema alinhado, desalinhado e inclinado para cada ponto descrito nos intervalos.
3	Seleção de resultados	São selecionados resultados que estejam dentro da tolerância exigida na etapa 1, de forma que a indutância mútua de um sistema desalinhado ou inclinado seja aproximadamente igual ao valor do mesmo sistema em uma versão alinhada. A tolerância é definida em 5% de variação para menos ou para mais do valor do sistema alinhado. Se não forem encontrados resultados ótimos dentro da tolerância, desalinhamento e inclinação, o sistema volta para as etapas da Tabela 4.1 para um novo ajuste geométrico das bobinas transmissora e repetidora e posteriormente é feito uma nova avaliação das indutâncias mútuas das bobinas.

Fonte: autor, 2024.

Essa otimização permite encontrar a geometria das bobinas transmissora e repetidora e a região sobre o raio que representa a cabeça humana onde há uma variação pequena de indutância mútua para situações de bobinas desalinhadas com ou sem inclinação angular, criando uma área onde a tensão induzida é aproximadamente igual na bobina receptora, independentemente do valor do desalinhamento ou ângulo de inclinação da mesma. A aplicação se estende para múltiplas bobinas ressonantes, é simples e prática, fornecendo precisamente uma região de uniformidade.

#### 4.2.4 Propriedades Elétricas dos Tecidos Biológicos

Os tecidos biológicos do corpo humano são materiais não magnéticos, ou seja, possuem uma permeabilidade magnética relativa com valor de  $\mu_r \approx 1$ , não apresentando interação direta com o campo magnético produzido pelo *SMR*. Contudo, por se tratar de um campo alternado (variante no tempo), existe um campo elétrico que está sujeito a permissividade elétrica e tangente de perdas dos tecidos biológicos. A Tabela 4.3 mostra as propriedades elétricas dos tecidos da cabeça humana para a frequência de ressonância de 8,95 MHz, valor que é definido no capítulo 5.

Tabela 4.3 - Média das propriedades elétricas dos tecidos do crânio em 8,95 MHz.

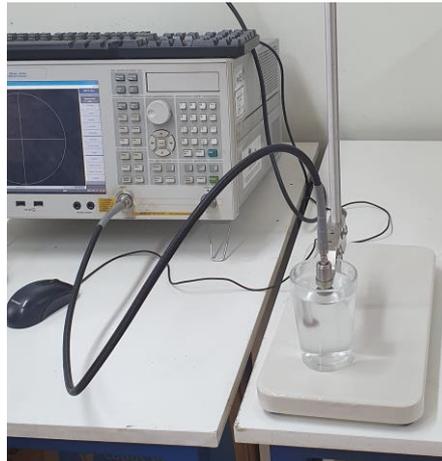
Tecido	Condutividade	Permissividade relativa	Tangente de perdas
Pele seca	0,183 S/m	393,03	0,933
Osso cortical	0,042 S/m	39,504	2,126
Osso esponjoso	0,120 S/m	75,695	3,205
Massa cinzenta	0,279 S/m	341,33	1,645
Massa branca	0,153 S/m	184,19	1,669

Fonte: [33].

Para avaliação experimental da influência dos tecidos biológicos, as 5 camadas são substituídas por uma única camada equivalente, através de uma solução aquosa de cloreto de sódio contendo 1 L de água destilada e 3 g de cloreto de sódio. As Figuras 4.5 e 4.6 mostram, respectivamente, a calibração e medição da solução aquosa com cloreto de sódio.

A determinação da quantidade de água e cloreto foi realizada através de medições com um analisador de rede *Agilent Technologies E5071C* e o kit de caracterização de materiais *Keysight N1501A* na frequência de 8,95 MHz, onde foi adicionado cloreto na água até obter uma permissividade e tangente de perdas aproximadamente igual a média das duas camadas do cérebro. Neste caso, foi obtido  $\sigma = 0,901$  S/m,  $\epsilon_r = 257,648$  e  $tg(\theta) = 9,674$ , onde o valor da permissividade elétrica relativa representada é próxima da média da permissividade relativa das massas cinzenta e branca (ambas são composições do cérebro). As Figuras 4.7 e 4.8 mostram a solução de cloreto de sódio e o protótipo construído.

Figura 4.5 - Calibração do sensor de medida



Fonte: autor, 2024.

Figura 4.6 - Processo de medida da solução aquosa de cloreto de sódio.



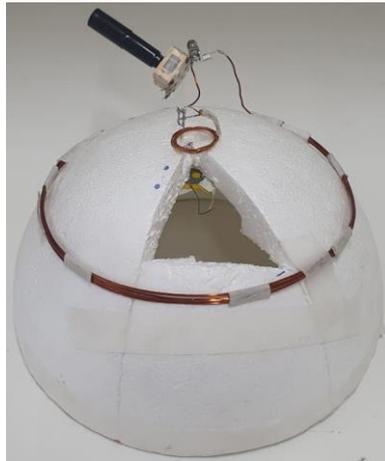
Fonte: autor, 2024.

Figura 4.7 - Solução de cloreto de sódio (água e sal)



Fonte: autor, 2024.

Figura 4.8 - Protótipo construído.

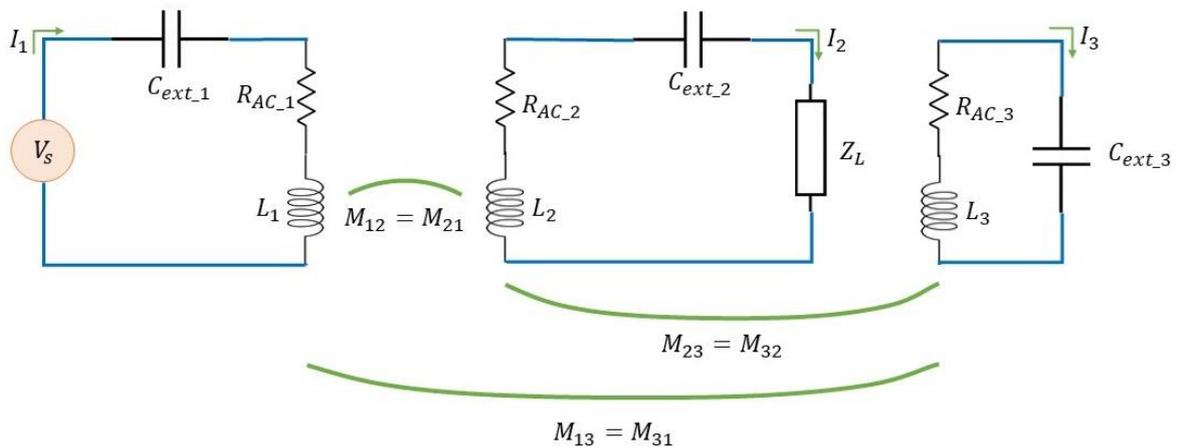


Fonte: autor, 2024.

#### 4.2.5 Equacionamento do *SMR* com Três Bobinas

Embora já apresentada a modelagem matemática para o sistema magnético ressonante com duas bobinas, esta seção destina-se apenas a incluir a terceira bobina, ou seja, a bobina repetidora no modelo circuitual e nas equações da modelagem. A Figura 4.9 mostra modelo circuitual do *SMR* proposto.

Figura 4.9 - Modelo circuitual do *SMR* proposto com três bobinas.



Fonte: autor.

Algumas variáveis presentes na Figura 4.7 são idênticas às variáveis da Figura 3.2. As demais que ainda não foram definidas são dadas como:

$M_{23} = M_{32}$ : Indutância mútua entre bobinas de receptora e repetidora [ $H$ ];

$L_3$ : Indutância da bobina repetidora [ $H$ ];

$R_{AC\_3}$ : Resistência da bobina de repetidora [ $\Omega$ ];

$C_{ext\_3}$ : Capacitância externa para ressonância da bobina repetidora [ $F$ ];

$I_3$ : Corrente na bobina repetidora [ $A$ ].

$M_{13} = M_{13}$ : Indutância mútua entre bobinas de transmissora e repetidora [ $H$ ];

A Equação (4.1) representa a equação matricial do sistema proposto. A partir dela as correntes podem ser obtidas em cada bobina e posteriormente realizar os cálculos de tensão, corrente e potência na carga; também de impedância de entrada e eficiência do sistema. As variáveis com índice 3 foram definidas na Figura 4.5 e as demais são idênticas a Equação (3.23).

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{AC\_1} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_{ext\_1}} & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{21} & R_{AC\_2} + Z_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{ext\_2}} & j\omega M_{23} \\ j\omega M_{31} & j\omega M_{32} & R_{AC\_3} + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_{ext\_3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

A impedância de entrada para o sistema contendo três bobinas pode ser calculada de forma mais simplificada realizando o quociente da tensão pela corrente de entrada. Em relação aos parâmetros de espalhamento, são acrescentadas as impedâncias da bobina receptora com índice 3, conforme Equação (4.2).

$$S = U(Z - Z_0^*)(Z + Z_0)^{-1}U^{-1}, \quad (4.2)$$

em que:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix};$$

$$U = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\sqrt{Re\{Z_{01}\}}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2\sqrt{Re\{Z_{02}\}}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2\sqrt{Re\{Z_{03}\}}} \end{bmatrix};$$

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix};$$

$$Z_0 = \begin{bmatrix} Z_{01} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{02} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{03} \end{bmatrix}.$$

Na Equação (4.2) os parâmetros desconhecidos são definidos abaixo:

$Z_{03}$ : Impedância nos terminais da repetidora (curto-circuito) [ $\Omega$ ];

$S_{ij}$ : Parâmetro de espalhamento entre bobinas  $i$  e  $j$  [ $dB$ ];

A Equação (4.2) contempla o cálculo dos parâmetros de espalhamento do sistema. Observa-se que a matriz de impedância contida dentro dela incorpora a impedância das três bobinas e as respectivas indutâncias mútuas entre cada bobina. Assim, o cálculo dos parâmetro  $S_{21}$  usando um sistema com mais de duas bobinas ressonantes não diz respeito unicamente a transferência de energia da bobina transmissora para a receptora, mas considera também a influência de todas as bobinas magneticamente acopladas no sistema.

