

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
CURSO DE ENGENHARIA DA COMPUTAÇÃO**

**Felipe Martinez Albeche**

**SISTEMA *WIRELESS* DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA PARA  
DISPOSITIVOS MÉDICOS IMPLANTÁVEIS**

**Santa Maria, RS  
2019**

CT/UFSM, RS ALBECHHE, Felipe Martinez Engenheiro da Computação 2019

**Felipe Martinez Albeche**

**SISTEMA *WIRELESS* DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA PARA DISPOSITIVOS  
MÉDICOS IMPLANTÁVEIS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à  
Coordenação do Curso de Engenharia da Com-  
putação da Universidade Federal de Santa Ma-  
ria (UFSM, RS), como requisito parcial para a  
obtenção do grau de **Engenheiro da Computa-  
ção**.

Orientador: Prof. Dr. Cesar Ramos Rodrigues

Santa Maria, RS  
2019

**Felipe Martinez Albeche**

**SISTEMA *WIRELESS* DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA PARA DISPOSITIVOS  
MÉDICOS IMPLANTÁVEIS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à  
Coordenação do Curso de Engenharia da Com-  
putação da Universidade Federal de Santa Ma-  
ria (UFSM, RS), como requisito parcial para a  
obtenção do grau de **Engenheiro da Computa-  
ção**.

---

**Cesar Ramos Rodrigues, Prof. Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**Cesar Augusto Prior, Prof. Dr. (UFSM)**

---

**Afonso Roberto Plantes Neto, Eng. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2019

## DEDICATÓRIA

*To all who helped me get here.*

*[Aos que me apoiaram a estar aqui hoje.]*

## AGRADECIMENTOS

*Gostaria de agradecer a todas as pessoas que, de alguma forma, me apoiaram e incentivaram para a realização deste trabalho.*

*Primeiramente, agradeço de uma forma muito especial, aos meus pais Claudio e Marta, minha irmã Milena e minha avó Yolanda, por cada palavra de confiança e por todo apoio e suporte incondicionais, concebidos durante toda minha jornada acadêmica.*

*Agradeço a minha namorada Michele por estar sempre ao meu lado, me motivando sempre a seguir em frente independentemente de qualquer dificuldade, por toda atenção, companheirismo e dedicação prestada.*

*Ao meu orientador, professor Cesar Rodrigues, pela tutoria cedida durante todo o trabalho, pela dedicação e atenção, pois mesmo à distância, sempre se pôs à disposição para prestar auxílio para quaisquer adversidades. Dessa forma, fica aqui meu agradecimento por cada sugestão e por cada conselho, contribuindo para meu crescimento acadêmico e profissional.*

*Por fim, gostaria de agradecer também, a todos os professores que acabaram contribuindo para minha formação acadêmica, compartilhando seus conhecimentos, experiências e sabedoria, buscando a melhor forma possível de preparar seus alunos para os desafios encontrados fora da academia.*

*“Inteligência é a habilidade de se adaptar às mudanças.”*

*Stephen Hawking*

## RESUMO

### SISTEMA *wireless* DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA PARA DISPOSITIVOS MÉDICOS IMPLANTÁVEIS

AUTOR : Felipe Martinez Albeche  
ORIENTADOR : Cesar Ramos Rodrigues Prof. Dr.

A transmissão *wireless* de energia, através de um *link* indutivo, tem se tornado uma escolha muito atraente no âmbito biomédico, oferecendo uma alternativa versátil para a alimentação de dispositivos implantáveis. O maior desafio presente nesses tipos de sistemas está na concepção das unidades que realizam a interface de transmissão de energia, visto que colaboram diretamente para a limitação do desempenho do sistema.

Em função disso, este trabalho se propõe a analisar os parâmetros limitantes e projetar a interface indutiva para um sistema de transmissão de energia e dados de uma prótese de mão com realimentação tátil. Dessa forma, serão utilizados os resultados das análises e simulações para o projetos dos indutores que irão compor o sistema.

**Palavras-chave:** *wireless*, transmissão de energia, dispositivos implantáveis.



## **ABSTRACT**

### **WIRELESS POWER TRANSMISSION SYSTEM FOR IMPLANTABLE MEDICAL DEVICES**

**AUTHOR :** Felipe Martinez Albeche  
**ADVISOR:** Prof. Dr. Cesar Ramos Rodrigues

Wireless power transmission through inductive links has become an attractive choice on biomedic applications. It offers a versatile way to deliver power to implantable devices. The biggest challenge in these kind of systems resides in designing the units from the powering interface, as they reflect directly on the power system performance.

Beause of that, this work aims to analyze the limiting parameters and to design the inductive interface that compounds a wireless power and data transfer system of a prosthetic hand with feedback sensing. Thus, the resut of analyzis and simulations will be used to construct the coils that will integrate the system, as they are an essential part for powering implantable medical devices.

**Keywords:** wireless, power transmission, implantable.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	TÉCNICAS EMPREGADAS PARA A TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO.	14
FIGURA 2	EFICIÊNCIA X DIÂMETRO DO RECEPTOR. . . . .	15
FIGURA 3	EFICIÊNCIA X DISTÂNCIA ENTRE EMISSOR E RECEPTOR . . . . .	15
FIGURA 4	EXEMPLO DE ACOPLAMENTO INDUTIVO . . . . .	17
FIGURA 5	UNIDADES OPERATIVAS EM UM SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA <i>wireless</i> RESSONANTE. . . . .	18
FIGURA 6	FOTO DE UM INDUTOR EM CIRCUITO IMPRESSO. . . . .	19
FIGURA 7	PARÂMETROS BÁSICOS PARA A MODELAGEM DE UMA BOBINA EM ESPIRAL. . . . .	21
FIGURA 8	OCORRÊNCIA DO EFEITO DE <i>eddy current</i> EM UM CONDUTOR. . . . .	23
FIGURA 9	<i>Skin effect</i> PROVOCADO PELO FENÔMENO DE <i>eddy current</i> . . . . .	24
FIGURA 10	<i>Proximity effect</i> PROVOCADO POR CAMPO MAGNÉTICO VARIANTE . . . . .	25
FIGURA 11	CIRCUITO RESSONANTE SÉRIE. . . . .	27
FIGURA 12	CURVA DE IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO RLC SÉRIE. . . . .	28
FIGURA 13	CIRCUITO RESSONANTE PARALELO. . . . .	29
FIGURA 14	CURVA DE IMPEDÂNCIA DO CIRCUITO RLC PARALELO. . . . .	30
FIGURA 15	CIRCUITOS MAGNETICAMENTE ACOPLADOS. . . . .	31
FIGURA 16	REPRESENTAÇÃO DE UMA APLICAÇÃO PARA O SISTEMA PROPOSTO. . . . .	37
FIGURA 17	ARRANJO ESPACIAL DO TRANSMISSOR ( $L_e$ ) E DO RECEPTOR ( $L_i$ ) . . . . .	38
FIGURA 18	METODOLOGIA PARA OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO INDUTOR . . . . .	40
FIGURA 19	INDUTÂNCIA E FATOR Q E QUALIDADE EM FUNÇÃO DE $n$ . . . . .	41
FIGURA 20	INDUTÂNCIA E RESISTÊNCIA EM FUNÇÃO DA LARGURA DO CONDUTOR PARA O INDUTOR DE 13 ESPIRAS . . . . .	42
FIGURA 21	FATOR DE QUALIDADE EM FUNÇÃO DA LARGURA DO CONDUTOR PARA O INDUTOR DE 13 ESPIRAS . . . . .	43
FIGURA 22	INDUTÂNCIA E RESISTÊNCIA EM FUNÇÃO DA LARGURA DO CONDUTOR PARA O INDUTOR DE 18 ESPIRAS . . . . .	44
FIGURA 23	FATOR DE QUALIDADE EM FUNÇÃO DA LARGURA DO CONDUTOR PARA O INDUTOR DE 18 ESPIRAS . . . . .	45
FIGURA 24	INDUTÂNCIA E RESISTÊNCIA EM FUNÇÃO DA LARGURA DO CONDUTOR PARA O INDUTOR DE 23 ESPIRAS . . . . .	45
FIGURA 25	FATOR DE QUALIDADE EM FUNÇÃO DA LARGURA DO CONDUTOR PARA O INDUTOR DE 23 ESPIRAS . . . . .	46
FIGURA 26	FATOR DE QUALIDADE EM FUNÇÃO DA LARGURA DO CONDUTOR PARA $n = 13, n = 18$ E $n = 23$ . . . . .	48
FIGURA 27	METODOLOGIA PARA O DESIGN DO INDUTOR TRANSMISSOR . . . . .	49
FIGURA 28	FATOR DE QUALIDADE EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE VOLTAS PARA O INDUTOR TRANSMISSOR . . . . .	50
FIGURA 29	FATOR DE QUALIDADE E INDUTÂNCIA EM FUNÇÃO DA LARGURA DO CONDUTOR PARA O INDUTOR TRANSMISSOR DE 23 VOLTAS . . . . .	51
FIGURA 30	FATOR DE QUALIDADE E INDUTÂNCIA EM FUNÇÃO DA LARGURA DO CONDUTOR PARA O INDUTOR TRANSMISSOR DE 25 VOLTAS . . . . .	51
FIGURA 31	CIRCUITO COM O MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DOS INDUTORES. . . . .	53

## LISTA DE QUADROS

QUADRO 1	COMPARAÇÃO DAS TECNOLOGIAS PARA TRANSMISSÃO SEM FIO. . . .	18
QUADRO 2	COEFICIENTES $K_i$ . . . . .	21
QUADRO 3	COEFICIENTES $c_i$ . . . . .	22
QUADRO 4	TAMANHO MÁXIMO DO RAIO DAS BOBINAS EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO. . . . .	35
QUADRO 5	RESTRIÇÕES DO FABRICANTE JLCPCB . . . . .	36
QUADRO 6	REQUISITOS DE PROJETO . . . . .	36
QUADRO 7	PARÂMETROS INICIAIS DO TRANSMISSOR . . . . .	39
QUADRO 8	VALORES DE $n$ PARA A FAIXA DE $Q$ ENTRE 165 E 169 . . . . .	42
QUADRO 9	PARÂMETROS PARA O INDUTOR DE 13 ESPIRAS . . . . .	43
QUADRO 10	PARÂMETROS PARA O INDUTOR DE 18 ESPIRAS . . . . .	44
QUADRO 11	PARÂMETROS PARA O INDUTOR DE 23 ESPIRAS . . . . .	46
QUADRO 12	RESULTADOS COMPUTADOS ANALITICAMENTE . . . . .	47
QUADRO 13	PARÂMETROS OBTIDOS PARA O INDUTOR TRANSMISSOR . . . . .	52
QUADRO 14	CARACTERÍSTICAS DA TOPOLOGIA COM O MODELO DO TRANSMISSOR INSERIDO NO CIRCUITO ELÉTRICO . . . . .	52
QUADRO 15	VALORES DOS ELEMENTOS UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO . . . . .	53
QUADRO 16	CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS OBTIDAS PELO ANSYS . . . . .	54
QUADRO 17	CARACTERÍSTICAS COMPUTADAS AO SE ELEVAR A TENSÃO FORNECIDA PARA O INDUTOR DE 25 VOLTAS . . . . .	54
QUADRO 18	DIMENSÕES ÓTIMAS PARA OS INDUTORES E CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA PROJETADO . . . . .	55
QUADRO 19	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS . . . . .	57

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DMI	<i>Dispositivos Médicos Implantáveis</i>
WPC	<i>Wireless Power Consortium</i>

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
2	TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO	13
2.1	TOPOLOGIAS EXISTENTES	14
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	19
3.1	MODELAGEM DO INDUTOR	19
3.1.1	INDUTÂNCIA	20
3.1.2	RESISTÊNCIA	22
3.1.2.1	Resistência DC	22
3.1.2.2	Resistência AC	23
	3.1.2.2.1 <i>Skin Effect</i>	23
	3.1.2.2.2 <i>Proximity Effect</i>	25
3.1.3	CAPACITÂNCIAS PARASITAS	26
3.2	CIRCUITOS RESSONANTES	27
3.2.1	CIRCUITO RESSONANTE EM SÉRIE	27
3.2.2	CIRCUITO RESSONANTE EM PARALELO	29
3.3	CIRCUITOS MAGNETICAMENTE ACOPLADOS	31
4	PROJETO DO SISTEMA INDUTIVO	34
4.1	ESPECIFICAÇÕES	34
4.2	PROJETO E SIMULAÇÃO	36
5	CONCLUSÃO	56
	REFERÊNCIAS	58

## 1 INTRODUÇÃO

Por oferecer uma abordagem versátil e confortável para a alimentação de dispositivos, dispensando a presença de fios, a transmissão *wireless* de energia vem se tornando cada vez mais popular e presente em diversas aplicações na atualidade. Podendo ser encontrada em sistemas que vão desde aplicações de grande porte, como na indústria automobilística, ao incorporar o carregamento de carros elétricos, até aquelas mais simples e recorrentes, empregando a tecnologia de recarregamento da bateria para *gadgets* modernos.

No ramo biomédico, a demanda pela técnica de alimentação sem fio tem sido cada vez mais recorrente, tanto para o aprimoramento ou substituição de técnicas de energização já existentes. Uma das possíveis aplicações para qual esse tipo de técnica é explorada, envolvem os aparelhos de marcapasso, que ao incorporarem a alimentação *wireless*, possibilitam a remoção da bateria alocada no implante, passando a oferecer ao usuário comodidade e segurança ao dispensar cirurgias para a substituição da mesma (HO, KIM E POON, 2012).

O presente trabalho constitui uma parte de um projeto maior que objetiva o desenvolvimento de uma prótese de mão com realimentação tátil. Este tipo de prótese se caracteriza por não apenas oferecer ao paciente a habilidade de movimentação da mesma, mas também a sensação de tato, de modo que o usuário possa “sentir” o que está sendo tocado, percebendo as sensações de força aplicada e textura (ODDO, RASPOPOVIC E ARTONI, 2016).

A prótese em questão consiste em duas unidades, uma unidade externa, responsável por realizar a movimentação e adquirir a percepção do toque, e uma unidade interna, cuja função é a estimulação dos nervos motores de acordo com os sinais táteis provenientes da parte externa, e a aquisição dos comandos enviados pelo cérebro para transmiti-los à mão.

Dentre as topologias de transmissão de energia e comunicação em sistemas biomédicos implantáveis, encontram-se duas que são frequentemente utilizadas: aquela que faz o uso de apenas um par de bobinas, transferindo energia e dados por um mesmo canal, e aquela que utiliza dois pares de bobinas, transmitindo energia e dados em canais distintos. A primeira, embora possibilite uma diminuição significativa da área de chip necessária para construção do sistema em comparação com a segunda, acaba limitando a taxa de dados com base na frequência da portadora do sistema. A segunda, possibilita uma taxa de transferência de dados maior, sem limitação pela frequência da portadora do sistema, porém, além de apresentar um *overhead* em área de chip, acaba-se criando uma interferência eletromagnética entre os canais devido à separação dos mesmos.

Como a aplicação em questão demanda um volume de dados significativo, necessitando de uma taxa de dados em torno de 1Mbps, e restringindo a potência entregue ao implante na faixa de 10mW, este projeto objetiva a adoção de uma topologia para a transmissão de energia para que os requisitos apresentados possam ser satisfeitos.

## 2 TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO

Desde 1960, a técnica de transmissão de energia sem fio tem sido investigada amplamente no ramo biomédico na busca de contribuir com o avanço das tecnologias do cuidado com a saúde. Na área de produtos eletrônicos, essa técnica tem se tornado popular principalmente com os carregadores *wireless*, já para aplicações na área de alta potência, como carregadores para carros elétricos, a técnica beneficia a segurança e diminui a complexidade de conexões (J. WU ET AL., 2015).

Não se limitando apenas às aplicações industriais, a transmissão de energia sem fio é uma técnica que vem sendo fortemente adotada como uma das soluções mais viáveis para a alimentação ou recarga de dispositivos médicos implantáveis (DMI) através da pele sem a necessidade de recorrimento a métodos invasivos.

Dispositivos médicos eletrônicos têm se tornado ferramentas poderosas e indispensáveis no âmbito dos cuidados com a saúde da sociedade moderna. Esses dispositivos podem atender a uma ampla diversidade de aplicações dentro da medicina, indo desde o oferecimento de suporte a serviços de monitoramento de parâmetros fisiológicos do corpo, até servir como alternativa para a substituição completa de alguma estrutura biológica complexa. Os recentes avanços na tecnologia de circuitos integrados e sistemas de comunicação sem fio tem contribuído fortemente para o desenvolvimento de dispositivos médicos capazes de monitorar e tratar várias condições fisiológicas do corpo, através da utilização de técnicas não invasivas. Com isso, os tratamentos médicos tem se tornado cada vez mais eficientes e aprimorados, resultando assim, em uma melhor qualidade de vida para os pacientes e impossibilitados (RASOULI E PHEE, 2010).

