

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

GUSTAVO DE OLIVEIRA

**ESTUDO DE UM SISTEMA DE
TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM
FIOS PARA CÁPSULA ENDOSCÓPICA**

Porto Alegre

2021

GUSTAVO DE OLIVEIRA

**ESTUDO DE UM SISTEMA DE
TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM
FIOS PARA CÁPSULA ENDOSCÓPICA**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre

2021

GUSTAVO DE OLIVEIRA

**ESTUDO DE UM SISTEMA DE
TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM
FIOS PARA CÁPSULA ENDOSCÓPICA**

Este Projeto foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Disciplina Projeto de Diplomação do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Santa Catarina, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Santa Catarina, Brasil

Prof. Dr. Ivan Müller, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Fernando Rangel de Sousa, UFSC

Doutor pela Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications - Paris, França

Porto Alegre, Maio de 2021.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, Valquiria e Silvio, que sempre estiveram ao meu lado me apoiando para que eu pudesse enfrentar este importante desafio.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família pelo suporte durante toda esta trajetória e por entenderem meus momentos de ausência.

Aos colegas do Laboratório de Sistemas Industriais (LSI) da UFRGS, pelo apoio no desenvolvimento deste trabalho.

E ao Professor Valner Brusamarello, pelos ensinamentos e orientação durante toda a graduação.

“Measure what is measurable, and
make measurable what is not so”

Galileo Galilei

RESUMO

A transferência de energia sem fios (WPT, wireless power transfer) tem sido utilizada para alimentação de dispositivos e sistemas, em que o uso de cabos é inadequado, custoso ou até mesmo proibitivo. As suas aplicações abrangem desde dispositivos biomédicos implantáveis, passando pelo setor de eletrônicos de consumo, até recarga de baterias em veículos elétricos. A potência transferida à carga por meio do WPT depende dos parâmetros do circuito equivalente do *link* indutivo. Mesmo com esses parâmetros fixos, a potência entregue à carga é influenciada por desalinhamentos entre as bobinas transmissora e receptora, bem como condições de carga variável. Esse trabalho apresenta a análise matemática, modelagem e proposta de um método de projeto de um sistema de transmissão de energia sem-fios aplicado ao problema de uma cápsula endoscópica. Esse problema é bastante particular por apresentar um receptor com três bobinas em quadratura. Além disso a bobina transmissora apresenta um diâmetro de aproximadamente 30 vezes o diâmetro das bobinas receptoras. O sistema é projetado para otimizar a potência transmitida para uma cápsula engolível com posição e orientação arbitrárias ao longo de uma distância equivalente ao trato digestivo. Os resultados mostraram que é possível garantir uma potência mínima na carga de 100 mW em todo o trajeto da cápsula, suficiente para coletar e transmitir imagens do interior do trato digestivo até um receptor externo.

Palavras-chave: Transmissão de energia sem fios, Bobinas, Endoscopia.

ABSTRACT

Wireless power transfer (WPT) has been used to power devices and systems, in which the use of cables is distorted, costly or even prohibitive. Its applications range from implantable biomedical devices, through the consumer electronics sector, to battery recharging in electric vehicles. The power transferred to the load through the WPT depends on the parameters of the equivalent circuit of the inductive *link*. Even with these fixed parameters, the power delivered to the load is influenced by misalignments between the transmitting and receiving coils, as well as the variable load conditions. This work presents a mathematical analysis, modeling and proposal of a design method for a wireless energy transmission system converted to the problem of an endoscopic capsule. This problem is very particular because it has a receiver with three quadrature coils. In addition, a transmitting coil presents diameter of approximate 30 times the diameter of the receiving coils. The system is designed to optimize the power transmitted to a swallowable capsule with arbitrary position and orientation over a distance equivalent to the digestive tract. The possible results are that it is possible to guarantee a minimum load power of 100 mW throughout the capsule path, sufficient to collect and transmit images from the inside of the digestive tract to an external receptor.