O cálculo  $S_{21}$  é realizado considerando que  $Z_{03}$  é muito pequeno, com valor ideal igual a zero. Como não existe a porta 3, a bobina repetidora possui um curto-circuito nos terminais. Entretanto, fixar um valor igual a zero produz uma divisão não existente no elemento  $U_{33}$ , além de determinantes nulos nas matrizes  $U$  e  $Z_0$ . Assim, o valor assumido nos cálculos é  $10^{-9}$ .

Por fim, a eficiência para o sistema com três bobinas é calculada através da Equação (4.3), onde  $I_3$  representando a corrente na bobina repetidora. Embora seja possível deduzir uma formula similar a escrita na Equação (3.22), esta não é viável pois, torna-se demasiadamente grande em relação ao número de grandezas para ser analisada. As variáveis apresentadas na Equação (4.3) já foram discriminadas nesta seção.

$$\eta = \frac{Re\{Z_L I_2^2\}}{Re\{R_{AC_1} I_1^2\} + Re\{R_{AC_2} I_2^2\} + Re\{Z_L I_2^2\} + Re\{R_{AC_3} I_3^2\}} \times 100. \quad (4.3)$$

### 4.3 Conclusões Parciais

Este capítulo apresenta o projeto do *SMR* para alimentação de dispositivos implantados no tratamento de doenças neurológicas, como a epilepsia refratária, através de estimulação luminosa (optogenética). Os requisitos da bobina receptora são definidos para que esta seja minimamente invasiva e forneça potência suficiente para alimentação do implante, tratado como carga constante e em diferentes posições.

A estratégia de otimização de busca por um valor ótimo proposta é apresentada através da análise de diversas combinações possíveis para o *SMR*, selecionando apenas o resultado que fornece a melhor geometria dentro do requisito de tensão sobre a carga e disponibilidade de capacitores externos para operação na frequência de ressonância.

A construção da bobina receptora é realizada com fita *kapton* e é proposto um meio material composto por água e cloreto de sódio (água e sal) equivalente para representar o cérebro humano.

## 5 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados da avaliação do sistema proposto no capítulo 4, comparando os resultados da modelagem matemática do capítulo 3 com medidas realizadas em laboratório e simulações realizadas no *CST*, que incorporam as propriedades elétricas dos meios materiais discutidos (tecidos biológicos e solução aquosa de cloreto de sódio).

### 5.1 Resultados da Geometria do Sistema Proposto

A partir do ajuste geométrico e da otimização da indutância mútua aproximadamente uniforme, as bobinas transmissora e repetidora foram confeccionadas. Os resultados das medidas geométricas e elétricas do sistema proposto são apresentados na Tabela 5.1, nesta também é incorporado as dimensões geométricas da bobina receptora e suas características elétricas.

Tabela 5.1 - Dados geométricos e elétricos das bobinas transmissora, receptora e repetidora.

Grandeza	Bobina Transmissora	Bobina Receptora	Bobina Repetidora
Raio	75 mm	---	10 mm
Raio interno	---	2 mm	---
Raio externo	---	7,5 mm	---
Diâmetro do fio	≈ 0,91 mm	---	≈ 0,80 mm
Largura da espira	---	0,3 mm	---
Altura da espira	---	≈ 0,0015 mm	---
Espaço entre espiras	---	≈ 0,31 mm	---
Número de espiras	5	9	5
Capacitor externo <i>MMJ</i>	≈ 32,157 pF	≈ 499,763 pF	≈ 439,677 pF
Frequência de ressonância <i>MMJ</i>	≈ 8,95 MHz	≈ 8,95 MHz	≈ 8,95 MHz

Fonte: autor.

O requisito de saída da otimização foi apenas o uso de uma tensão na carga superior ao valor de  $3\text{ V}$  e o valor da frequência de ressonância foi determinado a partir de ensaios experimentais utilizando capacitores externos comerciais, considerando os valores disponíveis no resultado do ajuste e otimização.

Assim, bobina receptora, foi construída sobre um substrato de fita *kapton* (*polyimida*), cujas propriedades são padronizadas na biblioteca padrão disponível no *software CST*, onde  $\sigma = 4,708 \times 10^{-6}\text{ S/m}$ ,  $\epsilon_r = 3,5$  e  $tg(\theta) \approx 0,0027$  na frequência de  $8,95\text{ MHz}$ . As Figuras 5.1 e 5.2 mostram, respectivamente, a bobina transmissora com um capacitor variável e a bobina repetidora com uma associação em série e paralelo de capacitores externos *SMD*, ambas com formato de solenoide de uma camada.

Figura 5.1 - Bobina transmissora do sistema proposto.



Fonte: autor, 2024.

Figura 5.2 - Bobina repetidora do sistema proposto.



Fonte: autor, 2024.

São avaliados dois pontos de desalinhamento e inclinação, conforme a Tabela 5.2. É utilizado uma esfera de isopor para o posicionamento das bobinas e representar a estrutura da cabeça humana, bem como acomodar a solução aquosa de cloreto de sódio. A esfera tem raio interno de 90 *mm* e raio externo de 100 *mm*.

Tabela 5.2 - Pontos de Desalinhamento

<b>Bobina</b>	<b>Distância em relação a transmissora</b>	<b>Desalinhamento</b>	<b>Inclinação angular</b>
Receptora (P1)	22,7 <i>mm</i>	14,36 <i>mm</i>	9,18°
Repetidora (P1)	32,57 <i>mm</i>	15,95 <i>mm</i>	9,18°
Receptora (P2)	20,19 <i>mm</i>	25,42 <i>mm</i>	16,4°
Repetidora (P2)	29,78 <i>mm</i>	28,24 <i>mm</i>	16,4°

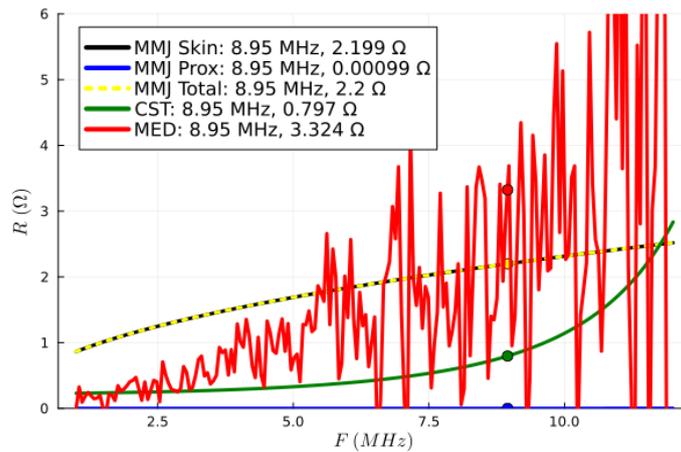
Fonte: autor, 2024.

## 5.2 Resistência, Indutância Própria e Capacitância Externa das Bobinas

A partir da seleção das medidas geométricas e da frequência adotada como frequência de ressonância, é possível avaliar a resistência, indutância própria e capacitância externa das bobinas confeccionadas. Isso permite entender o comportamento das bobinas que compõem o sistema proposto. As Figuras 5.3, 5.4 e 5.5 mostram os resultados da resistência para a bobina transmissora, receptora e repetidora, respectivamente. Onde *MMJ* representa as simulações realizadas através da modelagem matemática descrita no capítulo 3, *MED* é a medida através do analisador de rede e *CST* as simulações com o *software CST*. O efeito *skin* é o efeito pelicular e a abreviação *prox* corresponde ao efeito de proximidade. Nas simulações de resistência e indutância própria das bobinas, o meio material considerado é o ar.

Em relação a bobina transmissora, o resultado obtido através da modelagem *MMJ* realça que o efeito pelicular é mais significativo do que o efeito de proximidade na frequência analisada, com a resistência do efeito pelicular mais próxima do valor calculado pelo *software CST*. A medida realizada com o analisador de rede apresentou grande sensibilidade, mas o valor da resistência na frequência de ressonância é condizente com o resultado do *CST*, considerando o ar como meio material. O resultado final considerado para a modelagem *MMJ* corresponde à curva da resistência total observada no gráfico da Figura 5.3.

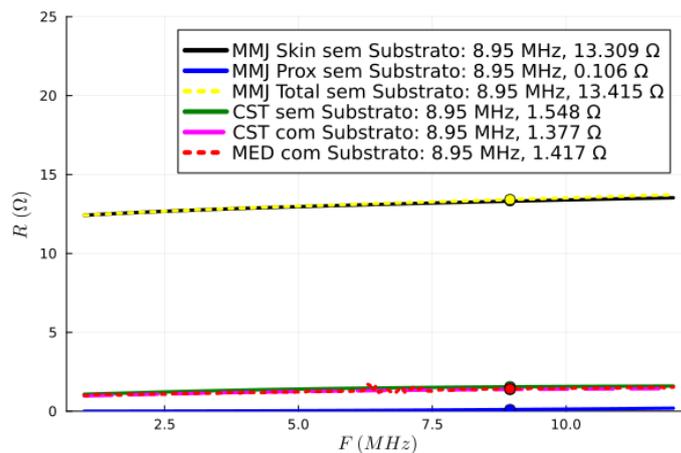
Figura 5.3 - Resistência da bobina transmissora.



Fonte: autor, 2024.

A resistência da bobina receptora calculada pela modelagem *MMJ* mostra um efeito pelicular mais significativo que o efeito de proximidade. Entretanto, este último se aproxima de forma mais coerente aos resultados obtidos através da simulação com o *CST*, com e sem substrato, e com as medidas usando o analisador de rede. Não foram detectadas oscilações e sensibilidade intensas como na bobina transmissora ao longo da frequência analisada. Entretanto, o *CST* apresentou resultados distintos em relação ao uso do substrato flexível de fita *kapton*, indicando que este promove uma pequena contribuição na resistência final da bobina. O resultado final considerado para a modelagem *MMJ* corresponde à curva da resistência do efeito de proximidade observada na Figura 5.4, por ser mais condizente com os resultados do *CST* e medidas.