O correto funcionamento de dispositivos implantáveis está intimamente ligado à maneira com que eles são energizados. Uma alimentação contínua e suficiente é um requisito mínimo para que esses dispositivos possam executar suas funções com segurança, por conta disso, fontes de alimentação com essas características, capazes de oferecer portabilidade, confiabilidade e autonomia para o sistema são altamente desejáveis.

A complexidade que envolve o projeto de um sistema para transmissão de energia sem fio está intimamente relacionada a uma série de requisitos e características necessárias para que o mesmo funcione de maneira adequada. Dentre os requisitos que circundam sistemas com essa finalidade, o projeto da interface que estabelece a transmissão de energia sem fio é visto como um dos requisitos mais críticos presente nesse tipo de sistema.

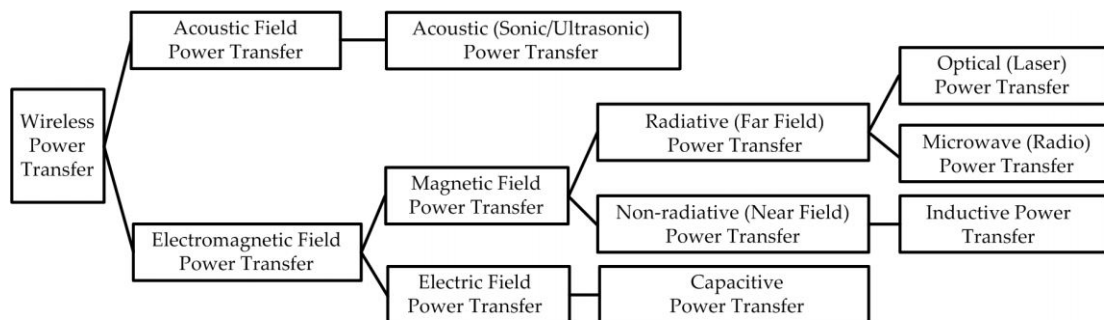
Dispositivos médicos implantáveis são sistemas que devem ser capazes de proporcionar uma alta confiabilidade em sua operação, visto que, uma vez que um sistema de transmissão *wireless* seja elaborado para incorporar aplicações que executem alguma função vital no organismo onde está implantado, não deve possuir tolerância a falhas. Tendo isso em vista, uma das maiores necessidades que sistemas como esse devem ser capazes de cumprir é uma energização robusta por parte do transmissor, considerando que uma falha decorrente da alimentação do sis-

tema implantado pode ocasionar sérios problemas ao paciente, podendo, em aplicações críticas, levar o mesmo a óbito

## 2.1 TOPOLOGIAS EXISTENTES

Algumas das técnicas de energização *wireless* presentes na literatura podem ser divididas basicamente em duas categorias, utilizando diferentes conceitos físicos. Uma delas se baseia na transferência de energia através de ondas acústicas, como o ultrassom, e a outra é baseada no princípio de eletromagnetismo, como ilustra a Figura 1.

Figura 1 – Técnicas empregadas para a transmissão de energia sem fio.



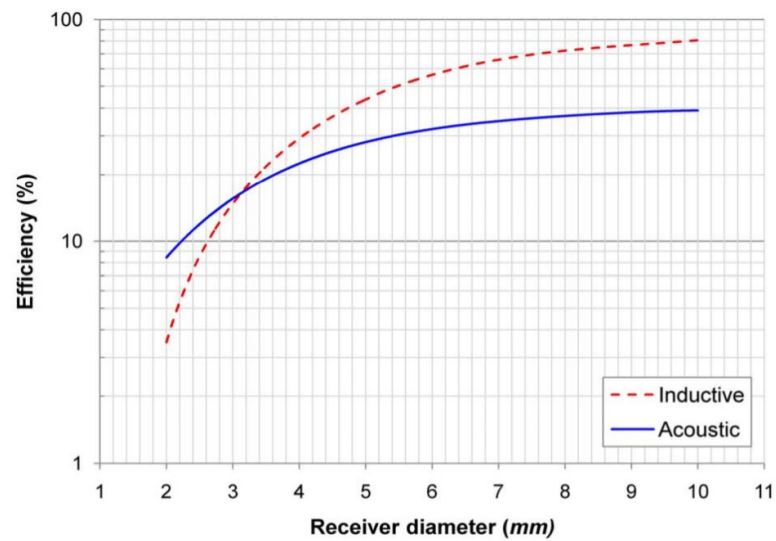
Fonte: (LU, ZHANG E MI, 2017).

No trabalho de Denisov e Yeatman (2010), foram realizadas simulações e comparações entre dois sistemas de transferência de energia, um utilizando ultrassom e outro utilizando o acoplamento indutivo.

É possível notar que a eficiência do sistema ultrassônico não é capaz de ultrapassar 40%, independentemente do tamanho do receptor, em contrapartida, a eficiência do sistema indutivo é significativamente maior para receptores de diâmetro superior a 3mm, como ilustra a Figura 2, onde foi fixado o valor da distância entre o emissor e o receptor em 1cm e variado o valor do diâmetro do receptor.



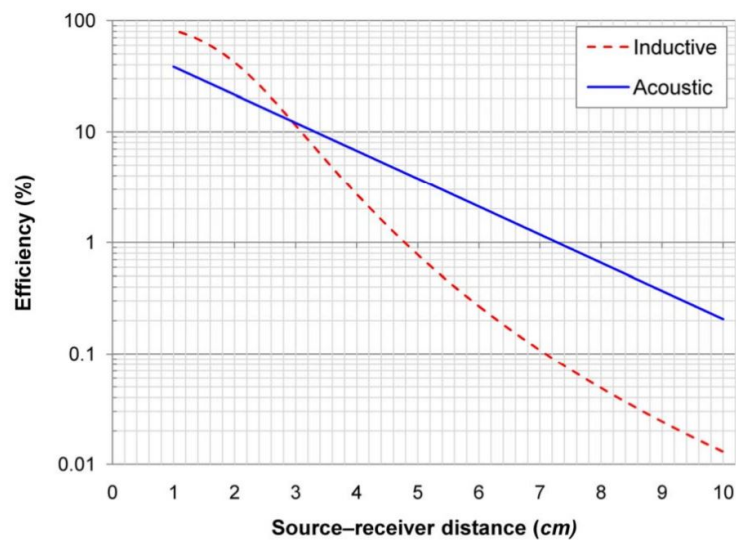
Figura 2 – Eficiência x diâmetro do receptor.



Fonte: (DENISOV E YEATMAN, 2010).

Além disso, a eficiência do sistema indutivo também acaba sendo maior quando a distância entre o transmissor e o receptor não passa de 3cm, de acordo com a Figura 3, onde foi fixado o valor do diâmetro do receptor em 10mm e variada a distância entre o emissor e o receptor.

Figura 3 – Eficiência x distância entre emissor e receptor



Fonte: (DENISOV E YEATMAN, 2010).

Com a comparação entre os sistemas que atuam por meio acústico ou eletromagnético, é possível perceber que o segundo, considerando as restrições típicas que envolvem dispositivos médicos implantáveis, apresenta uma certa vantagem quanto ao primeiro. Além de proporcionar uma eficiência maior e uma gama mais variada de soluções possíveis, os sistemas que empregam eletromagnetismo subdividem-se em duas categorias, ao se basearem nos princípios de campo elétrico ou campo magnético.

Sistemas baseados na transferência de energia utilizando o campo elétrico, são concebidos de maneira análoga ao funcionamento de elementos capacitores. Ao estabelecer uma interface de acoplamento capacitivo entre os circuitos primário e secundário, através de placas de metal que constituem as unidades de transmissão e recepção de energia, a transmissão é realizada pelo processo de conversão de energia elétrica em campo elétrico.

Diferentemente da categoria anterior, as soluções baseadas no princípio de transferência de energia por campo magnético, são subdivididas em basicamente duas regiões de acordo com a maneira em que a energia é irradiada, chamadas de *far field* e *near field*.

As soluções que pertencem ao escopo do *far field*, empregam a propagação de energia por micro-ondas ou por meio óptico. As primeiras, utilizam dispositivos que atuam como fonte e receptor de micro-ondas, fazendo o uso de antenas. Esses sistemas são geralmente utilizados quando se deseja realizar a transmissão de energia para longas distâncias. Tipicamente, a faixa de frequência utilizada para esses sistemas variam, indo desde 1GHz a 1000 GHz (MAHMOOD ET AL., 2014).

A transmissão de energia que utiliza o meio óptico acontece através do uso de feixes de laser. Sua aplicação se dá basicamente para distâncias relativamente pequenas, restringidas de acordo com a intensidade do laser. O princípio por trás desse tipo de energização é semelhante ao processo de geração de energia por placas fotovoltaicas, que utiliza a energia solar irradiada, convertendo-a em eletricidade. Nesse sistema, são implementados no receptor células fotovoltaicas de alta eficiência, que recebem a energia da luz do laser e a converte em eletricidade.

Dentro da região de *near field*, existem as soluções que empregam o acoplamento indutivo. Baseados no princípio da indução eletromagnética, uma corrente variante no tempo que percorre uma bobina primária, gera um campo magnético variável que interage com uma bobina secundária, induzindo uma tensão nos terminais de uma bobina secundária, como ilustra a Figura 4.

Figura 4 – Exemplo de acoplamento indutivo



Fonte: (JOLANI, YU E CHEN, 2014).

Um exemplo clássico de sistemas que utilizam esse princípio, são os transformadores, que atuam elevando ou rebaixando a tensão entre os circuitos acoplados.

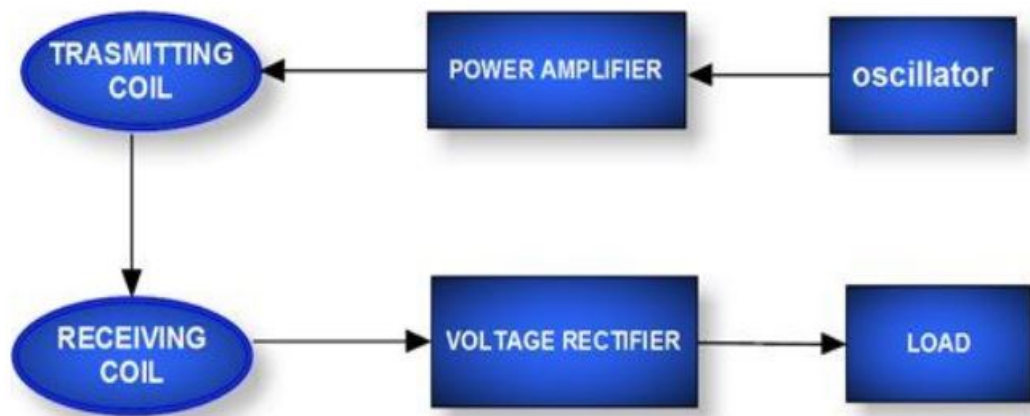
Por sua simplicidade, sistemas de acoplamento indutivo acabaram se popularizando no mercado e passaram a integrar uma boa parte dos produtos comercializados, como escovas de dente elétricas, carregadores de celulares e dispositivos médicos implantáveis.

Em 2010, o *Wireless Power Consortium (WPC)* estabeleceu o primeiro padrão de carregamento sem fio (Qi) para o carregamento indutivo para dispositivos de baixa potência, abaixo de 5W (XIE ET AL., 2013).

Como aprimoramento da técnica de energização por acoplamento indutivo, surgiu o acoplamento por ressonância magnética, adicionando capacitores de compensação nas bobinas. Utilizando-se do princípio de circuitos ressonantes, as bobinas magneticamente acopladas são sintonizadas para operar numa mesma frequência, sendo capazes de realizar a transmissão de potência de maneira mais eficiente, minimizando as perdas de energia. O grande benefício introduzido por essa técnica foi possibilitar um aumento significativo da eficiência e estender a distância para transmissão de energia, visto que anteriormente os sistemas estavam confinados a operar apenas em distâncias muito próximas, na faixa de alguns centímetros.

Um fluxograma com as unidades básicas de um sistema acoplado magneticamente com ressonância, é ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Unidades operativas em um sistema de transmissão de energia *wireless* ressonante.



Fonte: (MAHMOOD ET AL., 2014).

Uma comparação entre as técnicas de transmissão de energia sem fio está presente no Quadro 1.

Quadro 1 – Comparação das tecnologias para transmissão sem fio.

Características da Transmissão Sem Fio	Acoplamento Indutivo	Acoplamento Ressonante	Micro-ondas
Princípio de Operação	Indução eletromagnética	Ressonância eletromagnética	Irradiação de micro-ondas
Complexidade	Baixa	Média	Alta
Eficiência	Baixa	Alta	Alta
Perdas de Energia	Alta	Média	Baixa
Segurança	Inofensivo	Perigo de faíscas em aplicações de alta potência	Pode causar danos à saúde devido a radiação
Faixas Típicas de Frequência	Abaixo de 1MHz	De 1MHz a 2.4GHz	Acima de 2.4GHz

Fonte: Adaptação de Rao e Krishnan (2016).

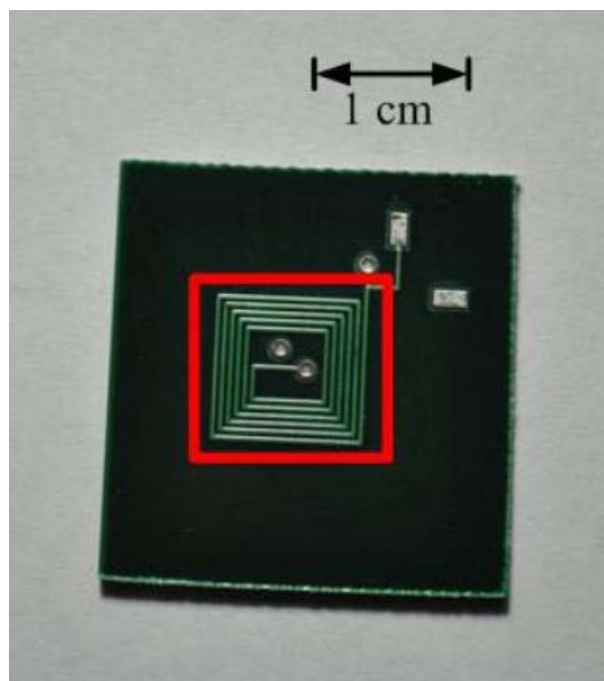
### 3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

#### 3.1 MODELAGEM DO INDUTOR

Por definição, um indutor é um elemento passivo, projetado para armazenar energia na forma de campo magnético. Por tal característica, eles estão presentes e integrados em uma infinidade de dispositivos para as mais variadas aplicações. Dentre elas, algumas das aplicações cotidianas em que esses dispositivos se encontram estão os rádios, transformadores, televisores, radares e principalmente motores.

Qualquer material condutor de eletricidade, intrinsecamente, apresenta propriedades indutivas quando submetido a uma corrente elétrica e pode ser tratado como um elemento indutivo (M. N. O. SADIKU, 2006). Entretanto, tipicamente quando se fala em indutor, faz-se referência ao dispositivo projetado para intensificar suas propriedades indutivas, comportamento que é alcançado a partir de seus parâmetros construtivos, especialmente pela geometria física. Por isso, indutores são geralmente dispostos em um formato espiral, constituído de enrolamentos de um material condutor em torno da presença, ou não, de um núcleo, como ilustra a Figura 6.

Figura 6 – Foto de um indutor em circuito impresso.



Fonte: (B. ISLAM, 2013).

Quando percorrido por uma corrente elétrica, o indutor tende a apresentar uma dife-

rença de tensão entre seus terminais, grandeza que é diretamente proporcional à taxa com que a corrente elétrica varia no tempo. Essa relação é explícita pela equação 3.1.

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

O parâmetro  $L$  é uma constante de proporcionalidade chamado de indutância ou auto-indutância e é medido em Henry (H). Ela representa basicamente o quanto um indutor exhibe de oposição à variação da corrente que o percorre. O valor da indutância de um indutor depende intimamente de suas dimensões físicas e sua construção. Por existir um grau de liberdade muito grande para definir os parâmetros para concepção de um indutor, como material, tamanho, formato, espaçamento entre espiras e tipo de núcleo, torna-se impraticável a modelagem de apenas uma expressão genérica que consiga descrever a indutância de elementos com diversidades infinitas. Em função disso, existem equações analíticas e empíricas que descrevem a indutância de indutores que seguem um certo padrão ou forma, como exemplo tem-se os indutores quadrados, retangulares ou circulares, planares ou espaciais.

Ao se lidar com o projeto de bobinas, é imprescindível que se tenha um conhecimento consolidado do comportamento básico desse tipo de elemento, assim como a relação existente entre as variáveis que o compõem. É importante também, saber como lidar em situações onde fatores não-lineares passam a existir, pois seu comportamento acaba sofrendo alterações quando submetido à determinadas condições de operação. Por conta disso, o primeiro passo a ser tomado é a busca de uma representação matemática que possa modelar a bobina criando uma relação entre as variáveis que a caracterizam. No caso de bobinas em espiral para impressão em circuitos integrados, algumas dessas variáveis são apresentadas na Figura 7.

Onde  $n$  é o número de voltas,  $w$  é a largura do condutor,  $s$  é o espaçamento do condutor entre as voltas,  $d_i$  é o diâmetro interno e  $d_o$  é o diâmetro externo da bobina.