Keywords: Wireless Power Transfer, Coils, Endoscopy.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Fronteiras típicas das regiões de <i>near-field</i> (campo próximo) e <i>far-field</i> (campo distante), em quantidades de comprimento de onda, de fontes eletromagnéticas.	20
2	Um dipolo magnético, equivalente a uma espira de corrente	21
3	Aplicações de Rádio Frequência por largura de banda	23
4	Fluxo Magnético através de uma superfície em função do ângulo de incidência do campo com o vetor normal à superfície	24
5	Circuito com duas bobinas magneticamente acopladas	26
6	Circuito com duas bobinas magneticamente acopladas evidenciando as componentes de fluxo	27
7	Circuitos equivalentes primário e secundário de um sistema de acoplamento indutivo	29
8	Modelo T equivalente para o acoplamento indutivo	29
9	Modelo T equivalente para o acoplamento indutivo considerando a rede de compensação à quatro capacitores	31
10	Modelo de Cápsula Endoscópica	34
11	Bobina de Helmholtz	36
12	Campo Vetorial \vec{B} no interior de uma Bobina de Helmholtz	37
13	Eixo de coordenadas da cápsula X',Y',Z' e o vetor de orientação apontando na direção do campo $\vec{B}(z)$	38
14	Coefficiente de acoplamento magnético da bobina receptora 1	39
15	Coefficiente de acoplamento magnético da bobina receptora 2	40
16	Coefficiente de acoplamento magnético da bobina receptora 3	41
17	Modelo do Acomplamento Indutivo Proposto	42
18	Topologia do Conjunto de Bobinas Emissoras	44

19	Linhas de potencial Magnético no Interior da Bobina	45
20	Intensidade de Campo Magnético Resultante no Centro da Bobina Transmissora	46
21	Coefficiente de acoplamento magnético k em função do deslocamento no eixo Z	46
22	Associação dos coeficientes de acoplamento magnéticos k das três bobinas receptoras em função dos ângulos de rotação da cápsula.	48
23	acoplamento indutivo simplificado com apenas uma bobina receptora .	51
24	Tensão na Entrada do Retificador em função dos fatores Q das bobinas transmissora e receptoras.	52
25	Tensão na Carga utilizando os parâmetros descritos na Tabela 1	53
26	Tensão na Entrada do Retificador para o projeto sintonizado	54
27	Tensão na Carga para o projeto sintonizado	55

LISTA DE SÍMBOLOS

A lista a seguir descreve os vários símbolos que serão utilizados posteriormente no corpo do documento.

η	Eficiência da transmissão sem fio
η_0	Impedância intrínseca do vácuo
λ	Comprimento de onda
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
ω	Frequência angular
ω_R	Velocidade angular no ponto de ressonância
\vec{E}	Vetor campo elétrico
\vec{H}_θ	Vetor campo magnético na direção a_θ
\vec{H}_R	Vetor campo magnético na direção a_R radial ao centro da espira
ρ	Densidade de carga elétrica.
I_L	Corrente elétrica na carga
I_S	Corrente elétrica da fonte de entrada
Z_L	Impedância da carga
Z_{ref1}	Impedância vista a partir do secundário
Z_{th}	Impedância de Thevenin
θ	Ângulo entre o eixo normal ao plano da bobina e o eixo radial de R

ε_0	Permissividade elétrica do vácuo
b	Raio da espira de corrente
c	Velocidade da luz no vácuo
$d\phi_{21}$	Varição do fluxo magnético da bobina receptora entrelaçada com a bobina transmissora
$d\mathbf{I}_1$	Elemento de corrente elétrica circulando pela bobina transmissora
$ESR(\%)$	Fator de multiplicação de reatância capacitiva
f_R	Frequência de ressonância
$i(t)$	Corrente elétrica na espira de corrente
k	Fator de acoplamento
L_1	Indutância da bobina transmissora
L_2	Indutância da bobina receptora
M	Indutância mútua
N_1	Número de espiras na bobina transmissora
N_2	Número de espiras na bobina receptora
P_L	Potência entregue a carga
Q_R	Fator de qualidade da bobina receptora
Q_T	Fator de qualidade da bobina transmissora
R	Distância entre o centro da espira de corrente e o ponto considerado
R_1	Resistência da bobina transmissora
R_2	Resistência da bobina receptora
R_L	Resistência da carga
R_S	Resistência intrínseca da fonte de entrada
v_2	Tensão elétrica na bobina receptora