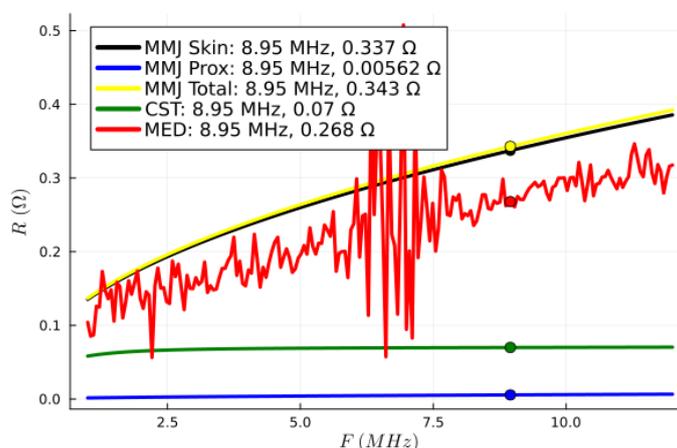
Figura 5.4 - Resistência da bobina receptora.



Fonte: autor, 2024.

Em relação à resistência da bobina repetidora, a modelagem *MMJ* tem como resultado um efeito pelicular mais significativo do que o efeito de proximidade, aproximando-se de forma coerente dos resultados obtidos através da medida com o analisador de rede. Já o efeito de proximidade é mais coerente com a simulação no *software CST*. É observada uma sensibilidade através de uma oscilação próxima de 7 MHz, que permanece em toda a faixa de frequência, porém de forma mais atenuada. O resultado final considerado para a modelagem *MMJ* é representado pela curva de resistência total observada na Figura 5.5.

Figura 5.5 - Resistência da bobina repetidora.



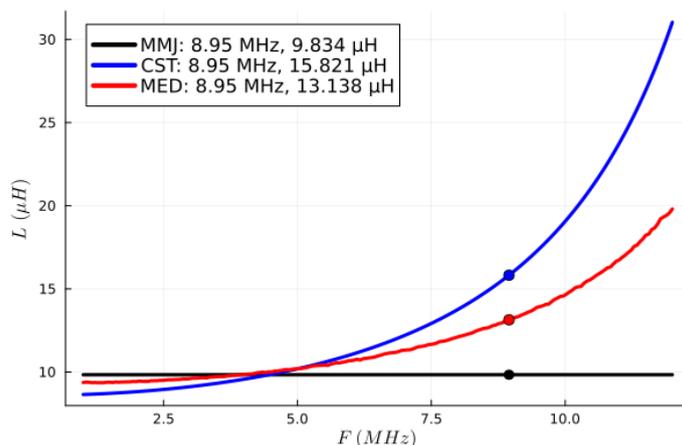
Fonte: autor, 2024.

Os resultados observados nas Figuras 5.3, 5.4 e 5.5 mostram diferenças nos valores da resistência calculada pela modelagem matemática *MMJ* em relação às simulações no *CST* e às medidas com o analisador de rede. As diferenças evidenciadas ocorrem porque as Equações (3.3), (3.4), (3.5) e (3.6) são formulações aproximadas dos efeitos pelicular e de proximidade. Os resultados obtidos pelo *CST* conseguem capturar de forma consistente esses efeitos, uma vez que são frutos da solução numérica das Equações de Maxwell, incorporando precisamente a forma de distribuição do campo magnético nas próprias espiras das bobinas e suas respectivas alterações de distribuição de corrente dentro de cada espira. Além disso, o uso das Equações de Maxwell permite considerar as perdas parasitas sobre o substrato da bobina.

Em relação à indutância própria, as Figuras 5.6, 5.7 e 5.8 mostram, respectivamente, os resultados para a bobina transmissora, receptora e repetidora. O cálculo de indutância própria usando o *software CST* foi realizado através do Método de Elementos Finitos. Avaliando a Figura 5.6 que trata da bobina transmissora, observa-se, como esperado, que este parâmetro é constante ao longo da frequência na modelagem *MMJ*, uma vez que as Equações (3.7) e (3.9) não incorporam efeitos de

campos magnéticos variáveis no tempo, ou seja, não leva em conta os efeitos da frequência. O resultado do *software CST*, por outro lado, considera estes efeitos através da solução numérica das Equações de Maxwell, evidenciando que existe uma elevação da indutância própria com o aumento da frequência, nesta bobina em estudo. O resultado medido também evidencia este efeito.

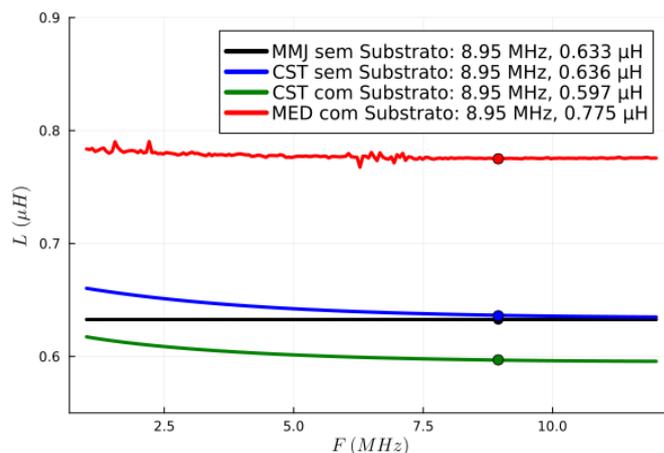
Figura 5.6 - Indutância própria da bobina transmissora.



Fonte: autor, 2024.

A indutância própria da bobina receptora é mostrada na Figura 5.7, exibindo o mesmo comportamento constante observado na bobina transmissora. Os resultados obtidos através da modelagem *MMJ*, medida com analisador de rede e simulações no *CST* são próximos um dos outros. As simulações no *CST* demonstram uma pequena diferença de indutância própria para a bobina sem o substrato e com o substrato. Os resultados das medidas são mais estáveis nesta bobina.

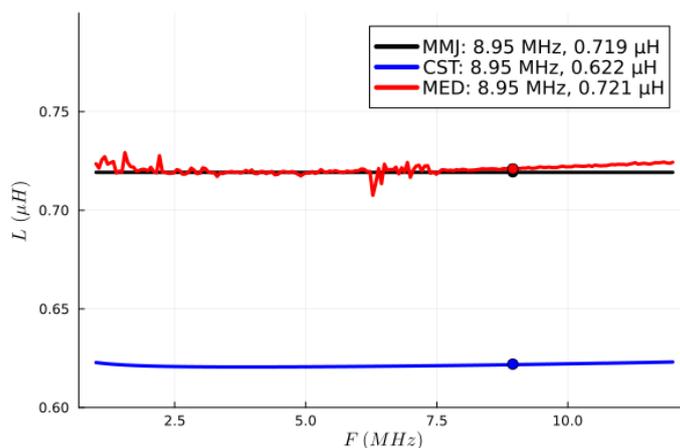
Figura 5.7 - Indutância própria da bobina receptora.



Fonte: autor, 2024.

Para a bobina repetidora, a indutância própria é mostrada na Figura 5.8, onde o resultado da modelagem matemática *MMJ*, apresenta o mesmo comportamento visto para a bobina transmissora e receptora. O resultado de medida com analisador de rede apresentou sensibilidade na forma de oscilações em todo o intervalo de frequência, porém não sendo de grandes picos e vales e, o resultado obtido pelo *CST* não mostrou grande variação com a frequência.

Figura 5.8 - Indutância própria da bobina repetidora.



Fonte: autor, 2024.

As diferenças de resultados observados para a indutância própria são provenientes da forma de acoplamento do campo magnético nas próprias espiras das bobinas. As Equações (3.7), (3.8) e (3.9) são aproximações e originadas de uma análise estática de campo magnético. O resultado do *CST* incorpora as variações de campo através da solução numérica das Equações de Maxwell, que captura de forma mais precisa os efeitos de acoplamento de campos variáveis. Além disso, a existência do campo magnético variável produzido por cada bobina está associada a um campo elétrico variável, que dá origem a uma capacitância parasita entre cada espira das bobinas. Esta capacitância parasita não é considerada nas Equações (3.7), (3.8) e (3.9), mas é contabilizada na solução numérica do *CST* e nas medidas com analisador de rede, como observado na Figura 5.7. Seus efeitos são mais relevantes em frequências da ordem de *GHz*.

Para a capacitância externa, a Tabela 5.3 mostra os resultados obtidos pela modelagem *MMJ* e o cálculo equivalente através da frequência e da reatância indutiva, para o *CST* e medida com analisador de rede, ambos na frequência de ressonância.

Tabela 5.3 - Capacitância externa na frequência de ressonância.

Metodologia	Bobina Transmissora	Bobina Receptora com Substrato	Bobina Repetidora
Modelagem <i>MMJ</i>	$\approx 32,15 \text{ pF}$	$\approx 499,76 \text{ pF}$	$\approx 439,54 \text{ pF}$
Software <i>CST</i>	$\approx 27,17 \text{ pF}$	$\approx 445,38 \text{ pF}$	$\approx 458,29 \text{ pF}$
Medida	$\approx 23,85 \text{ pF}$	$\approx 405,61 \text{ pF}$	$\approx 435,89 \text{ pF}$

Fonte: autor, 2024.

A Tabela 5.3 evidencia a diferença de capacitância externa originada pela diferença entre o resultado calculado pela modelagem *MMJ* e a medida realizada com analisador de rede. Assim, para que o sistema construído se mantenha em ressonância, as capacitâncias externas utilizadas foram baseadas nas medidas, o mesmo se aplica ao uso dos capacitores externos nas simulações da modelagem *MMJ* e *CST*. A bobina transmissora utiliza um capacitor externo variável e as bobinas receptora e repetidora usam capacitores *SMD* associados em série e paralelo para obter o valor necessário.