### 3.1.1 Indutância

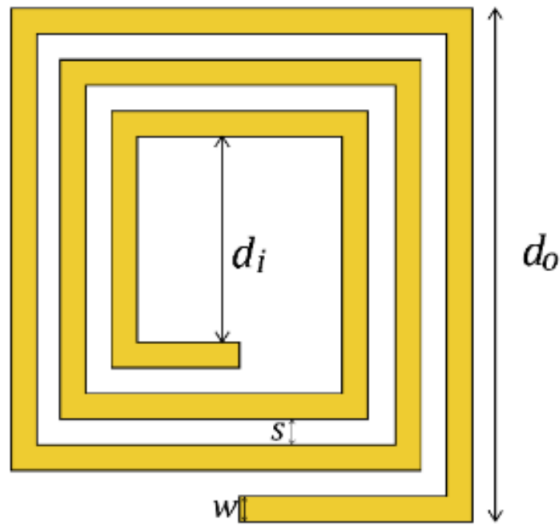
No trabalho de Wheeler (1928) foram apresentadas algumas equações para a representação matemática de bobinas planares em forma de espiral, voltado à modelagem de indutores discretos. Mohan et al. (1999) modificou o modelo de Wheeler para obter uma expressão válida para indutores planares integrados, definida pela Equação 3.2.

$$L = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{avg}}{1 + K_2 \phi} \quad (3.2)$$

Onde  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo,  $d_{avg}$  é o diâmetro médio do indutor, apresentado na Equação 3.3,  $\phi$  é o *fill factor* e é apresentado na Equação 3.4.

$$d_{avg} = \frac{d_{in} + d_{out}}{2} \quad (3.3)$$

Figura 7 – Parâmetros básicos para a modelagem de uma bobina em espiral.



Fonte: (JOW E GHOVANLOO, 2007).

$$\phi = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (3.4)$$

Sendo  $d_{out}$  o diâmetro externo e  $d_{in}$  é o diâmetro interno do indutor.

O fator *fill factor* ( $\phi$ ) representa o quão "oco" é o indutor. Essa métrica basicamente agrega ao cálculo da indutância um fator de diferenciação com base no diâmetro médio do indutor, pois indutores com o mesmo diâmetro médio podem apresentar diferentes valores de indutância de acordo com as relações de dimensão interna e externa que possui. Os coeficientes  $K_1$  e  $K_2$  possuem valores predefinidos e dependem do tipo de layout do indutor. Seus respectivos valores são apresentados no Quadro 2.

Quadro 2 – Coeficientes  $K_i$ .

Layout	$K_1$	$K_2$
Quadrada	2.34	2.75

Fonte: Adaptação de Mohan et al. (1999)

Um método alternativo para o cálculo da indutância de bobinas planares espirais envolvem a adoção de um modelo que se baseia em fluxos de corrente simétricos de densidades equivalentes. Utilizando simetria e conceitos de distância média geométrica, a indutância em

uma bobina em espiral impressa (*PSC*) pode ser calculada de acordo com a Equação 3.5, apresentada por Mohan et al. (1999).

$$L = \frac{c_1 \mu n^2 d_{avg}}{2} \left[ \ln \frac{c_2}{\phi} + c_3 \phi + c_4 \phi^2 \right] \quad (3.5)$$

Os valores dos parâmetros  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$  e  $c_4$  apresentados no Quadro 3.

Quadro 3 – Coeficientes  $c_i$ .

Layout	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$
Quadrada	1.27	2.07	0.18	0.13

Fonte: Adaptação de Mohan et al. (1999).

Apesar da Equação 3.5 perder precisão na medida em que a proporção  $s/w$  aumenta, apresentando um erro máximo de 8% para  $s \leq 3w$ , porém, esse não é um fator limitante para o projeto, visto que tipicamente a construção de indutores se dá com uma relação de  $s \leq w$ . O motivo para isso é a influência do espaçamento entre as voltas da espira aumentar a intensidade do acoplamento magnético.

### 3.1.2 Resistência

No caso de indutores, é notável a presença de uma característica resistiva oriunda da própria construção geométrica e do material condutor que o compõe. Essa resistividade proveniente dos aspectos físicos dos enrolamentos do indutor caracterizam a degeneração da qualidade do mesmo, implicando em perdas. Essas perdas apresentam aspectos relacionados à corrente contínua e corrente alternada (MAGNETICS, 2005).

#### 3.1.2.1 Resistência DC

No caso da abordagem da resistência contextualizada por corrente contínua, tem-se que a resistência é proporcional ao comprimento e a resistividade do condutor e inversamente proporcional à sua área de seção transversal, como rege a Equação 3.6.

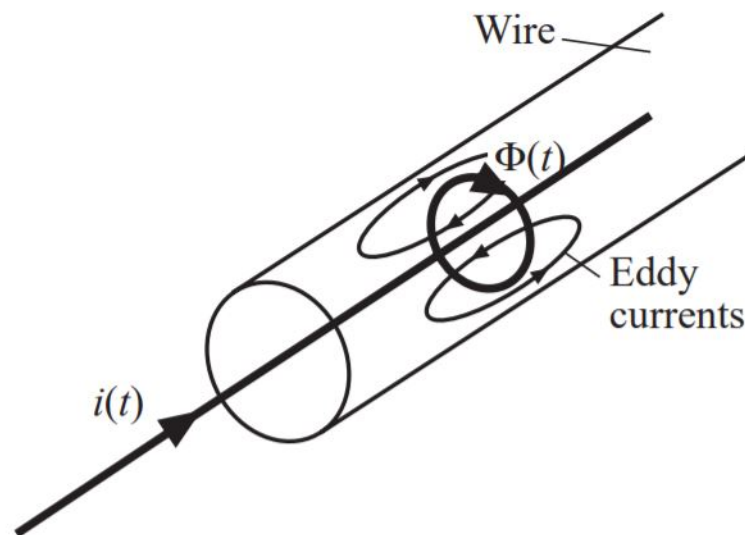
$$R_{DC} = \rho \frac{l}{a} \quad (3.6)$$



### 3.1.2.2 Resistência AC

Levando-se em conta o contexto de corrente alternada, à medida em que a frequência de uma corrente que circula em um condutor aumenta, sua densidade passa a se apresentar de uma maneira não uniforme. Esse tipo de comportamento acaba dando origem ao aparecimento de *eddy currents* e é justificado pela Lei de Lenz, onde um campo magnético variante no tempo provoca o aparecimento de correntes induzidas em um condutor, como ilustra a Figura 8 (ERICKSON E MAKSIMOVIC, 2007).

Figura 8 – Ocorrência do efeito de *eddy current* em um condutor.



Fonte: (ERICKSON, 2001).

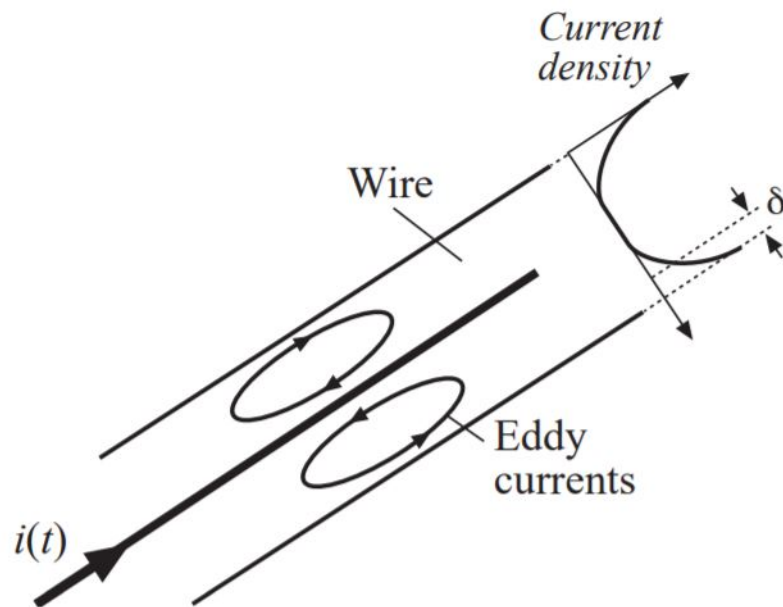
Por sua vez, essas correntes circulam no respectivo sentido de modo a gerar um campo magnético que se opõe ao campo incidente que lhes originam. Dessa forma, as perdas no condutor com relação a sua resistividade associada ocorrem tipicamente em função desse fenômeno, dissipando energia na forma de calor.

A partir da presença de *eddy currents*, ou também chamadas de correntes de Foucault, é notável o aparecimento de dois efeitos: o *skin effect* ou, em português, efeito pelicular e o efeito de proximidade ou *proximity effect*.

**3.1.2.2.1 Skin Effect** O *skin effect* é um efeito originado pelo fenômeno de *eddy current* que acontece no próprio condutor. Ao conduzir uma corrente variante no tempo, é provocada a variação de seu campo magnético, que, por sua vez, origina o aparecimento de correntes

induzidas dentro do próprio condutor. Esse tipo de efeito acaba impactando na densidade do fluxo de corrente, em função do aparecimento das correntes extras induzidas. Como resultado, esse fluxo acaba fluindo mais próximo à superfície do condutor onde a densidade passa a ser maior, decrescendo conforme se aproxima do centro, como ilustrado na Figura 9. Esse efeito é conhecido pelo nome de *skin effect* ou efeito pelicular.

Figura 9 – *Skin effect* provocado pelo fenômeno de *eddy current*.



Fonte: (ERICKSON, 2001).

É importante ressaltar que o *skin effect* tem uma relação direta com a frequência da corrente circulante, de modo que, quanto maior a frequência, menor será a profundidade do efeito pelicular, de acordo com a Equação 3.7.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (3.7)$$

Uma das consequências do *skin effect* é causar uma alteração na percepção da resistividade do condutor, ou seja, a resistência associada ao elemento pode aumentar ou diminuir, de acordo com a intensidade do *skin effect*, visto que ele altera a densidade do fluxo de corrente na seção transversal do condutor. Dessa forma, após considerados os fatores pertinentes de projeto relacionados à corrente alternada, a Equação 3.6 que modela a resistência do indutor pode ser reescrita de modo a considerar os efeitos pertinentes ao modelo AC, conforme a Equação 3.8.

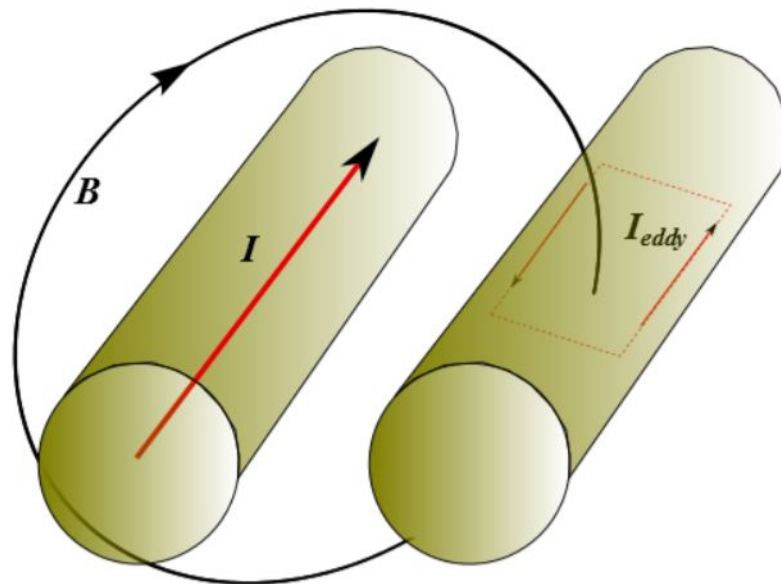
$$R = \rho \frac{\text{length}}{w \delta \left( 1 - e^{-\frac{t}{\delta}} \right)} \quad (3.8)$$

Onde, de acordo com W. Wu e Q. Fang (2011), as variáveis  $\rho$  e  $t$  são, respectivamente, a resistividade do material e a espessura. Além disso, para um indutor quadrado, o comprimento do fio é expresso como apresentado na Equação 3.9.

$$\text{length} = 4 n d_{\text{avg}} - n (0.5w + s) \quad (3.9)$$

**3.1.2.2.2 Proximity Effect** Assim como ocorre com o *skin effect*, o efeito por proximidade é caracterizado pelo mesmo princípio, porém, considerando a existência e interferência de condutores próximos que também conduzem corrente. Dessa forma, a interferência gerada pelo campo eletromagnético produzido por uma corrente em um condutor acaba afetando a condutibilidade dos condutores próximos, de acordo com o sentido da corrente. Devido a essa interação, ilustrada na Figura 10, a disposição do fluxo de corrente em um condutor é definida pela superposição da corrente que flui no condutor adjacente com o efeito de *eddy current* pelo qual está submetido.

Figura 10 – *Proximity effect* provocado por campo magnético variante



Fonte:(QUICKFIELD, S.D.)

Observa-se então, que para correntes arbitradas com sentidos opostos em condutores, por superposição, a densidade de corrente tende a aumentar na superfície mais próxima entre os mesmos. Para correntes no mesmo sentido, o efeito é o oposto, com a densidade de corrente concentrada na parte mais distante da superfície entre os condutores.

O efeito de proximidade causa uma distribuição não-uniforme da densidade da corrente na seção transversal dos condutores, aumentando assim as perdas nos condutores quando submetidos à correntes de alta frequência.

A intensidade do efeito de proximidade depende basicamente da frequência, da geometria do condutor, do arranjo dos condutores e do espaçamento entre os mesmos. Por existir essa dependência entre vários fatores variantes para a determinação analítica das características elétricas de um condutor, o projeto de indutores acaba se tornando uma tarefa baseada em múltiplas simulações, além do fator tentativa e erro.

### 3.1.3 Capacitâncias parasitas

Conforme foi mencionado no modelo agrupado equivalente do indutor, a capacitância parasita que aparece no modelo, surge entre os espirais do indutor através do ar e do material do substrato. Esse fator capacitivo, dependendo de sua significância, pode afetar vigorosamente a performance do indutor, ocorrendo tipicamente em altas frequências de operação.

A Equação 3.10 reflete um modelo empírico da capacitância parasita presente em indutores para circuitos impressos.

$$C_p = \frac{(\alpha \epsilon_{air} + \beta \epsilon_{FR4}) \epsilon_0 t L_{gap}}{s} \quad (3.10)$$

Os parâmetros  $\epsilon_{air}$  e  $\epsilon_{FR4}$  são as permissividades relativa do ar e do substrato (1,4.4). Os valores empíricos de  $\alpha$  e  $\beta$ , de acordo com Jow e Ghovanloo (2007), são respectivamente 0.9 e 0.1. O parâmetro  $t$  é referente à espessura do condutor. O comprimento do espaçamento é dado pela Equação 3.11.

$$L_{gap} = 4 d_{avg}(n - 1) \quad (3.11)$$

## 3.2 CIRCUITOS RESSONANTES

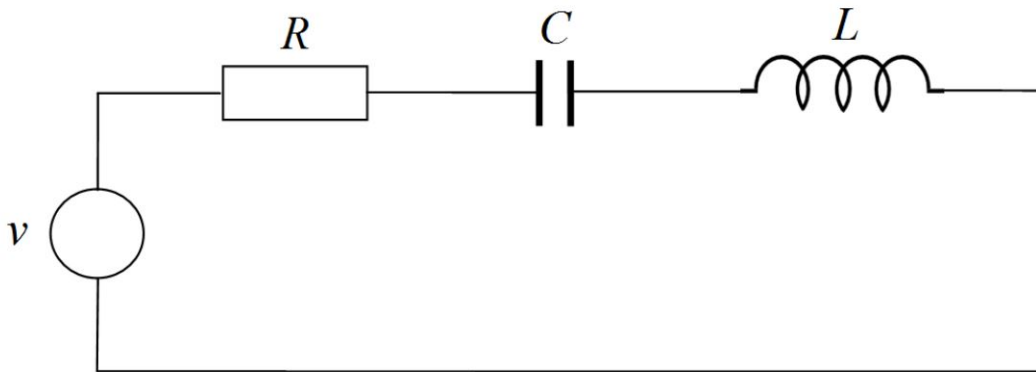
Circuitos ressonantes são caracterizados basicamente pela combinação dos componentes passivos resistor, capacitor e indutor conectados em série ou em paralelo. Esses circuitos apresentam um comportamento peculiar quando submetidos à uma excitação alternada, alterando-o de acordo com a frequência do sistema.

Elementos reativos como o capacitor e o indutor são responsáveis pela sintonização do circuito e garantir o estado "ressonante" para uma determinada frequência, onde as reatâncias capacitivas e indutivas se anulam, apresentando assim, uma impedância puramente resistiva (ALEXANDER E M. SADIKU, 2008).

### 3.2.1 Circuito Ressonante em Série

O circuito ressonante em série, como o próprio nome sugere, é composto pelas conexões dos elementos resistor, capacitor e indutor em série como mostra a Figura 11.

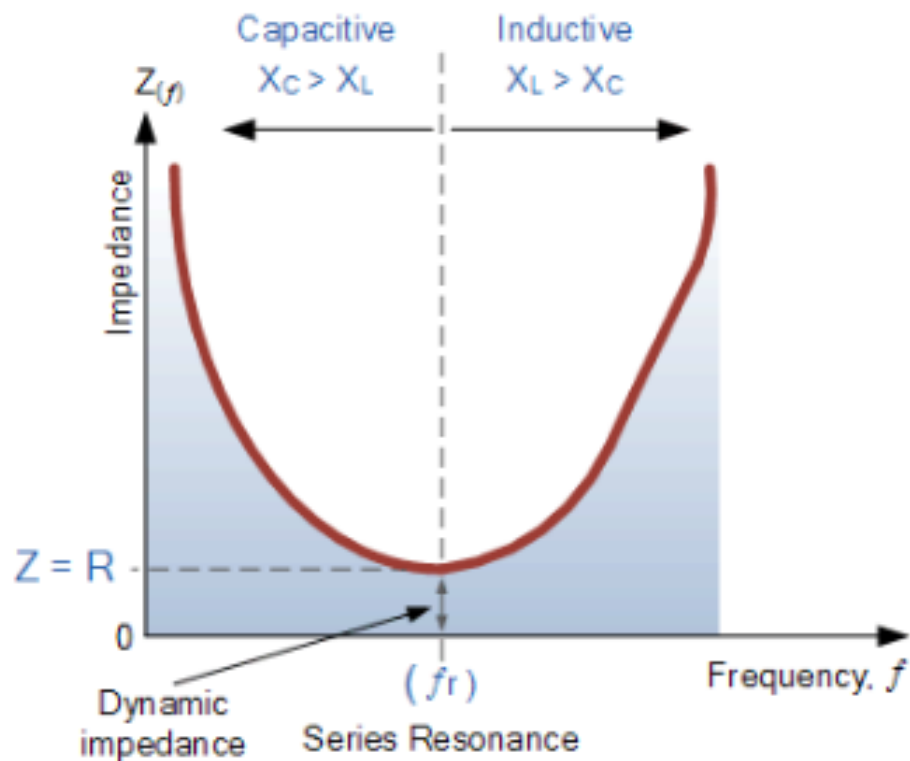
Figura 11 – Circuito ressonante série.



Fonte: (MCHUTCHON, 2013).

Uma característica importante dessa configuração é sua curva de impedância, que exibe um comportamento parabólico tal como ilustra a Figura 12, tendo seu valor mínimo na frequência de ressonância.

Figura 12 – Curva de impedância do circuito RLC série.



Fonte: (ELECTRONICTUTORIALS, S.D.[B]).

Modelando a impedância equivalente desse circuito, obtém-se a Equação 3.12.

$$Z_{serie} = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (3.12)$$

A frequência de ressonância do circuito ressonante em série é determinada pela Equação 3.13.

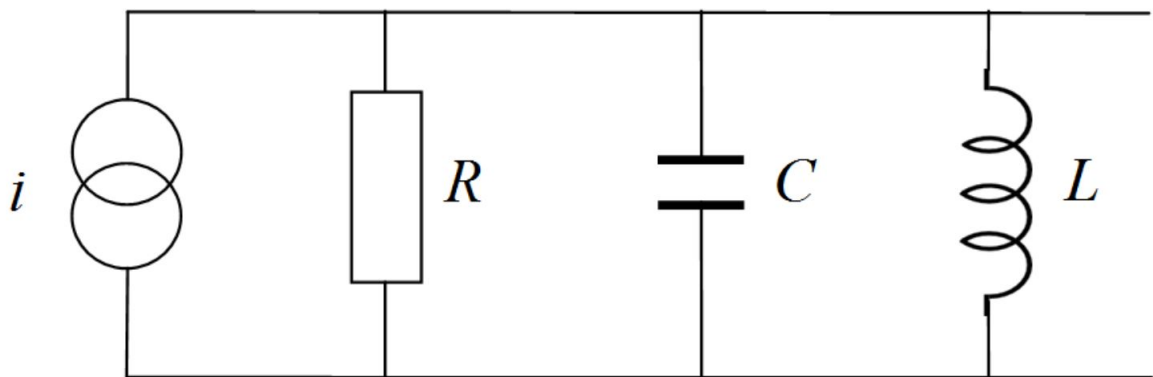
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.13)$$

Pela característica de baixa impedância e, conseqüentemente, maior valor de corrente na frequência de ressonância, essa configuração é geralmente utilizada na parte do transmissor externo em sistemas de energização sem fio, responsável por prover energia para o sistema implantado.

### 3.2.2 Circuito Ressonante em Paralelo

O circuito ressonante em paralelo, de forma análoga à configuração em série, é composto pela disposição dos mesmos elementos de modo paralelo, como ilustra a Figura 13.

Figura 13 – Circuito ressonante paralelo.



Fonte: (MCHUTCHON, 2013).

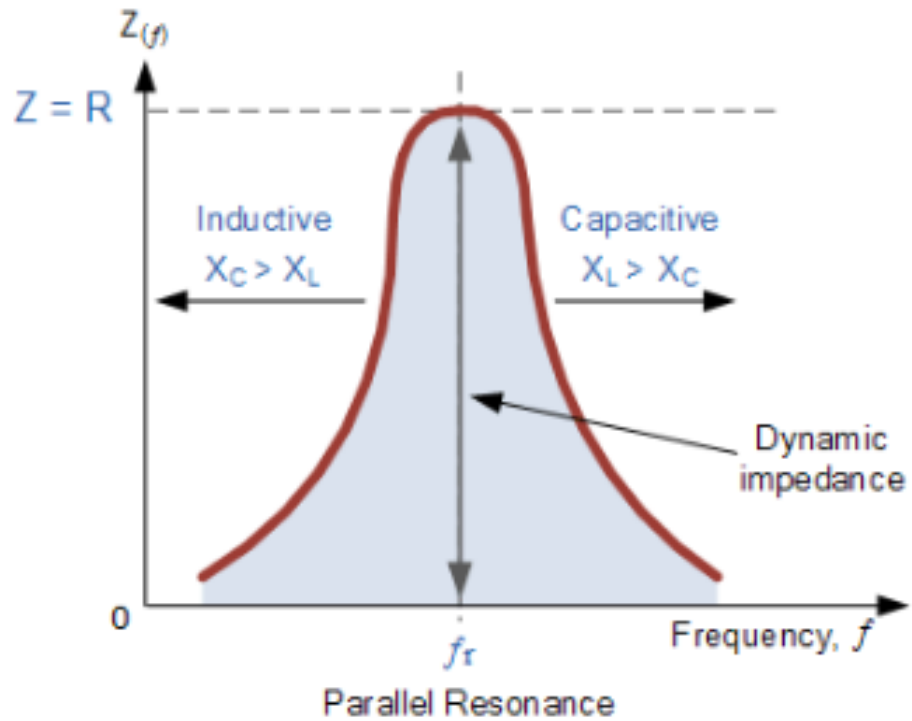
Ao modelar a impedância equivalente do circuito paralelo, obtém-se a Equação 3.14.

A equação que determina a frequência de ressonância desse circuito é igual a do circuito série, dada pela Equação 3.13.

$$Z_{paralelo} = \frac{R}{1 + jR\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (3.14)$$

Um aspecto importante desse circuito é a sua curva característica de impedância demonstrada na Figura 14, onde na frequência de ressonância ela atinge seu maior valor.

Figura 14 – Curva de impedância do circuito RLC paralelo.



Fonte: (ELECTRONICTUTORIALS, S.D.[A]).

A configuração de ressonância em paralelo é amplamente utilizada na parte de recepção de energia em sistemas de energização remotos, visto que provê ao sistema o maior de valor de tensão ao circuito na frequência de ressonância.

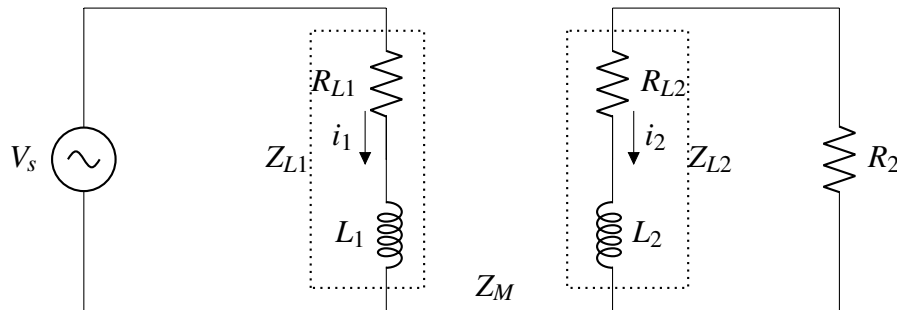


### 3.3 CIRCUITOS MAGNETICAMENTE ACOPLADOS

Circuitos magneticamente acoplados são circuitos compostos de elementos indutivos que possuem uma relação de dependência entre si, como exemplo, podem ser citados os transformadores. Grande parte das aplicações que empregam transferência de energia e dados por sistemas de indução, utilizam esse tipo de topologia como base para o desenvolvimento de um sistema personalizado.

Um exemplo da representação gráfica desse tipo de circuito, está ilustrado na Figura 15.

Figura 15 – Circuitos magneticamente acoplados.



Fonte: Autor.

Considerando um circuito onde os indutores são não ideais, as resistências  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  representam a resistividade associada a cada indutor. De forma a simplificar a representação, denotam-se as impedâncias dos indutores por  $Z_{L1}$  e  $Z_{L2}$  considerando a resistência e a reatância de cada um. O termo  $Z_M$  é referente à impedância da indutância mútua. Aplicando as Leis de Kirchoff, obtém-se as expressões matemáticas para o sistema em (3.15).

$$\begin{aligned} V_s &= I_1 Z_{L1} + I_2 Z_M \\ 0 &= I_1 Z_M + I_2 (Z_{L2} + R_2) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Onde as impedâncias são dadas por:

$$\begin{aligned} Z_{L1} &= R_{L1} + j\omega L_1 \\ Z_{L2} &= R_{L2} + j\omega L_2 \\ Z_M &= j\omega M \end{aligned} \quad (3.16)$$

Organizando algebricamente os termos de (3.15) e escrevendo-os na forma matricial, tem-se a matriz de impedâncias  $Z$ :

$$\begin{bmatrix} V_S \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Onde os termos da matriz  $Z$  são obtidos de (3.15):

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{L1} \\ Z_{12} &= Z_{21} = Z_M \\ Z_{22} &= Z_{L2} + R_2 \end{aligned} \quad (3.18)$$

A impedância equivalente do circuito vista pela fonte ( $Z_{IN}$ ) pode ser obtida isolando-se a corrente  $I_2$  em função de  $I_1$  de (3.15) :

$$\begin{aligned} I_2 &= -I_1 \frac{Z_{21}}{Z_{22}} \\ Z_{IN} &= \frac{V_S}{I_1} = Z_{11} + \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22}} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Observa-se que a expressão (3.19) possui um termo que remete à impedância do circuito secundário, chamada de impedância refletida ( $Z_{REF}$ ):

$$Z_{REF} = \frac{Z_{21} Z_{12}}{Z_{22}} \quad (3.20)$$

O ganho do circuito é dado por:

$$A_v = \frac{V_{Load}}{V_{Source}} = \frac{Z_{21} R_2}{Z_{22} Z_{11} + Z_{21} Z_{12}} \quad (3.21)$$

As potências fornecida e entregue à carga são dadas por:

$$P_S = I_1^2 Z_{IN} = I_1^2 \left( Z_{11} + \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22}} \right) \quad (3.22)$$

$$P_L = I_2^2 Z_L = \left( -I_1 \frac{Z_{21}}{Z_{22}} \right)^2 R_2 \quad (3.23)$$

Logo, a eficiência é dada pela razão entre a potência dissipada na carga e a potência fornecida pela fonte (BEN HMIDA, HAMADI E SAMET, 2007). Para generalizar a expressão, considerando a carga como uma impedância  $Z_2 = R_2 + jX_2$ , a eficiência é dada por:

$$\eta = \frac{Re\{P_L\}}{Re\{P_S\}} = \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_{L1}((R_{L2} + R_2)^2 + (\omega L_2 + X_2)^2) + \omega^2 M^2 (R_{L2} + R_2)} \quad (3.24)$$

Da expressão 3.24, é possível observar que a eficiência diante da frequência de ressonância do circuito, onde  $X_2 = -\omega L_2$ , é significativamente afetada pelas resistências intrínsecas dos indutores. Em função disso, para se obter a maximização da eficiência é necessário que a resistência de ambos indutores seja a mínima possível.

## 4 PROJETO DO SISTEMA INDUTIVO

### 4.1 ESPECIFICAÇÕES

A construção correta das bobinas presentes em um sistema indutivo é uma etapa crucial para garantir o bom funcionamento do sistema. Em função disso, para a concepção de um sistema mais robusto, faz-se necessário realizar uma modelagem detalhada das bobinas, assim como simulações para estimar o comportamento e as características de cada uma, com o objetivo de se ter um modelo o mais próximo da realidade possível.

Como este trabalho objetiva a construção de um sistema de transmissão de energia sem fio voltado a compor um dos mecanismos necessários a uma prótese de mão com realimentação tátil, ou seja, a implementação está voltada a um sistema considerado de alta performance visando baixo consumo, a melhor alternativa para satisfazer os requisitos expostos anteriormente se encontra na adoção da solução que emprega o uso de bobinas magneticamente acopladas para incorporar o sistema de transmissão de energia sem fio, utilizando apenas um par de bobinas, implementando a transmissão de energia por apenas um canal.

Em um sistema indutivo acoplado por ressonância, um fator que necessita ser definido com cautela, é a sua frequência de operação. Visando a compatibilidade com os padrões atuais, foi definida uma frequência de acordo com o padrão de banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), que sugere um valor universal de 13.56MHz para aplicações médicas. Além da compatibilidade, essa frequência foi escolhida de modo que pudesse disponibilizar uma largura de banda significativa para uma futura implementação de transferência de dados pelo mesmo canal de energização.

De maneira análoga à escolha da frequência de operação, foi estipulada a potência necessária a ser transmitida considerando uma carga equivalente aos blocos operacionais básicos que devem integrar o implante. Considerando o consumo aproximado dos blocos operacionais básicos da unidade implantada, bem como módulos de retificação e regulagem de tensão, modulação de demodulação (5mW), conversores AD/DA (0.6mW), controle e geração de estímulos para o neuroestimulador (3.85mW), foi estipulado que um valor de potência de 10mW entregue à carga deve ser seguro e suficiente para satisfazer as necessidades da aplicação atual, com base em (HASHEMI, SAWAN E SAVARIA, 2009), (SONKUSALE E LUO, 2008), (LYU ET AL., 2013), (X. FANG ET AL., 2008) e (HUANG, KER E LIN, 2012).

Além dos requisitos de potência, outra característica relevante para projeto está ligada ao limite de tamanho máximo que a parte implantável pode assumir, isso significa que o projeto da bobina que deve fazer parte do sistema receptor implantado no paciente sofre restrições em suas dimensões, visto que está limitada às condições de espaço impostas pela aplicação em que será condicionada, restringindo-se ao espaço disponível para implante em um antebraço humano. É por esse motivo que existe uma grande dificuldade para criação de um "sistema

genérico" para transmissão de energia, pois existem aplicações que demandam especificações distintas e rigorosas para sua operação, uma vez que a eficiência está intimamente ligada aos parâmetros construtivos do sistema e do ambiente onde o mesmo será implantado. O desafio acaba sendo ainda maior se o sistema necessita incorporar juntamente com a transmissão de energia a transferência de dados.

Os limites máximos de espaço ocupado pelas bobinas foram estipulados com base em trabalhos de autores que realizaram projetos semelhantes à proposta atual. As restrições de tamanho são apresentadas no Quadro 4.

Quadro 4 – Tamanho máximo do raio das bobinas em sistemas de transmissão de energia sem fio.

<b>Fonte</b>	$R_{RX}$ (mm)	$R_{TX}$ (mm)
(JOLANI, MEHTA ET AL., 2013)	25	50
(GHOVANLOO E ATLURI, 2007)	10	20

Fonte: Autor.

Considerando a implementação das bobinas em um circuito impresso, surgem restrições que devem ser respeitadas de acordo com o fabricante para garantir a viabilidade do processo de fabricação do design. Dessa forma, optou-se por seguir as regras de layout da JLCPCB, presentes no Quadro 5.

Quadro 5 – Restrições do fabricante JLCPCB

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Espessura da placa	0,4 a 2,0 mm
Tamanho máximo da placa	400 x 500 mm
Espessura do cobre	35 $\mu\text{m}$
Largura mínima da trilha	0,13 mm
Espaçamento mínimo entre trilhas	0,13 mm

Fonte: Adaptação de JLCPCB (s.d.).

Tendo em vista a aplicação para qual o trabalho se propõe, outros requisitos foram inicialmente definidos, conforme o Quadro 6.