### 5.3 Parâmetros de Espalhamento

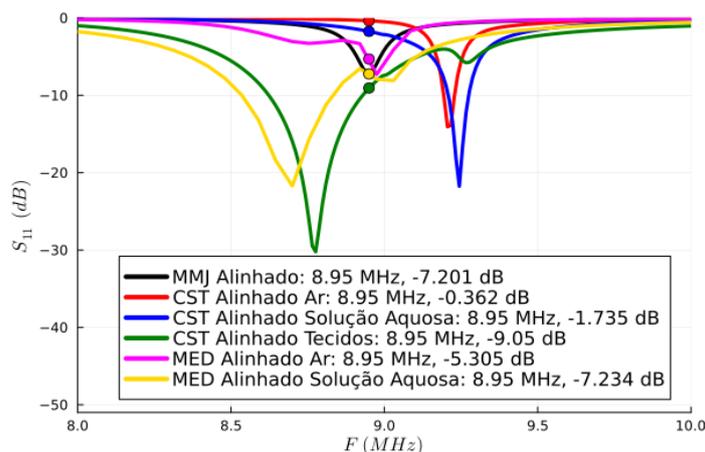
A partir da construção das bobinas, os parâmetros de espalhamento  $S_{11}$  e  $S_{21}$  medidos para avaliar o comportamento real do sistema proposto. Também é simulado utilizando o *CST* para incorporação dos tecidos biológicos e simulado com uso das equações da modelagem *MMJ*.

O primeiro parâmetro de espalhamento analisado é o  $S_{11}$  do sistema proposto alinhado, conforme apresentado na Figura 5.9. Nesta figura, são comparados os resultados da modelagem *MMJ*, que considera as bobinas no ar, o *CST* para as bobinas no ar, com os tecidos biológicos e com a solução aquosa de cloreto de sódio (água e sal), e a medição com a solução usando o analisador de rede, abreviada pela sigla *MED*.

Avaliando a Figura 5.9, observa-se que a modelagem *MMJ* apresentou um comportamento e um valor medido na frequência de ressonância muito similar ao valor obtido no analisador de rede, tanto para o meio material ar quanto para a solução de água com sal. Já os resultados obtidos através das simulações no *CST* para o meio ar e água com sal forma próximos em comportamento e apresentam diferentes valores na frequência de ressonância. Em relação ao uso dos tecidos biológicos, o *CST* indicou um pico fora do valor da ressonância. As diferenças observadas são decorrentes de algumas

características específicas, como o uso de diferentes valores de capacitores em ambas as metodologias, conforme observado na Tabela 5.3, que provocam modificações no comportamento dos parâmetros de espalhamento e também pelas considerações relativas a resistência e indutância própria, realizadas na seção 5.2. Entretanto, observa-se que as simulações *MMJ* representam de forma consistente as medições realizadas com o analisador de rede.

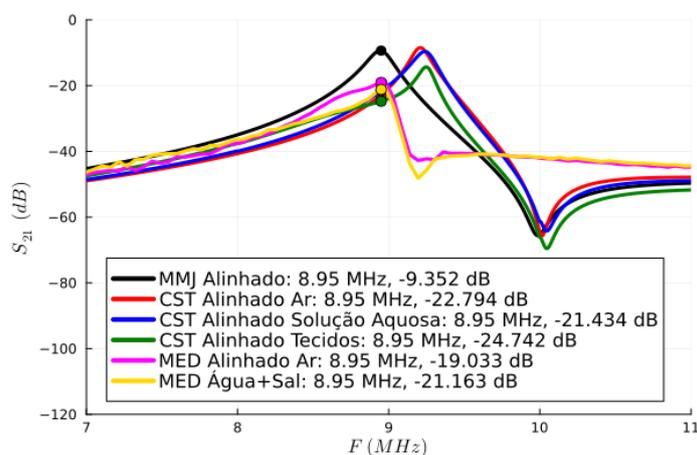
Figura 5.9 - Parâmetro  $S_{11}$  do sistema proposto alinhado.



Fonte: autor, 2024.

A Figura 5.10 mostra o parâmetro  $S_{21}$  do sistema proposto alinhado. Observa-se que o comportamento da solução obtida pela modelagem *MMJ* acompanha o padrão de resultados do *CST* e das medidas com analisador de rede. As diferenças ocorrem pelos mesmos motivos descritos para o parâmetro  $S_{11}$ . Neste caso, a modelagem *MMJ* produziu maior taxa de transferência de energia por não considerar diretamente a interferência provocada pelo meio material sendo a água com sal, tecidos biológicos e também as imperfeições de construção das bobinas e posicionamento espacial. Uma elevação de  $S_{21}$  indica maior transferência de energia da bobina transmissora e repetidora para a bobina receptora. As soluções obtidas pelo *CST* indicam um pico ligeiramente fora do valor da frequência. São evidenciadas pequenas diferenças nos resultados das diferentes métodos de simulação e também com as medidas para  $S_{11}$  e  $S_{21}$ .

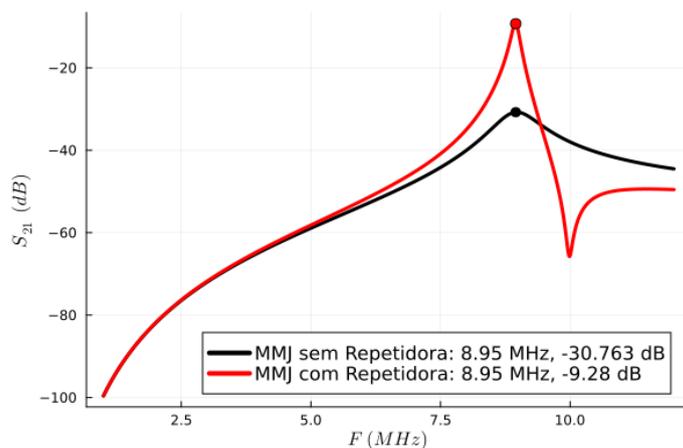
Figura 5.10 - Parâmetro  $S_{21}$  do sistema proposto alinhado.



Fonte: autor, 2024.

Através das Equações (3.17) e (4.2), é possível avaliar a contribuição da bobina repetidora no sistema, avaliando  $S_{21}$  com e sem sua presença no sistema. O resultado dessa contribuição é mostrado na Figura 5.11, onde é observado que a presença da bobina repetidora provoca um grande aumento da transferência de energia para a bobina receptora, aumentando assim a eficiência do sistema.

Figura 5.11 - Parâmetro  $S_{21}$  sem e com a bobina repetidora.

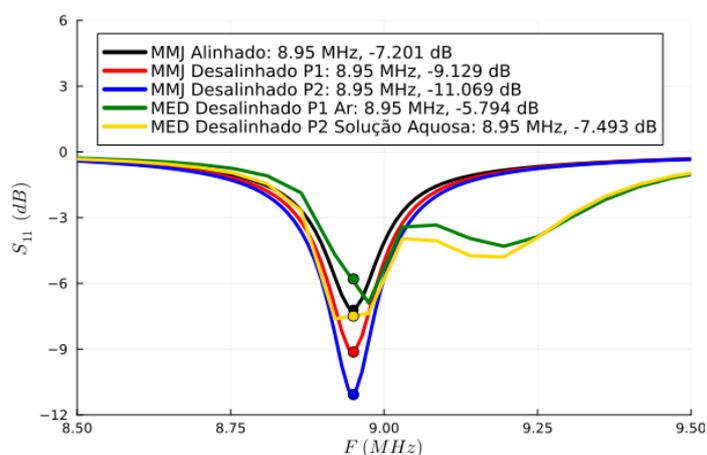


Fonte: autor, 2024.

Em relação aos pontos de desalinhamento, conforme Tabela 5.2, as Figuras 5.12 e 5.13 mostram o comportamento do parâmetro  $S_{11}$  e  $S_{21}$ . A análise aqui é realizada em relação aos pontos P1 e P2 para a modelagem *MMJ* no ar, o ponto P1 medido no ar e o ponto P2 medido usando água com sal. Observa-se que ambos os parâmetros apresentam os melhores resultados na frequência de ressonância, evidenciando pequenas diferenças devido a tolerância apresentada no cálculo de indutância mútua aproximadamente uniforme e também em relação a posicionamento das bobinas

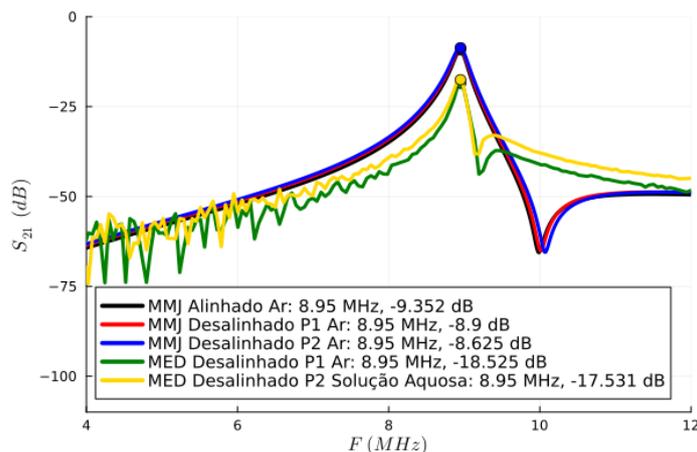
receptora e repetidora na superfície da cabeça. Embora existam estas diferenças, a modelagem *MMJ* se aproxima dos resultados medidos ao longo da frequência analisada. Comparando a Figura 5.9 com 5.12 e 5.10 com 5.13, é possível observar que a mudança de posição da bobina refletiu mais efeito sobre o parâmetro  $S_{11}$  do que no parâmetro  $S_{21}$ , indicando que, embora as mudanças no primeiro represente alterações nas reflexões de tensão na entrada e conseqüentemente na eficiência do sistema, a transferência de energia da bobina transmissora e repetidora para receptora é praticamente igual na medida do sistema alinhado com o desalinhado. As diferenças encontradas nas medidas também são relativas a dificuldade de posicionar as bobinas receptora e repetidora exatamente no mesmo ponto quando ocorre a troca do meio ar para o meio água com sal.

Figura 5.12 - Parâmetro  $S_{11}$  para o sistema desalinhado.



Fonte: autor, 2024.

Figura 5.13 - Parâmetro  $S_{21}$  para o sistema desalinhado.