Quadro 6 – Requisitos de projeto

<b>Parâmetros</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
Diâmetro máximo do indutor implantado	$d_{o2}$	30 mm
Distância de transmissão	$d_T$	10 mm
Frequência de operação	$f$	13,56 MHz
Espessura do condutor	$t$	35 $\mu\text{m}$
Resistividade do condutor	$\rho$	16,8 $\text{n}\Omega\text{m}$
Potência entregue ao implante	$P_o$	10 mW

Fonte: Autor.

## 4.2 PROJETO E SIMULAÇÃO

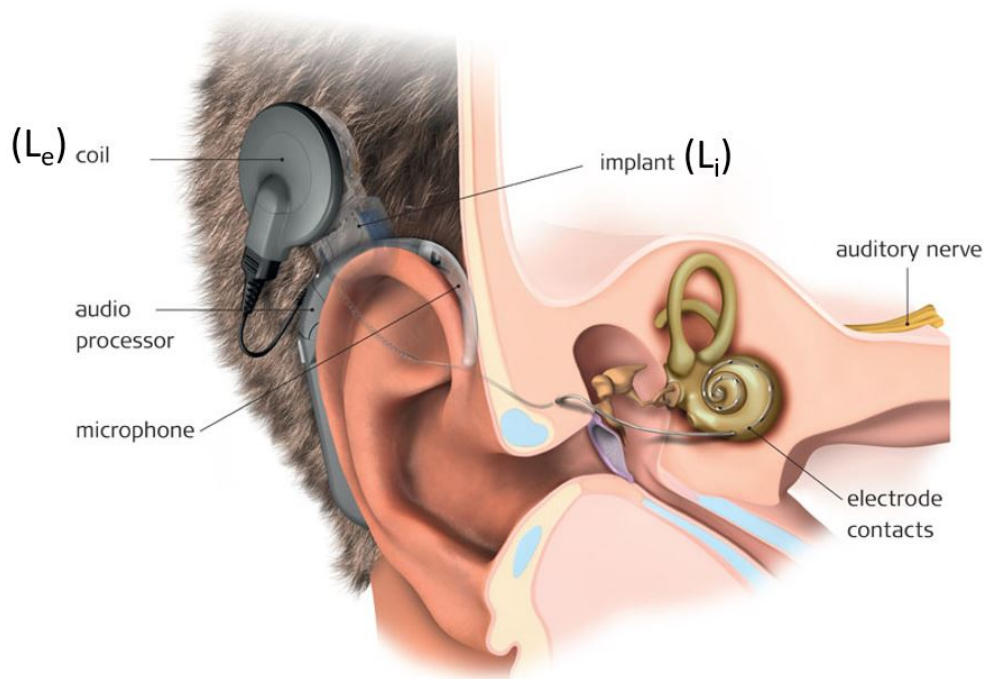
Para efetuar o projeto dos indutores, optou-se pela utilização do *software* MATLAB para a manipulação matemática e estimação de parâmetros e uma ferramenta de simulação de elementos finitos para dar suporte ao processo de construção. Dessa forma, uma parte das extensas equações analíticas que modelam o comportamento do sistema puderam ser abstraídas, tornando a obtenção dos parâmetros menos suscetível a erros.

Na busca de se obter um resultado mais preciso e próximo da realidade, como ferramenta de simulação foi utilizado o pacote ANSYS Electronics Desktop, pois é voltado a análises eletromagnéticas e adequado para aplicações de microeletrônica e radiofrequência.

Em sistemas implantáveis, é notável que as maiores restrições se encontram justamente nas partes implantadas, portanto, antes da concepção do indutor de transmissão, deve ser priorizada a definição do indutor que deve atuar na parte implantada.

Após a finalização do projeto dos indutores, a implementação do sistema deve se assemelhar com a configuração apresentada em um sistema de implante coclear, como o ilustrado na Figura 16, apesar do tipo dos indutores da figura serem distintos aos propostos pelo presente trabalho.

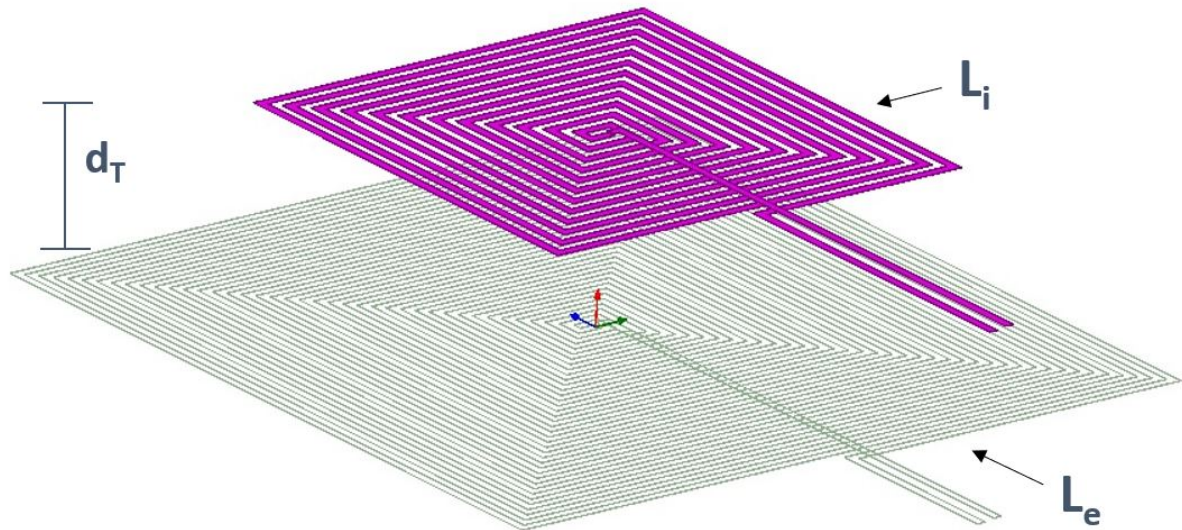
Figura 16 – Representação de uma aplicação para o sistema proposto.



Fonte: Adaptação de EREAN (2015).

Para o estabelecimento e a simulação da interface de acoplamento do sistema, foram virtualizados os indutores  $L_i$  e  $L_e$ , configurados de maneira a permanecerem paralelamente centralizados, sob a distância  $d_T = 10mm$ , dispostos como ilustra a Figura 17.

Figura 17 – Arranjo espacial do transmissor ( $L_e$ ) e do receptor ( $L_i$ )



Fonte: Autor.

Para a bobina vinculada à parte externa, optou-se por definir seu diâmetro máximo em 40mm, de maneira que seu valor não ultrapassasse as dimensões de um sistema de encaixe de prótese. Em função dessas considerações, os parâmetros iniciais para o transmissor foram definidos no Quadro 7.



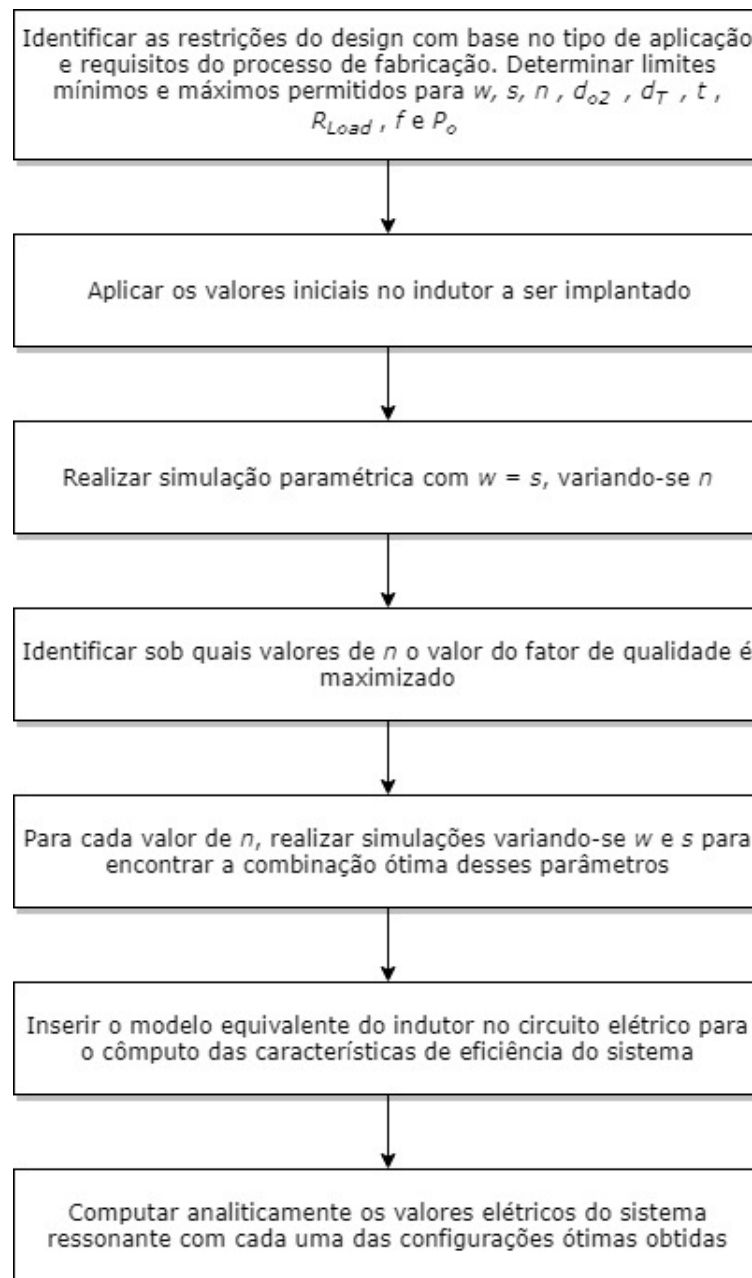
Quadro 7 – Parâmetros iniciais do transmissor

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
Largura do condutor	0.5 mm
Espaçamento entre voltas	0.5 mm
Espessura do condutor	35 $\mu\text{m}$
Número de voltas	20
Indutância	6.05 $\mu\text{H}$
Resistência associada	2.35 $\Omega$
Fator de qualidade	216

Fonte: Autor.

Como estratégia de simulação e otimização dos parâmetros do receptor, foi definida uma metodologia para que se pudesse achar uma combinação ótima ou suficiente das suas variáveis de modo a satisfazer as necessidades da aplicação. A metodologia adotada é ilustrada na Figura 18.

Figura 18 – Metodologia para otimização dos parâmetros do indutor



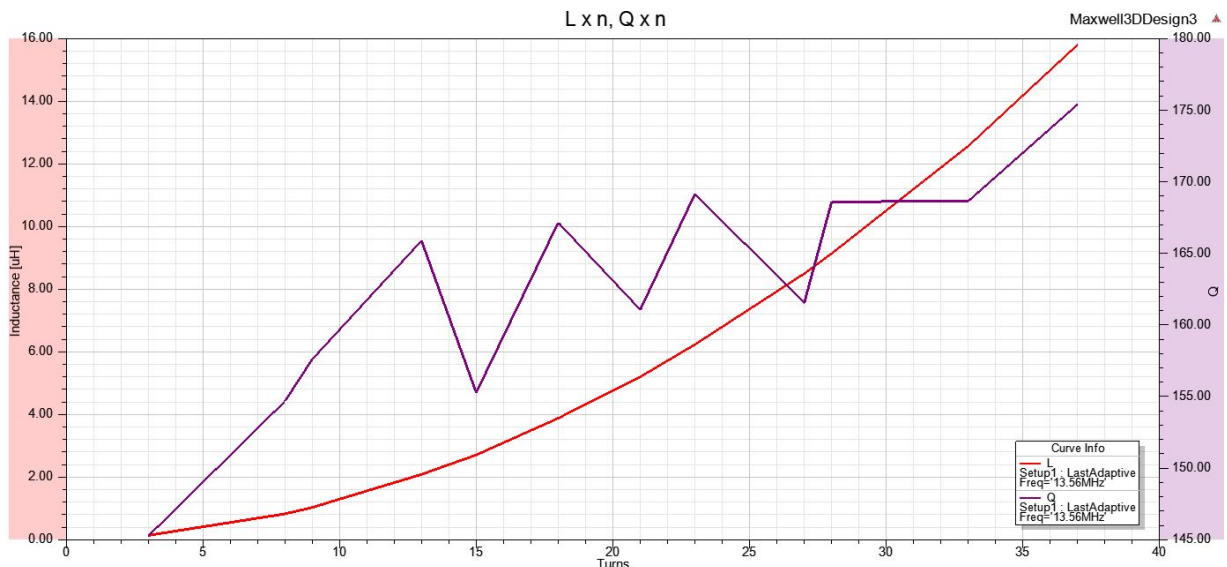
Fonte: Autor.

Seguindo a estratégia adotada, respeitando as restrições impostas pelo fabricante de circuito impresso JLCPCB (s.d.), por segurança, adotou-se para a dimensão mínima para a largura do condutor ( $w$ ) e do espaçamento entre as espiras ( $s$ ) o valor de 0.2mm. Após serem definidas as dimensões mínimas para  $w$  e  $s$ , respeitando a dimensão máxima possível de 30mm, tem-se que o número máximo de voltas admitido é de 37. Portanto, foi realizada uma simulação paramétrica variando-se o número de voltas do indutor e mantendo as dimensões de  $w$  e  $s$  com

valores iguais e fixos, em função do número de voltas. Esse procedimento de simulação foi adotado com o simples objetivo de estabelecer um critério de comparação entre bobinas com número de voltas distintos, além de possibilitar a estimativa de número de voltas para se obter uma determinada indutância.

Sabe-se que a indutância em um indutor tende a aumentar à medida em que cresce seu número de voltas, por conta disso, além da indutância, extraiu-se o fator de qualidade ( $Q$ ) associado à combinação de parâmetros para cada  $n$ , representados na Figura 19, que estima uma faixa de indutância passível de ser conseguida com base no número de espiras do indutor. Nota-se que para determinado valor de  $n$ , o indutor pode assumir um fator de qualidade ligeiramente maior ou menor do que o valor ilustrado, visto que a combinação para  $w = s$  pode não refletir nos melhores valores de  $Q$ .

Figura 19 – Indutância e fator e qualidade em função de  $n$



Fonte: Autor.

Apesar do crescimento da indutância com o aumento do número de voltas, tem-se que o fator de qualidade não apresenta um padrão de crescimento contínuo, mas variável. Como foi ilustrado na Figura 19, é possível constatar que existe uma faixa para os valores de  $n$  cujo  $Q$  situa-se entre 165 e 169, identificados no Quadro 8.

Quadro 8 – Valores de  $n$  para a faixa de  $Q$  entre 165 e 169

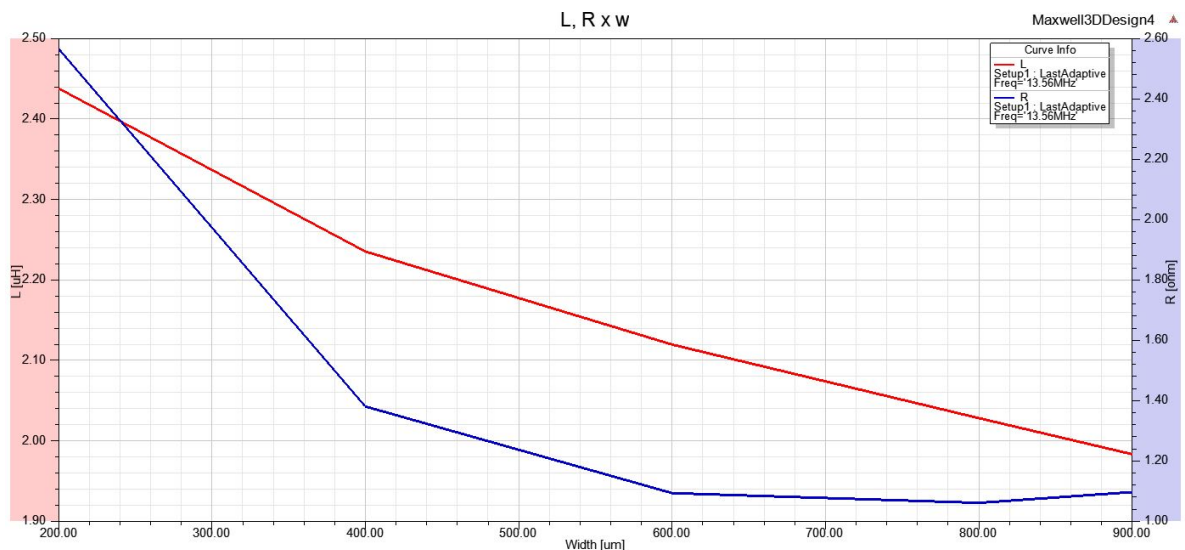
n	Q
13	165
18	167
23	169

Fonte: Autor.

Após a identificação desses valores, foram realizadas simulações paramétricas variando-se  $w$  e  $s$  para cada um desses valores de  $n$ , com objetivo de encontrar as dimensões ótimas para a largura e espaçamento, respeitando o limite mínimo de 0.2mm, conforme as especificações anteriormente adotadas.

Na Figura 20, que ilustra as características extraídas da simulação do indutor com 13 espiras, nota-se que ao ter-se um diâmetro máximo estabelecido (30mm), tanto a indutância quanto a resistência do indutor tendem a diminuir com o aumento da largura do condutor.