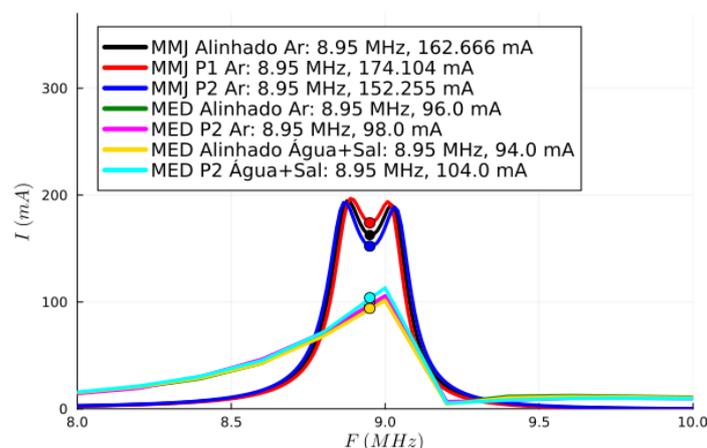
Fonte: autor, 2024.

## 5.4 Parâmetros na Carga

Esta seção destina-se a avaliar a corrente, a tensão e a potência na carga, bem como a eficiência do sistema. A análise apresentada aqui contempla apenas as soluções da modelagem *MMJ* e as medições realizadas com o osciloscópio *Agilent Technologies DSO7032A*, uma vez que foi observada semelhança de comportamento e resultados na frequência de ressonância para os parâmetros de espalhamento. Assim, é razoável afirmar que a modelagem *MMJ* é capaz de prever o comportamento dos parâmetros na carga do sistema de forma similar ao que é medido no osciloscópio. A fonte usada na simulação e medida possui valor de  $V_s = 7 V$  para *MMJ*, correspondendo a uma fonte de corrente de  $0,45 A$  no *CST* (a corrente corresponde ao valor calculado pela *MMJ*). A escolha de avaliar a medida no ponto P2 refere-se no fato de este ser o mais desalinhado e inclinado e, por apresentar maior diferença nos parâmetros de espalhamento, seria de interesse observar como esta diferença reflete nos parâmetros de saída do sistema. Nas medidas com a solução aquosa, a bobina receptora encontra-se sobre a superfície do plástico utilizado como recipiente da solução.

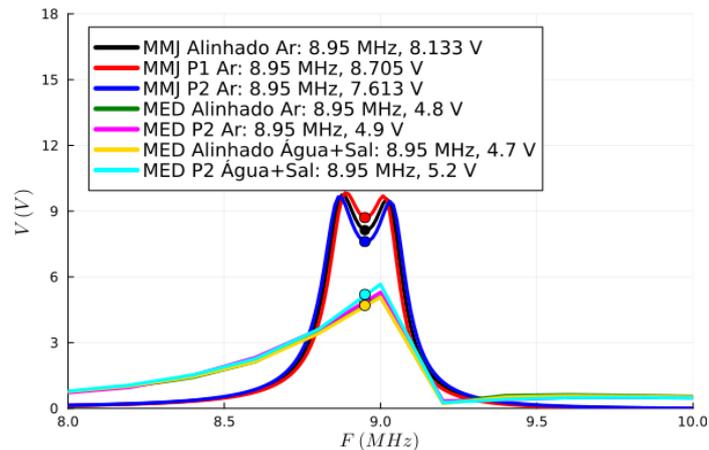
As Figuras 5.14 e 5.15 mostram, respectivamente, a corrente e a tensão na carga. Observa-se uma redução de ambas as grandezas na medida que ocorre o desalinhamento e inclinação das bobinas repetidora e receptora, evidenciando que as indutâncias mútuas com essas bobinas são aproximadamente iguais ao sistema equivalente alinhado. As diferenças encontradas nas medidas também são relativas a dificuldade de posicionar as bobinas receptora e repetidora exatamente no mesmo ponto quando ocorre a troca do meio ar para o meio água com sal. As correntes e tensões simuladas pela modelagem *MMJ* e medidas com o osciloscópio foram suficientes para alimentação do implante, onde o  $\mu\text{-led}$  requer o mínimo de  $10 mA$  e  $2,8 V$ .

Figura 5.14 - Corrente na carga.



Fonte: autor, 2024.

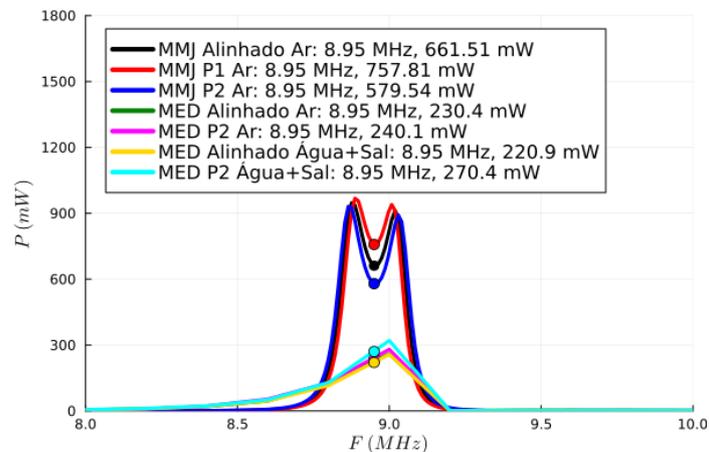
Figura 5.15 - Tensão na carga.



Fonte: autor, 2024.

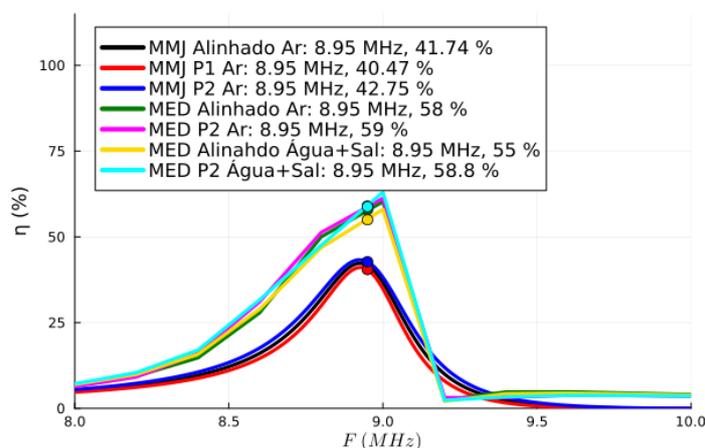
As Figuras 5.16 e 5.17 mostram, respectivamente, a potência na carga e a eficiência do sistema. Na Figura 5.16, observa-se que a potência alcança valores mínimos de aproximadamente  $489\text{ mW}$  nos cálculos realizados pela modelagem *MMJ* e mínimo aproximadamente de  $220,9\text{ mW}$  nas medidas com osciloscópio. Estas diferenças são observadas devido a diferença entre os valores de tensão e corrente nas Figuras 5.14 e 5.15 e também em relação ao posicionamento milimétrico das bobinas. Os valores de potência elétrica simulados e medidos são próximos do necessário para alimentação do implante, baseado nos valores de tensão e corrente do  $\mu\text{-led}$ . Em relação a eficiência na Figura 5.17, observa-se que o sistema apresentou maior eficiência quando está desalinhado e esta condição apresenta potência menores na carga, evidenciando que a máxima eficiência não necessariamente ocorre para a máxima potência de saída.

Figura 5.16 - Potência na carga.



Fonte: autor, 2024.

Figura 5.17 - Eficiência no sistema.



Fonte: autor, 2024.

## 5.5 Taxa de Absorção Específica

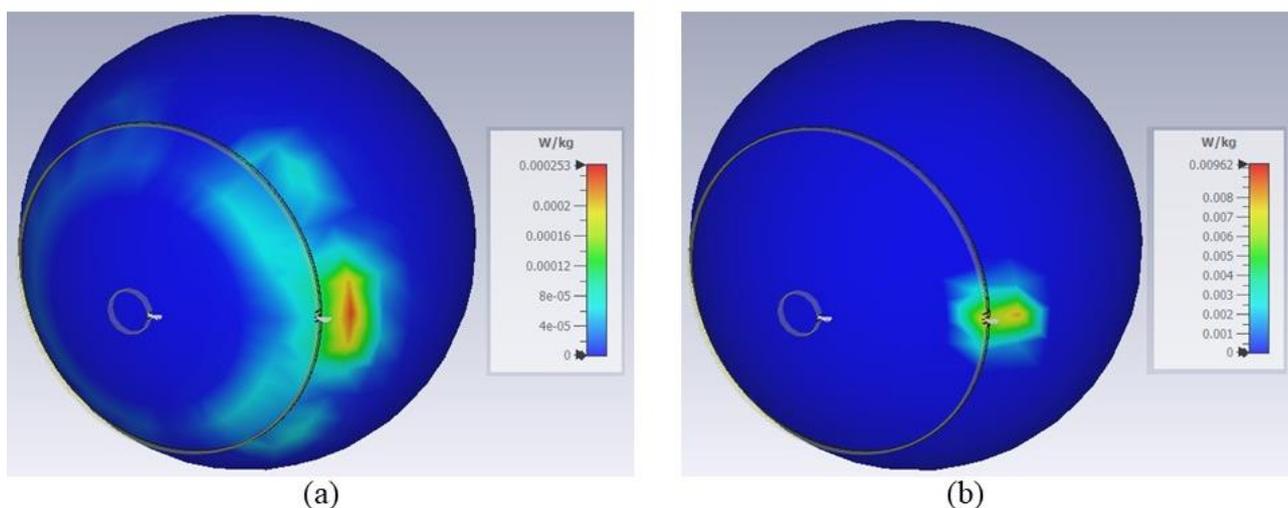
A taxa de absorção específica (*SAR - specific absorption rate*) é uma grandeza que mede a quantidade de energia absorvida por um tecido biológico quando exposto a campos eletromagnéticos variáveis. Em pesquisas que analisam a exposição por períodos determinados ou contínuos, a *SAR* é uma medida utilizada para definir os níveis seguros de exposição. Diversos estudos abordam esse assunto; nesta pesquisa, considera-se como limite de exposição o valor de  $0,4 \text{ W/kg}$  [34].

Para avaliar a taxa de absorção específica no projeto desenvolvido, foram realizadas duas simulações distintas no *software CST*, utilizando o Método de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo. A primeira simulação representa o crânio humano por meio de esferas, onde uma esfera maciça modela o cérebro, composto por uma solução aquosa de cloreto de sódio, e a segunda camada corresponde a uma esfera com as propriedades elétricas do tecido ósseo, obtidas pela média aritmética dos dados apresentados na Seção 4.2.4. A segunda simulação segue o mesmo princípio, diferenciando-se apenas pelo fato de que a camada de tecido cerebral é agora representada pela média das propriedades da massa branca e da massa cinzenta do cérebro.

Em ambas as simulações, as bobinas permanecem alinhadas, e a fonte de corrente utiliza uma alimentação de  $0,45 \text{ A}$ , o mesmo valor empregado anteriormente nas simulações dos parâmetros sobre a carga. Os resultados obtidos para a frequência de  $8,95 \text{ MHz}$  são mostrados nos gráficos da Figura 5.18, sendo (a) referente à solução aquosa de cloreto de sódio e (b) aos tecidos biológicos. Observa-se que os valores mais altos da taxa de absorção específica são  $0,000253 \text{ W/kg}$  e  $0,00962 \text{ W/kg}$ , respectivamente, para a solução aquosa e os tecidos biológicos. Esses resultados estão abaixo do limite máximo permitido de  $0,4 \text{ W/kg}$ .

Na Figura 5.18 também é identificado que esses máximos ocorrem próximos à localização da fonte conectada à bobina transmissora, e não na região da bobina implantada. A concentração de SAR nessa região pode ser explicada pelo alto nível de campo elétrico e magnético próximo à conexão dos terminais da bobina com a fonte de corrente, devido à forma com que a conexão física foi modelada na simulação e os materiais utilizados. Especificamente, as bobinas foram desenhadas utilizando cobre como material condutor, e os terminais da fonte são tratados como condutores perfeitos. Além disso, a conexão entre a fonte e os terminais da bobina não é suave, apresentando uma inclinação no ponto de conexão. Essas características contribuem para modificar as distribuições de corrente na junção da bobina com a fonte, resultando em campos locais mais intensos e, conseqüentemente, em taxas de absorção específica maiores. A mudança nas propriedades elétricas dos materiais também contribui para a variação das taxas de absorção entre uma simulação e outra.

Figura 5.18 – SAR (a) solução aquosa de cloreto de sódio e (b) tecidos biológicos.



Fonte: autor, 2024.

## 5.6 Conclusões Parciais

Este capítulo apresentou algumas comparações envolvendo diferentes meios materiais e posições espaciais do sistema proposto. Inicialmente, foram avaliados a resistência, indutância própria e capacitância externa para cada bobina, evidenciando que as modificações nos resultados são provenientes do uso de formulações aproximadas e de origem de campos estáticos.

Em segundo são avaliados os parâmetros de espalhamento, os quais representam uma forma mais abrangente de visualizar o funcionamento do sistema. A partir dessas análises, foi possível concluir que as simulações do *CST* para os diferentes meios possuem um  $S_{11}$  e  $S_{22}$  semelhantes,

demonstrando resultados similares ao que foi medido e simulado usando a modelagem *MMJ* que trabalha com o meio ar. As pequenas diferenças observadas se devem ao posicionamento das bobinas durante a medição e também em relação as propriedades dos tecidos e da solução aquosa.

Isso permite dizer que os tecidos biológicos não afetaram significativamente a transferência de energia das bobinas transmissora e repetidora para a bobina receptora, permitindo uma análise através da modelagem *MMJ* considerando o ar como meio material.

Os resultados da otimização da indutância mútua revelam que os pontos de desalinhamento com inclinações possuem correntes, tensões e potências com valores próximos na frequência de ressonância, confirmando que a estratégia proposta permite a criação de um sistema com configurações espaciais diferentes, mas com resultados aproximados entre si e também em relação ao sistema alinhado.

Por fim, não foi observado no sistema o efeito *splitting* na eficiência do sistema alinhado e desalinhado-inclinado, uma vez que o fluxo magnético capturado pela bobina receptora e repetidora é pequeno em virtude do seu tamanho físico.

## 6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresenta um estudo teórico e experimental de um sistema de transferência de energia sem fio com acoplamento magnético ressonante, destinado para alimentação de dispositivos biomédicos implantáveis utilizados em tratamento de epilepsia refratária. O sistema foi proposto para trabalhar com uma frequência de ressonância de 8.95 *MHz* e, embora não seja otimizado para a máxima eficiência, oferece potência e eficiência suficientes para alimentação de  $\mu$ -*leds* utilizados no tratamento, através de técnicas de optogenética.

A pesquisa inicia-se com uma revisão qualitativa que aborda, em geral, diferentes técnicas de transferência de energia sem fio, com objetivo de entender a operação de cada técnica e suas respectivas aplicações práticas. Como o implante não é profundo, não é necessário o uso de antenas e o acoplamento elétrico apresentaria muitas interferências devido às propriedades elétricas dos tecidos, pois, as capacitâncias das placas são dependentes das permissividades destes. Portanto, a técnicas mais adequada é o uso de bobinas.

Para realizar a modelagem do sistema, diversas equações foram incorporadas, conforme a literatura, utilizando programação em Linguagem Julia (modelagem matemática com Linguagem Julia – *MMJ*). Assim, duas bobinas hipotéticas foram criadas para compor um sistema de acoplamento magnético, onde parâmetros como resistência, indutância própria, capacitância externa foram avaliados e comparados com os resultados do *software CST*. A modelagem *MMJ* e *CST* apresentaram resultados similares, onde as diferenças foram extensivamente comentadas e explicadas, concluindo que as equações incorporadas no capítulo 3 permitem o uso para projeto de sistemas de transferência de energia sem fio com bobinas ressonantes.

Em relação as diferenças encontradas, o *CST* trabalha com solução direta das Equações de Maxwell, enquanto a modelagem *MMJ* é originada de equações empíricas e aproximadas. Portanto, o *CST* consegue capturar efeitos que as equações da modelagem proposta não conseguem representar de forma completa, evidenciando as diferenças observadas graficamente. Neste caso, as principais divergências ocorrem para a resistência e indutância, que são influenciadas pela forma como o campo magnético variável se distribuir e acopla nas espiras das bobinas, enquanto a capacitância sofre uma alteração sempre que a indutância própria mudar.

Uma extensa análise das equações que descrevem o comportamento do sistema, como a impedância, parâmetros de espalhamento e tensão, corrente e potência sobre a carga foram realizadas através da modelagem *MMJ* e o *software ADS*, para validar a abordagem circuital proposta para avaliar o sistema magnético ressonante. O modelo circuital mostrou resultados idênticos aos obtidos pelo *ADS*.

A partir da validação do uso da modelagem *MMJ* através do *software ADS*, um amplo estudo do *SMR* foi realizado para investigar o comportamento do sistema em relação a mudanças na posição da bobina receptora, sendo estas a distância, desalinhamento e inclinação angular.

Posteriormente são discutidos conceitos gerais de sistemas implantados que são alimentados por bobinas ressonantes e então é proposto uma nova estrutura de alimentação por bobinas, onde a bobina transmissora ajustável ao molde da cabeça humana e adaptável em acessórios vestíveis. A bobina receptora é projetada de forma experimental com o uso de um substrato flexível de fita *kapton*. Além disso, uma terceira bobina é adicionada, externamente à cabeça, para concentrar o fluxo magnético próximo da bobina receptora e ampliar a eficiência geral do sistema.

O sistema proposto deve ser capaz de produzir sobre a cabeça uma indutância mútua uniforme de modo que o implante receba a mesma potência na carga independentemente da posição onde esteja localizado. Para alcançar esse objetivo, uma nova estratégia de otimização baseada em busca de um valor ótimo é proposta. Esta estratégia trabalha avaliando diversas configurações a partir de dados iniciais e selecionando apenas uma onde um ou mais requisitos preestabelecidos são atendidos. Em caso de falha na obtenção do valor ideal, ajustes geométricos são realizados nas bobinas transmissora e repetidora, posteriormente é aplicada para uma nova busca. Uma proposta de meio material equivalente para a cabeça humana é feita através do uso de água destilada e cloreto de sódio, para realização de medidas em laboratório. Esta solução tem o objetivo de representar as propriedades elétricas dos tecidos biológicos de forma aproximada.

Após a aplicação da otimização, um protótipo é construído, medido em laboratório e simulado usando o *CST* e modelagem *MMJ*. A avaliação final do sistema proposto mostrou que a otimização da geometria das bobinas e indutância mútua aproximadamente uniforme é eficaz e produz uma potência de saída próxima entre cada simulação e medida realizada no sistema alinhado e nos pontos de desalinhamento e inclinação angular. Os resultados do *CST* evidenciaram que, embora o meio material com tecidos biológicos e a solução de água com sal produzem resultados diferentes no sistema, estas diferenças são pequenas, permitindo o projeto com o meio sendo o ar e a aplicação direta em tecidos biológicos. Por fim, o sistema proposto mostrou-se eficaz na alimentação da carga que representa o dispositivo biomédico implantável com circuito eletrônico e  $\mu$ -*led*, evidenciando uma tensão, corrente e potência da ordem dos valores necessários para o implante.

## 6.1 Contribuições da Pesquisa

Através do estudo realizado nesta pesquisa foi possível alcançar algumas contribuições para a compreensão dos sistemas de transferência de energia com bobinas ressonantes. A extensa e rigorosa análise do sistema hipotético no capítulo 3 mostrou resultados com comportamentos diferenciados em relação ao desalinhamento lateral e inclinação angular da bobina receptora. Este estudo mostrou resultados de grande interesse para sistemas que trabalham na frequência de ressonância, como o efeito da indutância mútua aproximadamente uniforme para pequenas variações angulares e o vale observado para desalinhamento, onde linhas de fluxo magnético da bobina transmissora interceptam a bobina receptora em sentidos diferentes. Através destes resultados a proposta de trabalho com um sistema que alimenta implantes em posições espaciais diferentes foi melhor trabalhada.