Figura 20 – Indutância e resistência em função da largura do condutor para o indutor de 13 espiras

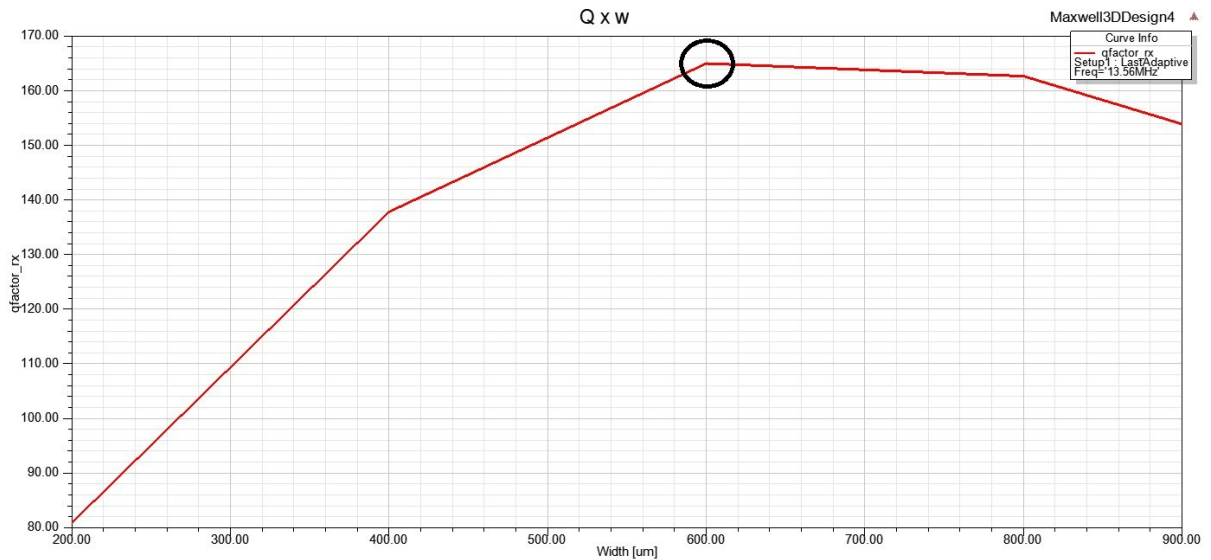


Fonte: Autor.

A partir desse gráfico, percebe-se que a indutância e resistência são fatores concorrentes, dificultando a identificação do valor ótimo da largura do condutor, visto que uma configuração ótima deve apresentar uma resistência mínima e indutância máxima. Como medida alternativa

para solucionar esse impasse, foi ilustrado na Figura 21 a relação do fator de qualidade com a largura do condutor, uma vez que essa métrica avalia a eficiência do indutor.

Figura 21 – Fator de qualidade em função da largura do condutor para o indutor de 13 espiras



Fonte: Autor.

Através da Figura 21, pode-se observar uma característica importante: fixados o número de voltas e o diâmetro máximo, para cada indutor, existe um valor para  $w$  e  $s$  cuja combinação maximiza sua eficiência. No caso do indutor de 13 voltas, a combinação ótima para seus parâmetros é demonstrada no Quadro 9.

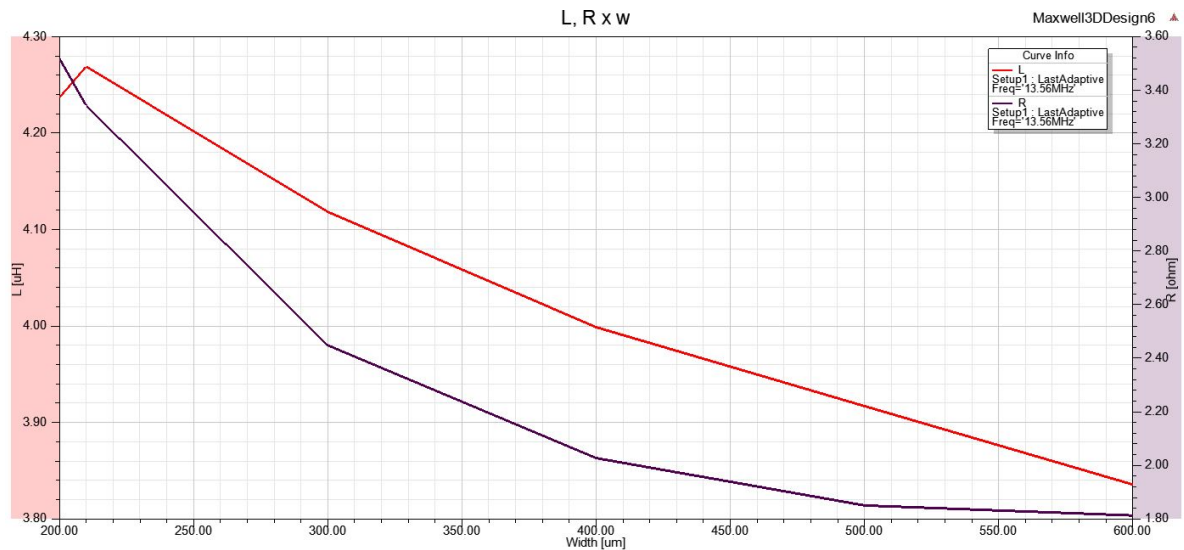
Quadro 9 – Parâmetros para o indutor de 13 espiras

Parâmetro	Valor
$w$	0.60 mm
$s$	0.53 mm
$Q$	165
$L$	2.12 $\mu$ H
$R$	1.09 $\Omega$

Fonte: Autor.

Seguindo os mesmos procedimentos executados para o encontro da combinação ótima dos parâmetros para o indutor de 13 espiras, foi feita a busca da otimização dos parâmetros dos outros indutores, de 18 e 23 espiras. Para o indutor de 18 voltas, o gráfico que relaciona sua indutância e resistência com a largura do condutor é ilustrado na Figura 22.

Figura 22 – Indutância e resistência em função da largura do condutor para o indutor de 18 espiras



Fonte: Autor.

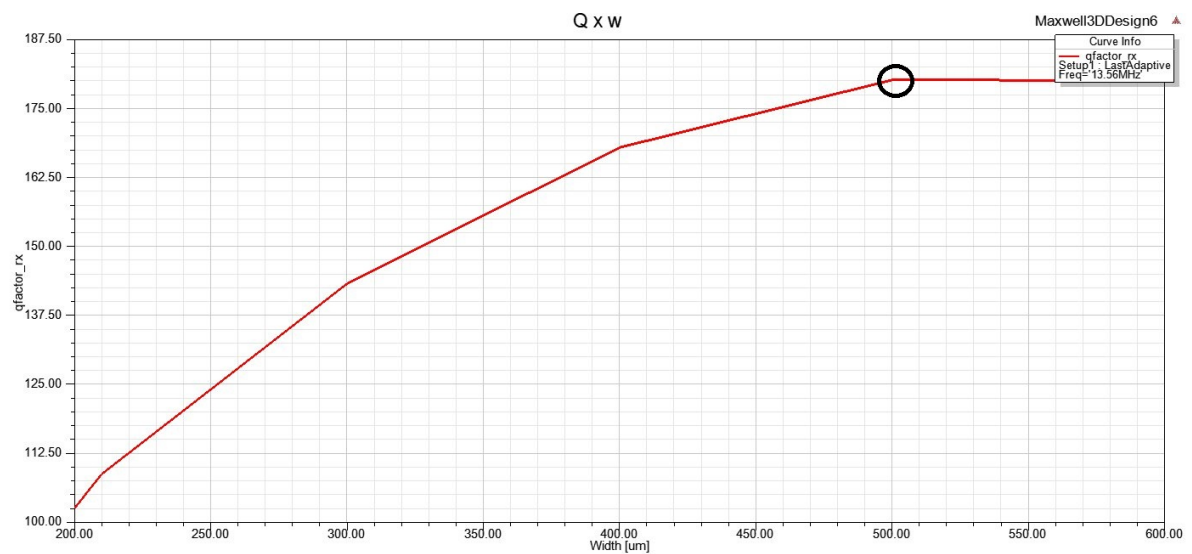
Para esse indutor, seu fator de qualidade é exibido na Figura 23 e os valores da combinação ótima para  $w$  e  $s$  são encontrados no Quadro 10.

Quadro 10 – Parâmetros para o indutor de 18 espiras

Parâmetro	Valor
$w$	0.50 mm
$s$	0.31 mm
$Q$	180
$L$	3.91 $\mu$ H
$R$	1.85 $\Omega$

Fonte: Autor.

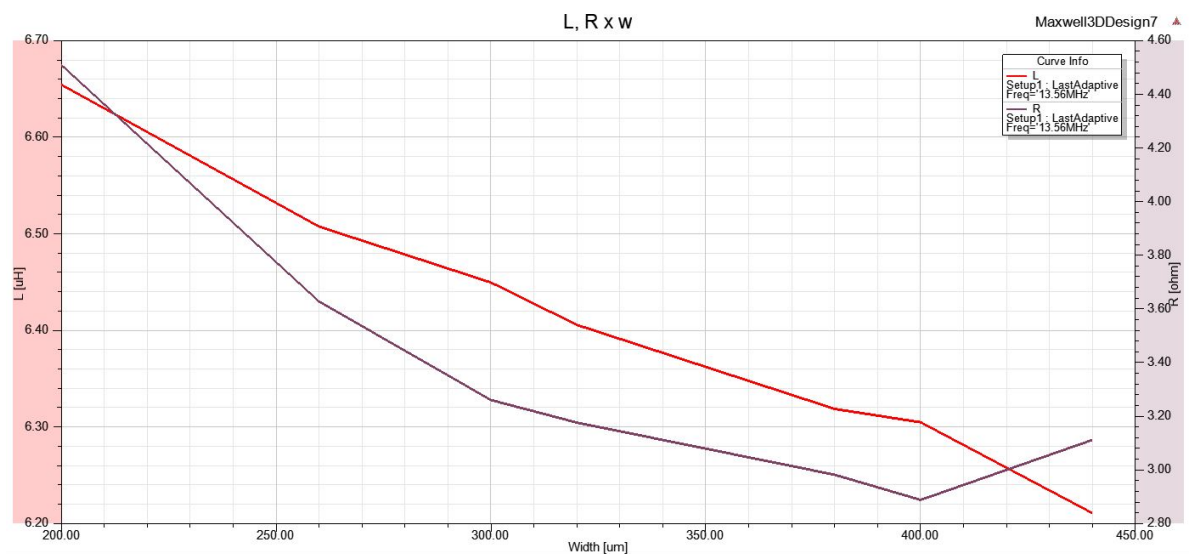
Figura 23 – Fator de qualidade em função da largura do condutor para o indutor de 18 espiras



Fonte: Autor.

De maneira semelhante aos procedimentos executados para a otimização dos dois indutores anteriores, foram feitas as mesmas simulações para o indutor de 23 voltas, relacionando a sua indutância e resistência em função da largura de  $w$ , como mostra a Figura 24.

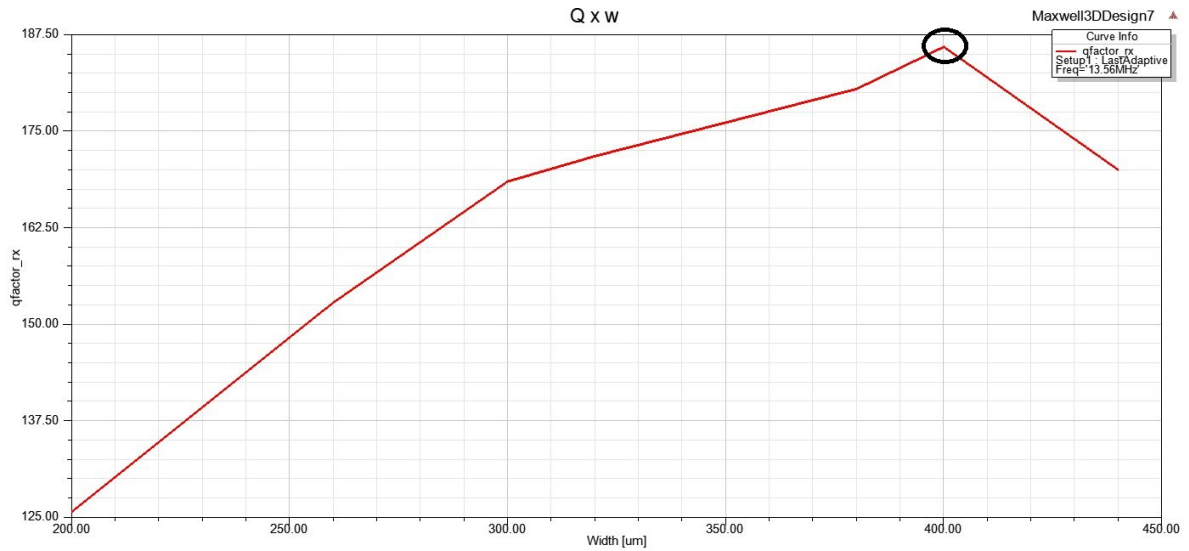
Figura 24 – Indutância e resistência em função da largura do condutor para o indutor de 23 espiras



Fonte: Autor.

O fator de qualidade máximo e os parâmetros ótimos são mostrados na Figura 25 e no Quadro 11.

Figura 25 – Fator de qualidade em função da largura do condutor para o indutor de 23 espiras



Fonte: Autor.

Quadro 11 – Parâmetros para o indutor de 23 espiras

Parâmetro	Valor
$w$	0.40 mm
$s$	0.24 mm
$Q$	185
$L$	6.30 $\mu$ H
$R$	2.89 $\Omega$

Fonte: Autor.



Através da utilização da ferramenta MATLAB, foi elaborado um modelo analítico dos circuitos que devem compor a topologia de acoplamento ressonante. Dessa forma, os valores obtidos para os indutores através da simulação de elementos finitos puderam ser inseridos no modelo analítico, permitindo o cálculo das características elétricas do sistema.

Para a realização da simulação analítica da topologia ressonante, cuja configuração foi apresentada no Capítulo 3.3, os modelos de ressonância série e paralela foram empregados, respectivamente, para parte de transmissão (indutor externo) e para a parte de recepção (indutor implantado).

Os valores dos capacitores que constituem os circuitos do transmissor e do receptor foram definidos com base na indutância obtida para cada indutor, na frequência de operação previamente definida para o sistema.

Como carga do circuito, foi utilizada uma resistência no valor de  $500\Omega$ , no intuito de abstrair, na prática, outros circuitos eletrônicos, como retificador e regulador de tensão (EZ-ZULDDIN E IBRAHEEM, 2017).

Os valores computados analiticamente, após a inserção do modelo dos indutores na topologia, são demonstrados no Quadro 12.

Quadro 12 – Resultados computados analiticamente

<b>Parâmetro</b>	<b>n = 13</b>	<b>n = 18</b>	<b>n = 23</b>
$V_{src}$	1 V <sub>pp</sub>	1 V <sub>pp</sub>	1 V <sub>pp</sub>
$P_{in}$	16.9 mW	24.2 mW	27.1 mW
$P_{load}$	15.8 mW	22.1 mW	23.6 mW
$\eta$	93.8%	91.1%	87.1%

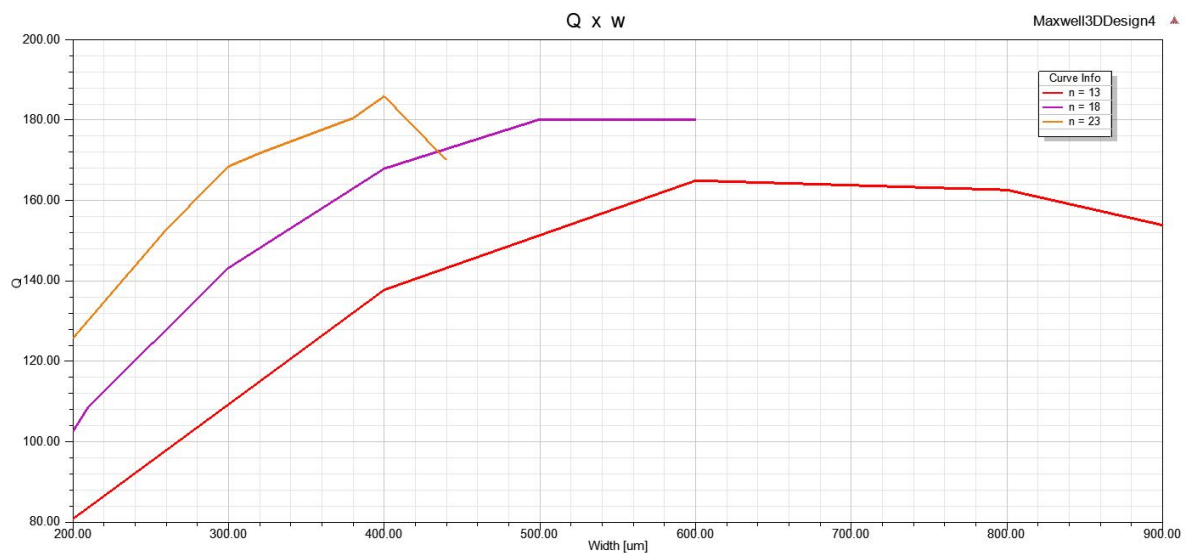
Fonte: Autor.

Para fins de comparação, os valores de  $Q$  em função de  $w$  para cada indutor foram agrupados e ilustrados na Figura 26.

Nota-se que o fator de qualidade tende a aumentar à medida em que o número de espiras do indutor aumenta, entretanto, naturalmente eleva-se sua resistência associada, independentemente de seu fator de qualidade. Uma vez que a eficiência do sistema está atrelada às resistências dos indutores de transmissão e recepção, não é interessante a adoção de uma configuração que exiba uma resistência elevada. Por conta disso, os valores de  $n$  superiores aos escolhidos para a análise foram descartados.

Como o objetivo do trabalho é otimizar ao máximo o design do sistema, para a escolha dos parâmetros construtivos para o indutor receptor entre as três configurações simuladas, foi levado em consideração a eficiência do sistema acoplado, analiticamente computado.

Figura 26 – Fator de qualidade em função da largura do condutor para  $n = 13$ ,  $n = 18$  e  $n = 23$



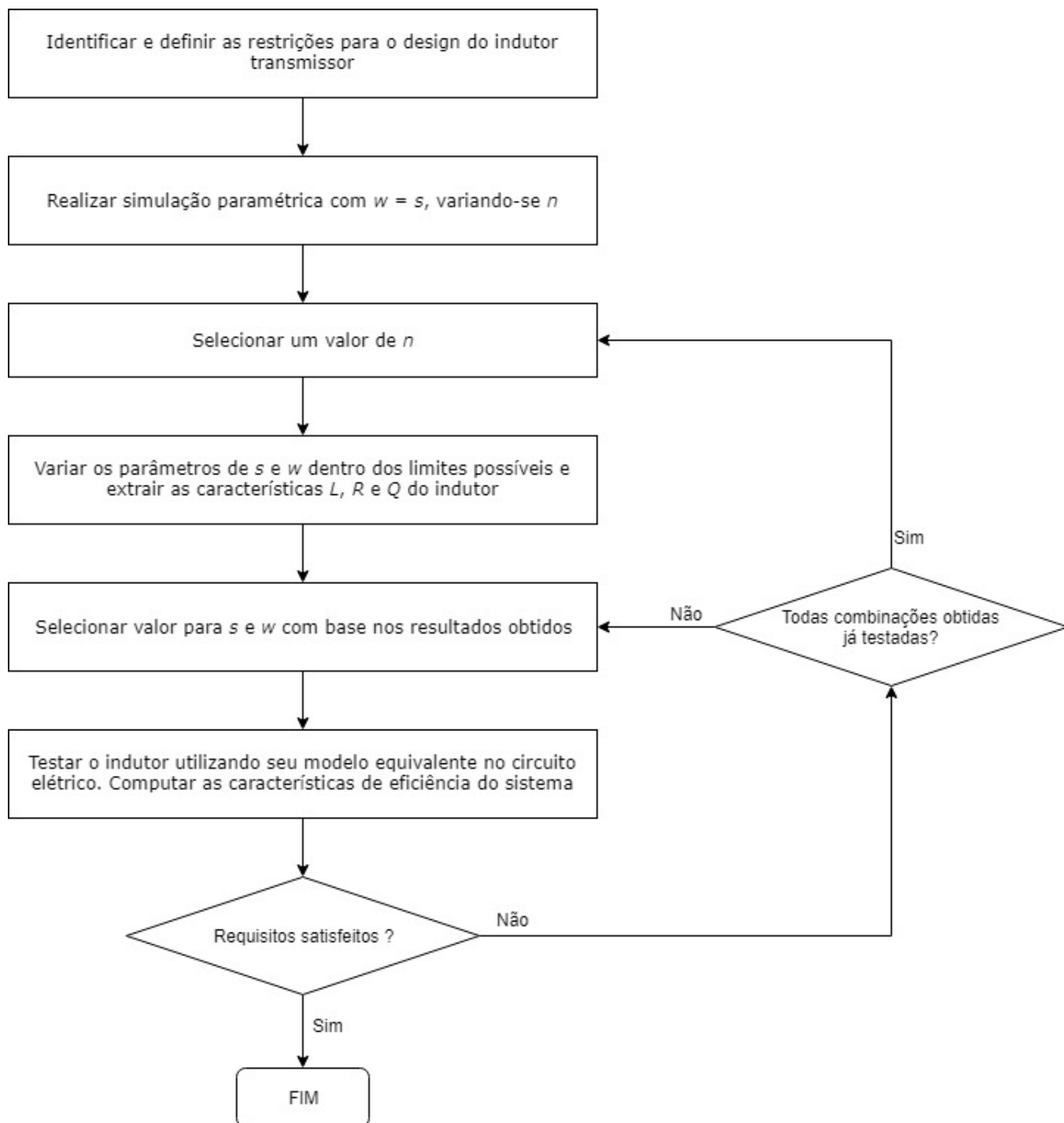
Fonte: Autor.

Ao se elevar demasiadamente o número de voltas do indutor, uma parte da energia acaba sendo dissipada exclusivamente por sua resistência, aumentando as perdas no sistema, e, conseqüentemente, degradando sua eficiência. Além disso, de acordo com a Equação 3.23, é possível perceber que quanto maior a impedância indutiva de  $L_i$ , menor é a potência entregue à carga. Dessa forma, por possuir um fator de qualidade equivalente às outras duas configurações obtidas, a de 13 espiras acaba possuindo uma impedância indutiva menor, não limitando a tensão e a corrente na carga em decorrência da escolha de seus parâmetros. Por conseqüência, a corrente e a impedância equivalente do sistema podem ser ajustadas através dos parâmetros de  $L_e$ , visto que suas restrições são menos severas em comparação ao indutor implantado.

Já estando definido o indutor a ser utilizado na unidade receptora, a metodologia seguida para o encontro dos parâmetros ótimos do transmissor acaba sendo diferente, pois não se busca mais o ponto ótimo que deve maximizar a eficiência do indutor, mas os parâmetros que maximizam a eficiência do sistema.

O processo de otimização das dimensões do indutor primário, com base na potência desejada a ser entregue, envolve procedimentos iterativos envolvendo o recálculo de dimensões dos parâmetros de  $w$ ,  $s$  e  $n$ , extração de indutância e resistência da bobina, aplicação no modelo matemático da topologia e extração analítica das características elétricas. Por conta disso, foi definida uma metodologia de projeto para o design do indutor transmissor, tal como ilustra o fluxograma da Figura 27.

Figura 27 – Metodologia para o design do indutor transmissor

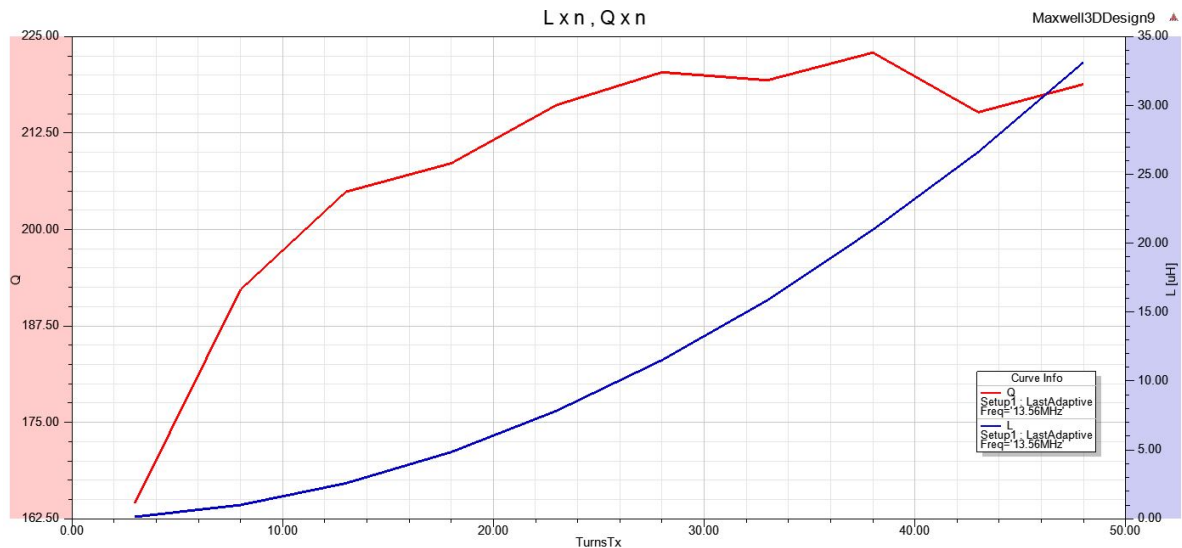


Fonte: Autor.

Para a busca dos melhores parâmetros construtivos para o indutor transmissor, utilizando-se uma metodologia semelhante a executada para achar os valores ótimos para o indutor implantado, foi realizado o mesmo tipo de simulação paramétrica, ao ser variado o número de voltas

mantendo as dimensões de  $w$  e  $s$  iguais e em função de  $n$ . Com isso, puderam ser estimados valores de indutância para um determinado número de voltas, o que auxilia as próximas etapas de simulação. Os valores obtidos de indutância e fator de qualidade para o indutor transmissor variando-se  $n$  até seu valor máximo permitido são ilustrados na Figura 28.

Figura 28 – Fator de qualidade em função do número de voltas para o indutor transmissor

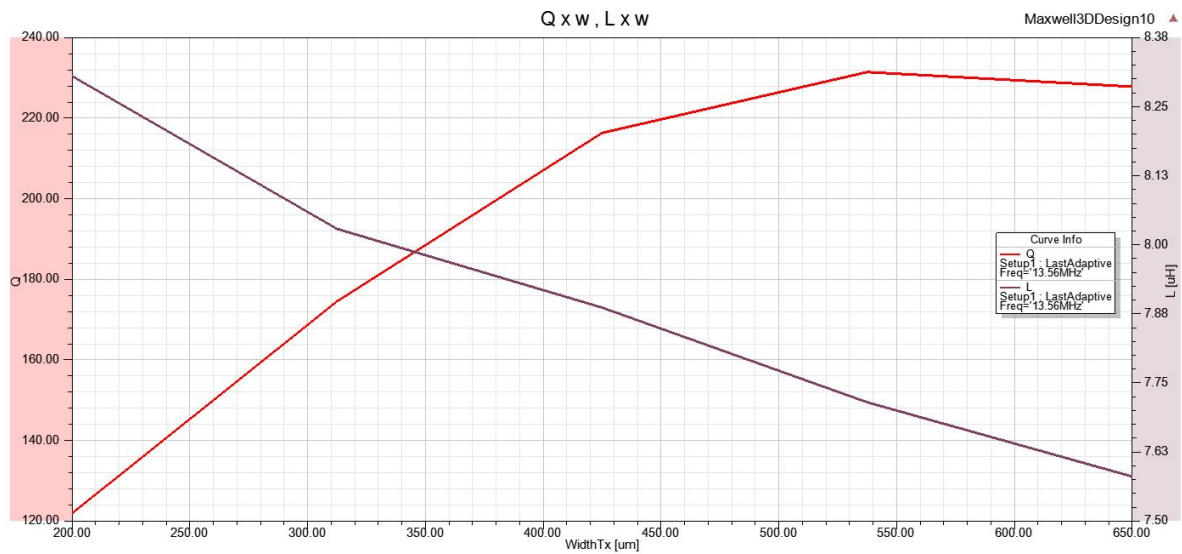


Fonte: Autor.

Ao escolher o ponto da curva correspondente ao palpite inicial para os parâmetros do indutor transmissor, com o número de voltas igual a 20, tem-se o cálculo analítico da eficiência e potência entregue à carga já realizado, no momento em que foram comparadas as eficiências e potências relativas aos indutores receptores, previamente apresentadas no Quadro 12.

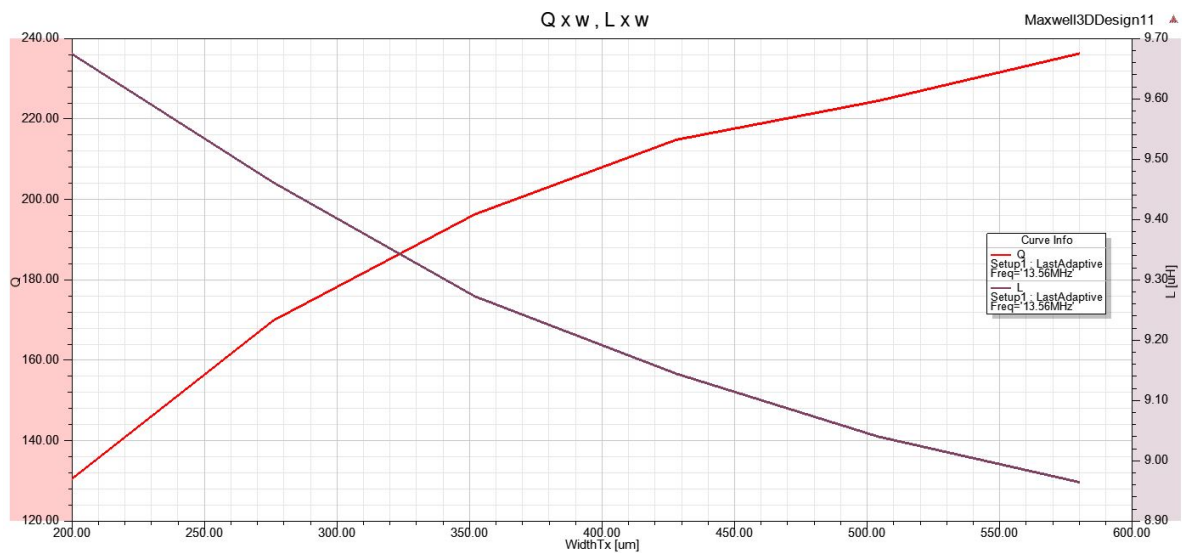
Percebe-se que os parâmetros inicialmente escolhidos para o indutor transmissor, coincidentemente, encontram-se próximos das dimensões ótimas para se obter um valor de potência entregue à carga próximo ao estipulado nas especificações do projeto. Além disso, observa-se que de acordo com a Equação 3.23, exibida no Capítulo 3.3, a potência entregue à carga pode ser ajustada aumentando-se a impedância do indutor transmissor, ou seja, aumentando-se o valor de  $s$  ou  $n$ . Sabe-se que juntamente com o aumento de  $s$ , crescem a indutância e a resistência no indutor, o que acaba afetando o fator de qualidade da bobina, impactando em sua eficiência. Por conta disso, também foram analisados os parâmetros elétricos das bobinas com número de voltas iguais a 23 e 25, além de serem computadas as características elétricas do sistema para cada uma delas, conforme as Figuras 29 e 30, respectivamente.

Figura 29 – Fator de qualidade e indutância em função da largura do condutor para o indutor transmissor de 23 voltas



Fonte: Autor.

Figura 30 – Fator de qualidade e indutância em função da largura do condutor para o indutor transmissor de 25 voltas



Fonte: Autor.

Através da variação dos parâmetros de  $w$  e  $s$ , foi possível obter a melhor configuração disponível para cada um dos indutores, dentro dos limites disponíveis de variação. Os parâmetros construtivos obtidos para o indutor transmissor através da simulação de elementos finitos e

os valores elétricos do sistema obtidos através do MATLAB, são apresentados nos Quadros 13 e 14.

Quadro 13 – Parâmetros obtidos para o indutor transmissor

<b>Parâmetro</b>	<b>n = 23</b>	<b>n = 25</b>
$w$	0.65 mm	0.58
$s$	0.20 mm	0.20
$L$	7.58 $\mu\text{H}$	8.96 $\mu\text{H}$
$R$	2.83 $\Omega$	3.23 $\Omega$
$Q$	227	236

Fonte: Autor.

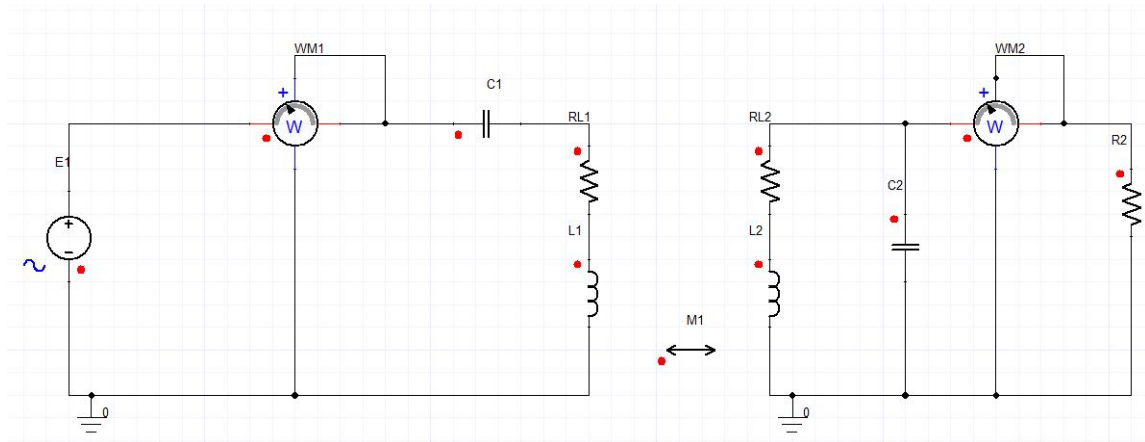
Quadro 14 – Características da topologia com o modelo do transmissor inserido no circuito elétrico

<b>Parâmetro</b>	<b>n = 23</b>	<b>n = 25</b>
$P_{in}$	13.5 mW	11.4 mW
$P_{load}$	12.7 mW	10.8 mW
$\eta$	93.9%	94.1%

Fonte: Autor.