A avaliação da modelagem matemática do sistema permitiu a descrição da proposta de ajuste geométrico das bobinas e a indutância mútua uniforme através de uma otimização que faz uma varredura completa do sistema (resistência, indutância própria, indutância mútua, capacitância externa, impedância de entrada, parâmetros de espalhamento, tensão na carga, corrente na carga, potência na carga e eficiência do sistema) onde um ou mais requisitos mencionados entre parênteses podem servir de critério para obter a configuração geométrica ideal do projeto. Isso permite trabalhar com sistemas mais flexíveis em relação aos parâmetros elétricos, alimentação simultânea de múltiplas cargas em diferentes posições espaciais, *design* de bobinas em diferentes formatos (plana ou solenoide) e o uso de múltiplas bobinas ressonantes para maximizar a eficiência do sistema.

A proposta de um meio equivalente para representação dos tecidos biológicos através de uma solução aquosa contendo água destilada e cloreto de sódio permitiu concluir que as diferenças existentes entre o meio ar e os tecidos não foram grandes o suficiente para modificar o sistema, possibilitando o projeto através do uso das equações da modelagem matemática do capítulo 3.

## 6.2 Trabalhos Futuros

Observando os resultados obtidos através das equações da modelagem matemática descrita no capítulo 3 e os resultados medidos do sistema proposto, algumas melhorias para trabalhos futuros podem ser abordadas:

1. Desenvolver um método que leve em consideração os efeitos de acoplamento magnético para calcular a resistência e indutância própria com maior precisão e exatidão. Este método deve contemplar o comportamento do fluxo magnético enlaçado

nas próprias espiras e seus efeitos em função da frequência, além de ser aplicável para altas frequências.

2. Propor uma metodologia para capturar os efeitos parasitas de tecidos biológicos e outros materiais presentes no meio da simulação em aplicações onde estes efeitos são apreciáveis e em altas frequências.
3. Descrever uma nova técnica para trabalhar com indutâncias mútuas uniformes e/ou campos magnéticos uniformes em geometrias de bobinas planas e solenoidais, ampliando a região de uniformidade do sistema, permitindo o projeto de sistemas com maior alcance de desalinhamento e inclinação angular.
4. Ampliar a eficiência do sistema através do uso de estruturas de concentração e reflexão de campo magnético, como por exemplo, o uso de metamateriais artificiais.
5. Desenvolver um equipamento simples e confiável para fabricação de bobinas impressas de trilhas e espaços entre trilhas de tamanho reduzido. Este equipamento deve ser capaz de trabalhar com substratos sólidos e flexíveis.

### 6.3 Publicações

O estudo necessário para realização dessa pesquisa produziu dois artigos relacionados a busca por uma região de indutância mútua uniforme. O primeiro artigo diz respeito ao uso de bobinas receptoras planas, sem inclinação e desalinhadas em um mesmo plano espacial, enquanto o segundo aborda uma busca por um valor ótimo, apresentando regiões precisamente pontuais onde a indutância mútua é exatamente igual (considerando um determinado valor de casas decimais).

1. RESENDE, Úrsula C.; ALMEIDA, Maurício D.; SOARES, Ícaro V. *Human Skull Implantable Wireless Power Transfer System*. 2023 IEEE International Magnetic Conference – Short Papers (INTERMAG Short Papers), May 2023, Sendai, Japan.
2. RESENDE, Úrsula C.; ALMEIDA, Maurício D.; SOUZA, Igor O. *Wireless Power Transfer with Approximately Uniform Mutual Inductance in Misaligned Systems with Small Receiver Coil*. 2024 IEEE International Magnetic Conference – Short Papers (INTERMAG Short Papers), May 2024, Rio de Janeiro, Brasil.

## REFERÊNCIAS

- [1] SUN, Tianjia; XIE, Xiang; WANG, Zhihua. *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*. New York: Springer, 2013.
- [2] BONIFÁCIO, Nuno Miguel Coluna. *Transmissão de Energia sem Fios*. Dissertação. Universidade de Aveiro, Portugal, 2009.
- [3] SHINOHARA, Naoki. *Wireless Power Transfer: Theory, technology, and applications*. London: The Institution of Engineering and Technology, 2018.
- [4] IMURA, Takehiro. *Wireless Power Transfer: Using magnetic and electric resonance coupling techniques*. Springer: Tokyo, 2017.
- [5] HEKAL, Sherif *et al.* *Compact Size Wireless Power Transfer Using Defected Ground Structures*. Singapore: Springer, 2019.
- [6] ZHANG, Qingqing. *Distributed Laser Charging: A wireless power transfer Approach*. IEEE Internet of Things Journal, vol. 5, issue 5, pp. 3853-3864, 2018.
- [7] SHINOHARA, Naoki. *History and Innovation of Wireless Power Transfer via Microwaves*. IEEE Journal of Microwaves, vol. 1, issue 1, pp. 218-228, 2021.
- [8] DETKA, Kalina; GÓRECKI, Krzysztof. *Wireless Power Transfer*. Energies, 15, 7236, 2022.
- [9] ZHANG, Zhen; PANG, Hongliang. *Wireless Power Transfer: Principles and applications*. New Jersey: Wiley & Sons, 2023.
- [10] KHAN, Sadeque Reza; PAVULURI, Sumanth Kumar; CUMMINS, Gerard; DESMULLIEZ, Marc P. Y. *Wireless Power Transfer Techniques for Implantable Medical Devices: A review*. Sensors, 20, 12, p. 3487, 2020.
- [11] RODRIGUES, Marcelo Masruha; BERTOLUCCI, Paulo Henrique Ferreira. *Neurologia para o Clínico-Geral*. Barueri: Manole, 2014.
- [12] BARBRUNI, Gian Luca *et al.* *Miniaturised Wireless Power Transfer Systems for Neurostimulation: A Review*. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 14, 6, p. 1160-1178, 2020.
- [13] SALAM, Muhammad Tariqus. *Implantable Micro-Device for Epilepsy Seizure Detection and Subsequent Treatment*. 2012. 161 p. Dissertation. Université de Montréal, Canada, 2012.
- [14] CHEN, Wenging *et al.* *The Roles of Optogenetics and Technology in Neurobiology: A Review*. Front Aging Neurosci, 19, 14, article 867863, 2022.

- [15] PÉREZ-NICOLI, Pablo; SILVEIRA, Fernando; GHOVANLOO, Mayasam. *Inductive Links for Wireless Power Transfer: Fundamental concepts for designing high-efficiency wireless power transfer links*. Switzerland: Springer, 2021.
- [16] BALANIS, Constantine A. *Advanced Engineering Electromagnetics*. Arizona State University: Wiley, 2012.
- [17] KIM, Jinwook; PARK, Young-Jin. *Approximate Closed-Form Formula for Calculating Ohmic Resistance in Coils of Parallel Round Wires with Unequal Pitches*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62, 6, p. 3482-3489, 2015.
- [18] MATHHEW, Schormans, VALENTE, DEMOSTHENOUS, Virgilio, Andreas. *A Practical Inductive Link Design for Biomedical Wireless Power Transfer: A tutorial*. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 12, issue 5, p 1112-1130, 2018.
- [19] KAZIMIEREZUK, Marian K. *High-Frequency Magnetic Components*. United Kingdom: John Wiley & Sons, Ltd, 2014.
- [20] PAUL, Clayton R. *Inductance: Loop and Partial*. New Jersey: Wiley, 2010.
- [21] ZIERHOFER, C. M.; HOCHMAIR, E. S. *Geometric Approach for Coupling Enhancement of Magnetically Coupled Coils*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 43, 7, 1996.
- [22] ZHANG, Xian. *Mutual Inductance Calculation for coils with Misalignment in Wireless Power Transfer*. The Journal of Engineering, vol. 2019, issue 16, 2019.
- [23] WANG, Jingchen *et al.* *Investigation of Magnetic Resonance Coupling Circuit Topologies for Wireless Power Transmission*. Microwave and Optical Technology Letters Lett, 61, p. 1755-1763, 2019.
- [24] ZHONG, Wenxing; XU, Dehong; HUI, Ron Shu Yuen. *Wireless Power Transfer: Between distance and efficiency*. Singapore: Springer, 2020.
- [25] AGBINYA, Johnson I. *Wireless Power Transfer*. Australia: River Publishers, 2016.
- [26] DESPOTOVIC, Zivadin *et al.* *Power Transfer Analysis of an Asymmetric Wireless Transmission System Using the Scattering Parameters*. Electronics, 2010, 10, 906.
- [27] NIKOLETSEAS, Sotiris; YANG, Yuanyuan; GEORGIADIS, Apostolos. *Wireless Power Transfer Algorithms, Technologies and Applications in Ad Hoc Communication Networks*. Springer International Publishing AG 2016.
- [28] ZHOU, Yujing; LIU, Chunhua; HUANG, Yongcan. *Wireless Power Transfer for Implantable Application: A review*. Energies 2020, 13(11), 2837.
- [29] KHAN, Wasif *et al.* *Inductively Coupled, mm-sized, Single Channel Optical Neuro-stimulator with Intensity Enhancer*.

- [30] SHIN, Gunchul; GOMEZ, Adrian M. AL-HASANI, Ream *et al.* *Flexible Near-Field Wireless Optoelectronics as Subdermal Implants for Broad Applications in Optogenetics*. *Neuron*, 93, 3, p509-521.e3, 2017.
- [31] SOUTO, Márcio Rafael Rodrigues. *Optrode em Silício com  $\mu$ -Led Integrado*. Dissertação. Universidade do Minho, Portugal, 2018.
- [32] GUTRUF, Philipp *et al.* *Fully Implantable Optoelectronic Systems for Battery-Free, Multimodal Operation in Neuroscience Research*. *Nature Electronics* 1, 652-660, 2018.
- [33] *Institute for Applied Physics Nello Carrara, Florence, Italy. Dielectri Properties of Body Tissues*. < <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.php#inizio> >, 2024.
- [34] *IEEE Standards for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Electric Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz*. < <https://ieeexplore.ieee.org/document/8859679> >, *IEEE Std C95.1 – 2019*, 2024.
- [35] AZPÚRUA, M. A. *A Semi-Analytical Method for the Design of Coil-Systems for Homogeneous Magntostatic Field Generation*. *Progress in Electromagnetics Research B*, Vol. 37, 171-189, 2012.