De acordo com o Quadro 14, nota-se que, a princípio, o indutor com a configuração de 25 voltas tende a ser mais adequado para o sistema. Para fins de validação e comparação de resultados, foi feita a simulação elétrica do circuito utilizado o ANSYS Simplorer para a simulação elétrica do circuito que modela a topologia empregada para a transmissão *wireless* de energia, como ilustra a Figura 31, com os valores dos elementos apresentados no Quadro 15.

Figura 31 – Circuito com o modelo elétrico equivalente dos indutores



Fonte: Autor.

Quadro 15 – Valores dos elementos utilizados na simulação

Parâmetro	Valor
$E_1$	$1 V_{pp}$
$C_1$	15.37 pF
$R_{L1}$	3.23 $\Omega$
$L_1$	8.96 $\mu H$
$M_1$	0.194
$L_2$	2.12 $\mu H$
$R_{L2}$	1.09 $\Omega$
$C_2$	64.98 pF
$R_L$	500 $\Omega$

Fonte: Autor.

Dessa forma, utilizando os valores da melhor combinação de parâmetros obtida para cada um dos indutores possíveis para incorporar o transmissor, foram feitas duas simulações, uma para a configuração de 23 espiras e outra para a configuração de 25 espiras. O resultado obtido através do ANSYS é apresentado no Quadro 16.

Através dos resultados simulados obtidos, é possível perceber que apesar do indutor de 25 voltas apresentar uma eficiência ligeiramente maior, a potência entregue à carga apresenta-se

Quadro 16 – Características elétricas obtidas pelo ANSYS

<b>Parâmetro</b>	<b>n = 23</b>	<b>n = 25</b>
$P_{in}$	12.8 mW	10.9 mW
$P_{load}$	10.0 mW	8.6 mW
$\eta$	78.1%	78.8%

Fonte: Autor.

subdimensionada. Por conta disso, elevou-se a tensão fornecida a essa configuração de modo que a potência entregue à carga fosse próximo a desejada, computando as características do sistema de acordo com o Quadro 17.

Quadro 17 – Características computadas ao se elevar a tensão fornecida para o indutor de 25 voltas

<b>Parâmetro</b>	<b>n = 23</b>	<b>n = 25</b>
$V_{src}$	1 V <sub>pp</sub>	1.1 V <sub>pp</sub>
$P_{in}$	12.8 mW	13.4 mW
$P_{out}$	10 mW	10.4 mW
$\eta$	78.1 %	77.6 %

Fonte: Autor.

Percebe-se que com o aumento da tensão de alimentação para o indutor de 25 voltas, a eficiência do sistema acabou caindo ligeiramente, tornando-se inferior à configuração de 23 espiras. Por esse motivo, optou-se por utilizar os parâmetros construtivos do indutor de 23 voltas para a definição do indutor transmissor.

Os resultados finais envolvendo os parâmetros construtivos obtidos para os elementos da interface do sistema, bem como suas características elétricas, foram resumidos no Quadro 18.



Quadro 18 – Dimensões ótimas para os indutores e características do sistema projetado

<b>Parâmetro</b>	<b>Tx</b>	<b>Rx</b>
$d_{out}$	40 mm	29.9 mm
$d_{in}$	0.2 mm	0.53 mm
$n$	23	13
$w$	0.65 mm	0.60 mm
$s$	0.2 mm	0.53 mm
$L$	7.58 $\mu\text{H}$	2.12 $\mu\text{H}$
$R$	2.83 $\Omega$	1.09 $\Omega$
$Q$	227	165
$k$	0.194	
$P_{in}$	12.8 mW	
$P_{load}$	10.0 mW	
$\eta$	78.1 %	

Fonte: Autor.

## 5 CONCLUSÃO

Foi realizado um estudo comparativo sobre as os tipos de topologias para transmissão *wireless* de energia baseadas em *links* indutivos ressonantes, constatando suas principais características e aplicabilidades. Através desse estudo, foi possível identificar que as soluções por acoplamento indutivo se destacam por serem as mais adequadas para a aplicação em questão, além de serem amplamente utilizadas pela comunidade científica no ramo de dispositivos médicos implantáveis. Com base nas especificações do projeto, optou-se pela adoção da técnica de transferência de energia através de acoplamento indutivo empregando ressonância.

Utilizando a simulação de elemento finitos, foi possível efetuar a análise da influência dos parâmetros construtivos de um indutor em seus valores característicos, envolvidos no seu processo de concepção. Fazendo o uso de simulações paramétricas, permitiu-se realizar a manipulação dos parâmetros físicos de um indutor, variando-se a largura do condutor, o espaçamento entre espiras e número de voltas de maneira a possibilitar a identificação da inter-relação de suas variáveis. Essa análise possibilitou as otimizações dos parâmetros tanto para o indutor a constituir a unidade implantável quanto para a unidade de transmissão do sistema de transferência de energia, identificando a combinação ótima de seus parâmetros, considerando as restrições iniciais de projeto.

Através da metodologia utilizada, foi possível estimar o número de espiras mais apropriado para a definição do indutor implantado, dadas as restrições dimensionais em função da limitação de espaço. Ao se aumentar a proporção  $w/s$  a um diâmetro fixo, seu fator de qualidade tende a aumentar até um ponto de máximo, onde a diminuição da resistência supera a da indutância, o que acaba refletindo positivamente na eficiência do sistema.

Após a determinação dos parâmetros e da extração das características físicas dos indutores, os mesmos foram inseridos no modelo elétrico da topologia para a computação das características do circuito. Fazendo o uso do MATLAB e do ANSYS, foram obtidas as características elétricas do circuito, quando alimentado a uma tensão de  $1V_{pp}$ . Os resultados finais obtidos para o sistema mostraram-se satisfatórios, caracterizando o sistema projetado suficiente para satisfazer os requisitos especificados para a aplicação.

Foi feita uma comparação com outros dois trabalhos que também retratam a modelagem de sistemas de transmissão de energia sem fio voltados a aplicações biomédicas, que obtiveram seus resultados obtidos via simulação de elementos finitos, presente no Quadro 19.

Quadro 19 – Comparação dos resultados obtidos

Parâmetros	Ezzulddin e Ibraheem (2017)		W. Wu e Q. Fang (2011)		Este trabalho	
	Tx	Rx	Tx	Rx	Tx	Rx
Diâmetro externo (mm)	32	10	26.3	10.2	40	29.9
Diâmetro interno (mm)	6.1	5	8	6	0.2	0.53
Largura (mm)	0.55	0.16	2.8	0.15	0.65	0.6
Espaçamento (mm)	0.25	0.15	0.25	0.15	0.2	0.53
Número de Voltas	16	8	3	7	23	13
$L$ ( $\mu H$ )	5.05	0.676	0.18	0.68	7.58	2.12
Resistência Associada ( $\Omega$ )	3.07	1.12	0.077	1.607	2.83	1.09
Fator de Qualidade	128	51	-	-	227	165
Coef. Acoplamento	0.08		0.133		0.194	
Eficiência do link	74.42%		77.5%		78.1%	

Fonte: Autor.

Com a comparação dos resultados no Quadro 19, é possível perceber que o sistema projetado é uma opção válida a ser implementada em aplicações que necessitam transferência *wireless* de energia, visto que sua eficiência alcançou um valor ligeiramente maior que os demais. É importante ressaltar que o custo associado ao pequeno acréscimo na eficiência encontra-se relacionado ao tamanho dos indutores deste trabalho em relação aos demais, logo, as dimensões do sistema projetado restringem seu uso para aquelas aplicações que demandam um espaço de implantação com restrições mais severas, podendo não ser viável.

Como um trabalho futuro, sugere-se a exploração do diâmetro interno do indutor, visto que essa característica detém influência sobre os fatores de qualidade dos indutores e eficiência do sistema, viabilizando o aprimoramento do *design* atual, bem como a utilização do sistema projetado como estágio de saída de um amplificador de potência classe E.

## REFERÊNCIAS

- Alexander, C. e M. Sadiku. **Fundamentos de circuitos elétricos**. McGraw Hill. URL: <https://books.google.com.br/books?id=FxKTPgAACAAJ>. 2008.
- B. Islam, A. **Design and Optimization of Printed Circuit Board Inductors for Wireless Power Transfer System**. Em: *Circuits and Systems* 04, pp. 237–244. DOI: [10.4236/cs.2013.42032](https://doi.org/10.4236/cs.2013.42032). 2013.
- Ben Hmida, G., G. Hamadi e M. Samet. **Design of Wireless Power and Data Transmission Circuits for Implantable Bio-Micro System**. Em: *Biotechnology* 6. DOI: [10.3923/biotech.2007.153.164](https://doi.org/10.3923/biotech.2007.153.164). 2007.
- Denisov, A. e E. Yeatman. **Ultrasonic vs. Inductive Power Delivery for Miniature Biomedical Implants**. Em: *2010 International Conference on Body Sensor Networks*, pp. 84–89. DOI: [10.1109/BSN.2010.27](https://doi.org/10.1109/BSN.2010.27). 2010.
- ElectronicsTutorials. **Parallel Resonance Circuit**. <https://www.electronics-tutorials.ws/accircuits/parallel-resonance.html>.
- ElectronicsTutorials. **Series Resonance Circuit**. <https://www.electronics-tutorials.ws/accircuits/series-resonance.html>.
- EREAN. **MAGNET IMPLANTS – TO (RE)GAIN A FIFTH SENSE**. [http://erean.eu/wordpress/wp-content/uploads/2015/06/CIIdiagram\\_MAESTRO-Cross-Section\\_720.jpg](http://erean.eu/wordpress/wp-content/uploads/2015/06/CIIdiagram_MAESTRO-Cross-Section_720.jpg). 2015.
- Erickson, R. W. **Fundamental of Power Electronics**. 2001.
- Erickson, R. W. e D. Maksimovic. **Fundamentals of power electronics**. Springer Science & Business Media. 2007.
- Ezzulddin, A. S. e A. A. Ibraheem. **Design and Optimization of Printed Spiral Coils used in Wireless Power Transmission Systems for Powering 10 mm<sup>2</sup> Receiver Size at 13.56 MHz Operating Frequency**. Em: *International Journal of Current Engineering and Technology*. 2017.
- Fang, X., J. Wills, J. Granacki, J. LaCoss e J. Choma. **CMOS charge-metering microstimulator for implantable prosthetic device**. Em: *2008 51st Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp. 826–829. DOI: [10.1109/MWSCAS.2008.4616927](https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2008.4616927). 2008.

Ghovanloo, M. e S. Atluri. **A Wide-Band Power-Efficient Inductive Wireless Link for Implantable Microelectronic Devices Using Multiple Carriers.** Em: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 54.10, pp. 2211–2221. DOI: [10.1109/TCSI.2007.905187](https://doi.org/10.1109/TCSI.2007.905187). 2007.

Hashemi, S., M. Sawan e Y. Savaria. **A novel low-drop CMOS active rectifier for RF-powered devices: Experimental results.** Em: *Microelectronics Journal* 40.11. International Conference on Microelectronics Digital and Mixed-Signal Circuits and Systems, pp. 1547–1554. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mejo.2009.02.007>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0026269209000469>. 2009.

Ho, J. S., S. Kim e A. S. Y. Poon. **Midfield Wireless Powering for Implantable Systems.** Em: 2012.

Huang, Y., M. Ker e C. Lin. **Design of negative high voltage generator for biphasic stimulator with soc integration consideration.** Em: *2012 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, pp. 29–32. DOI: [10.1109/BioCAS.2012.6418477](https://doi.org/10.1109/BioCAS.2012.6418477). 2012.

JLCPCB. **Capabilites.** <https://jlcpcb.com/capabilities/Capabilities>.

Jolani, F., Y. Yu e Z. Chen. **A Planar Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transfer System Using Printed Spiral Coils.** Em: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 13, pp. 1648–1651. DOI: [10.1109/LAWP.2014.2349481](https://doi.org/10.1109/LAWP.2014.2349481). 2014.

Jolani, F., J. Mehta, Y. J. Yu e D. Chen. **Design of Wireless Power Transfer Systems Using Magnetic Resonance Coupling for Implantable Medical Devices.** Em: 2013.

Jow, U. e M. Ghovanloo. **Design and Optimization of Printed Spiral Coils for Efficient Transcutaneous Inductive Power Transmission.** Em: *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 1.3, pp. 193–202. DOI: [10.1109/TBCAS.2007.913130](https://doi.org/10.1109/TBCAS.2007.913130). 2007.

Lu, F., H. Zhang e C. Mi. **A Review on the Recent Development of Capacitive Wireless Power Transfer Technology.** Em: *Energies* 10.11. DOI: [10.3390/en10111752](https://doi.org/10.3390/en10111752). URL: <http://www.mdpi.com/1996-1073/10/11/1752>. 2017.

Lyu, Y., C. Wu, L. Liu e W. Chen. **A Low power 10bit 500kS/s delta-modulated SAR ADC (DMSAR ADC) for implantable medical devices.** Em: *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS2013)*, pp. 2046–2049. DOI: [10.1109/ISCAS.2013.6572274](https://doi.org/10.1109/ISCAS.2013.6572274). 2013.

Magnetics, W. C. **Low AC Resistance Foil Inductor.** Em: 2005.

Mahmood, A., A. Ismail, Z. Zaman, H. Fakhar, Z. Khan, M. S Hasan e S. H. Ahmed. **A Comparative Study of Wireless Power Transmission Techniques**. Em: 2014.

McHutchon, A. **RLC Resonant Circuits**. 2013.

Mohan, S. S., M. del Mar Hershenson, S. P. Boyd e T. H. Lee. **Simple accurate expressions for planar spiral inductances**. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 34.10, pp. 1419–1424. DOI: [10.1109/4.792620](https://doi.org/10.1109/4.792620). 1999.

Oddo, C. M., S. Raspopovic e F. Artoni. **Intraneural stimulation elicits discrimination of textural features by artificial fingertip in intact and amputee humans**. Em: 2016.

Quickfield. **Proximity and Skin-Effect**. [https://quickfield.com/seminar/proximity\\_webinar.pdf/](https://quickfield.com/seminar/proximity_webinar.pdf/).

Rao, C. e G. Krishnan. **Categories, Standards and Recent Trends in Wireless Power Transfer: A Survey**. Em: *Indian Journal of Science and Technology* 9. DOI: [10.17485/ijst/2016/v9i20/91041](https://doi.org/10.17485/ijst/2016/v9i20/91041). 2016.

Rasouli, M. e L. S. J. Phee. **Energy sources and their development for application in medical devices**. Em: *Expert Review of Medical Devices* 7.5, pp. 693–709. DOI: [10.1586/erd.10.20](https://doi.org/10.1586/erd.10.20). eprint: <https://doi.org/10.1586/erd.10.20>. URL: <https://doi.org/10.1586/erd.10.20>. 2010.

Sadiku, M. N. O. **Fundamental of Electric Circuits. The Science of Microfabrication**. 2006.

Sonkusale, S. e Z. Luo. **A complete data and power telemetry system utilizing BPSK and LSK signaling for biomedical implants**. Em: *2008 30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 3216–3219. DOI: [10.1109/IEMBS.2008.4649888](https://doi.org/10.1109/IEMBS.2008.4649888). 2008.

Wheeler, H. A. **Simple Inductance Formulas for Radio Coils**. Em: *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 16.10, pp. 1398–1400. DOI: [10.1109/JRPROC.1928.221309](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1928.221309). 1928.

Wu, J., C. Zhao, Z. Lin, J. Du, Y. Hu e X. He. **Wireless Power and Data Transfer via a Common Inductive Link Using Frequency Division Multiplexing**. Em: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.12, pp. 7810–7820. DOI: [10.1109/TIE.2015.2453934](https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2453934). 2015.

Wu, W. e Q. Fang. **Design and simulation of printed spiral coil used in wireless power transmission systems for implant medical devices**. Em: *2011 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 4018–4021. DOI: [10.1109/IEMBS.2011.6090998](https://doi.org/10.1109/IEMBS.2011.6090998). 2011.

Xie, L., Y. Shi, Y. T. Hou e A. Lou. **Wireless power transfer and applications to sensor networks**. Em: *IEEE Wireless Communications* 20.4, pp. 140–145. DOI: [10.1109/MWC.2013.6590061](https://doi.org/10.1109/MWC.2013.6590061). 2013.