## APÊNDICE A

Este apêndice contempla as formulações auxiliares necessárias para trabalhar com a Equação (3.6) no cálculo da resistência de proximidade de bobinas circulares de fio circular. O cálculo do campo magnético  $H$  é feito somando o valor da contribuição do campo de cada espira sobre as demais espiras da bobina, na região central da seção circular do fio. Em coordenadas cilíndricas, o desenvolvimento Lei de Biot-Savart permite calcular o campo magnético em  $A/m$  através das Equações (A1), (A2) e (A3) para as coordenadas  $H_\rho$ ,  $H_\varphi$  e  $H_z$ , respectivamente [35].

$$H_\rho = -\frac{I_0 k(z-h)}{4\pi\rho\sqrt{a\rho}} \left[ \mathbb{K}(k) - \frac{2-k^2}{2(1-k^2)} \mathbb{E}(k) \right], \quad (\text{A.1})$$

$$H_\varphi = 0, \quad (\text{A.2})$$

$$H_z = -\frac{I_0 k}{4\pi\sqrt{a\rho}} \left[ \mathbb{K}(k) + \frac{k^2(a+\rho) - 2\rho}{2\rho(1-k^2)} \mathbb{E}(k) \right], \quad (\text{A.3})$$

em que:

$I_0$ : Corrente na espira [ $A$ ];

$z$ : Ponto de cálculo no eixo  $z$  [ $m$ ];

$a$ : Raio da espira [ $m$ ];

$\rho$ : Coordenada cilíndrica [ $m$ ];

$h$ : Altura da espira no eixo  $z$  [ $m$ ];

$k = \sqrt{\frac{4a\rho}{(\rho+a)^2+(z-h)^2}}$ : variável auxiliar [*adimensional*];

$\mathbb{K} = \int_0^{\pi/2} \frac{d\beta}{\sqrt{1-k^2\sin^2(\beta)}}$ : Integral elíptica completa de primeiro tipo [*adimensional*];

$\mathbb{E} = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1-k^2\sin^2(\beta)} d\beta$ : Integral elíptica completa de segundo tipo [*adimensional*];

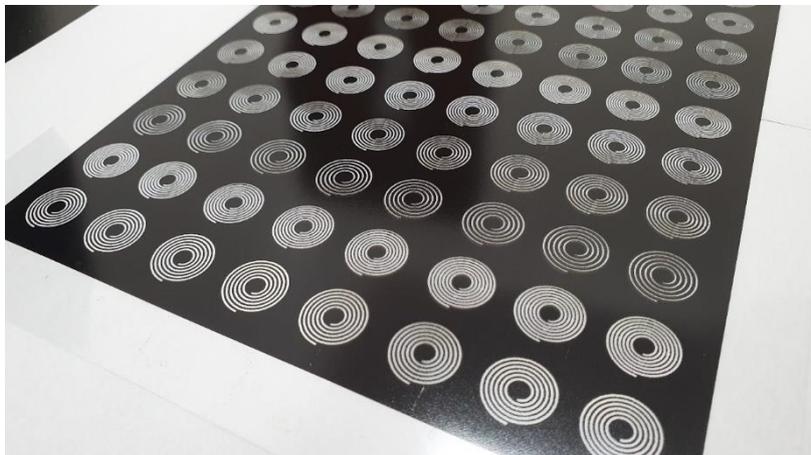
As integrais elípticas podem ser solucionadas pelo Método de Quadratura de Gauss-Legendre ou outro método que for conveniente.

## APÊNDICE B

A fabricação da bobina de receptora foi artesanal, sendo esta a primeira confecção de circuitos impresso em substratos flexíveis nesta pesquisa. Abaixo segue de forma resumida as etapas realizadas.

1. Estabelecer o modelo da bobina e ter o desenho da mesma. Seu desenho pode ser feito em *softwares* de solução de problemas eletromagnéticos e importados para arquivos diversos como imagens e também em *softwares* de desenho. Certifique-se de que a geometria da bobina seja correta conforme necessidade do projeto.
2. Para impressão da bobina é necessário que a mesma esteja com imagem em alta resolução. Para isso, foi necessário salvar o desenho da bobina em um arquivo *pdf* e abrir o mesmo em um *software* de edição de imagem, onde a resolução foi aumentada 10 vezes mais.
3. A impressão da bobina deve ser feita em impressora jato de tinta no modo de fotografia em uma folha de transparência apropriada para impressão. Que pode ser adquirida em papelarias. A Figura B.1 mostra uma imagem da impressão já realizada.

Figura B.1 - Transparência com modelos de bobinas.



Fonte: autor, 2024.

4. Observe que na folha há várias bobinas para teste de confecção no substrato flexível.
5. Utilizou-se fita adesiva de cobre e fita *kapton*, onde a fita de cobre tem o papel de trilha de circuito e a fita *kapton* é o substrato flexível, conforme Figura B.2.
6. Uma tinta fotossensível deve ser aplicada na superfície do cobre e distribuída de forma uniforme em toda essa área. Pode ser utilizado uma centrífuga para aplicar uma alta rotação e distribuir a tinta uniformemente. Esse processo encontra-se na Figura B.3.

Figura B.2 - Imagem de um substrato com fita kapton e cobre.



Fonte: autor, 2024.

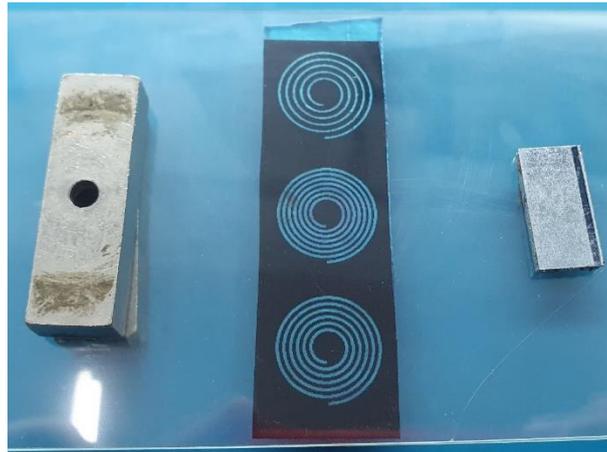
Figura B.3 - Substrato antes, durante e depois da centrifugação.



Fonte: autor, 2024.

7. A secagem da tinta deve ser feita com ventilação forçada, sendo ar quente por 15 minutos e ar frio (natural) por 5 minutos.
8. Após esses processos, uma bobina deve ser cortada da folha impressa e fixada sobre a superfície da tinta fotossensível já seca, veja Figura B.4. Neste processo foi utilizado duas placas finas de acrílico e 2 pares de ímãs de neodímio de cada lado, formando uma prensa e mantendo o substrato e as bobinas corretamente posicionadas. Esta etapa é importante pois o processo em seguida é o de revelação da tinta, e a bobina impressa na transparência deve estar totalmente fixa sobre a superfície de tinta.

Figura B.4 - Fixação das bobinas da transparência sobre superfície.



Fonte: autor, 2024.

9. A próxima etapa é a revelação da tinta. Neste caso, deve-se utilizar uma caixa pequena, onde as paredes internas da caixa devem conter uma superfície refletora, por exemplo, papel alumínio. A bobina fixada na Figura B.4 deve ser colocada na caixa com uma lâmpada *UV* de forma que a luz da lâmpada incida sobre a superfície da bobina por um período de 3 minutos.
10. Após este processo, a bobina que foi imprimida na transparência pode ser guardada e reutilizada. O substrato flexível deve ser lavado com cautela com um reagente de limpeza de gordura, como o produto *Veja*. Utilize um pincel para “esfoliar” a superfície do substrato com a tinta, a parte do mesmo que recebeu luz continuará fixada sobre o cobre e a parte que ficou sobre a trilha de cor preta será removida. A Figura B.5 mostra a bobina após esta etapa.
11. A penúltima etapa consiste em banhar a fita *kapton* em uma solução de perclorato de ferro para remover o cobre exposto na etapa anterior. Assim, restando apenas a tinta que cobre a trilha da bobina.
12. Por fim, para remover a tinta sobre a trilha, esta pode ser raspada delicadamente usando uma vareta de fibra de vidro. Ou pode-se raspar apenas os terminais de solda se atenta não provocar alterações de operação no sistema.

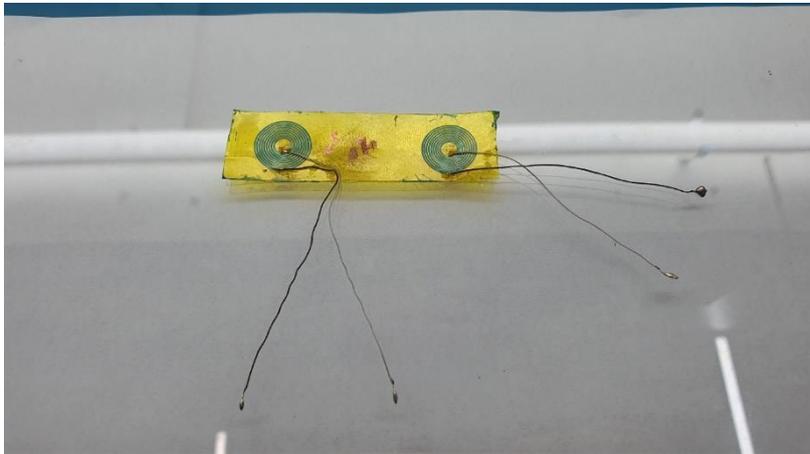
Figura B.5 - Bobina revelada.



Fonte: autor, 2024.

13. A Figura B.6 mostra a bobina com os terminais soldados.

Figura B.6 - Bobina revelada.



Fonte: autor, 2024.