V_S Tensão elétrica da fonte de entrada

X_1 Reatância da bobina transmissora

X_2 Reatância da bobina receptora

X_M Reatância da indutância mutua

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Contextualização	16
1.2	Motivação	17
1.3	Objetivo	18
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	19
2.1	Técnicas de Transmissão de Energia Sem Fio	19
2.2	Campo Próximo e Campo Distante	19
2.3	Circuitos magneticamente acoplados	23
2.4	Fluxo Magnético	24
2.4.1	Indutância Mutua – M	25
2.4.2	Coefficiente de acoplamento Magnético	28
2.5	Modelo elétrico do acoplamento indutivo	28
2.6	Acoplamento Indutivo Ressonante	30
2.7	A Rede Capacitiva $4C$	31
2.8	Fator de Qualidade	33
2.9	A Aplicação Endoscópica	33
3	METODOLOGIA	35
3.1	Bobina de Helmholtz – Solução na Transmissora	35
3.2	Projeto da bobina receptora	37
3.2.1	O problema da rotação	38
3.2.2	A estrutura ortogonal – Solução no Receptor	38
3.3	Tensão Mínima nas Bobinas Receptoras	41

4	RESULTADOS	44
4.1	Condição do Pior Caso	45
4.2	Rotação	47
4.3	Otimização 4C	48
4.4	Seleção do Fator de Qualidade	49
4.5	Sintonia	53
5	CONCLUSÃO	56
	REFERÊNCIAS	58

1 INTRODUÇÃO

Um sistema de transmissão de Energia sem Fios (*Wireless Power Transfer - WPT*) é usualmente implementado por um acoplamento indutivo, que é constituído de duas ou mais bobinas. Como apresentado em KIANI; GHOVANLOO (2013) o modelo de acoplamento indutivo com duas bobinas fortemente acopladas deve ser escolhido em aplicações que necessitam de uma alta potência de saída. O modelo que utiliza três bobinas acopladas é normalmente utilizado em bobinas que estão fracamente acopladas, onde há uma variação considerável da distância entre as bobinas. Finalmente, um acoplamento indutivo com quatro bobinas acopladas é usado quando há a necessidade de uma pequena potência entregue à carga, aumentando, assim, a eficiência do sistema de transmissão sem fio. Essa última configuração é adequada quando as bobinas estão ligeiramente acopladas e com uma distância de acoplamento estável em perfeito alinhamento. As bobinas em um sistema WPT, dependendo da aplicação, são normalmente separadas por ar ou por outro material. De modo a melhorar o desempenho do circuito de transferência de energia, uma rede de compensação de impedâncias deve ser ligada às bobinas transmissora e receptora.

No estudo de caso abordado neste trabalho foi utilizado um conjunto de bobinas transmissoras numa estrutura similar à bobina de Helmholtz e um conjunto de três bobinas receptoras em quadratura localizadas no interior de uma cápsula engolível com dimensões normalizadas de 11 x 26 mm. Essa cápsula, em outra etapa deste trabalho, deverá ser capaz de prover energia para uma câmera e um sistema de transmissão de dados. Portanto, um dos principais desafios do sistema proposto neste Trabalho de Conclusão de curso (TCC) é projetar as bobinas transmissoras para garantir que as receptoras forneçam um valor de potência mínimo para captura e transmissão de sinais, em uma carga emulada por uma resistência. Uma vez que a cápsula deve se mover livremente ao longo de um percurso, um ponto importante analisado por esse trabalho é a potência entregue ao conjunto de bobinas receptoras para qualquer ângulo de rotação da cápsula endoscópica. Por fim, uma ponte retificadora completa é co-

nectada a saída de cada bobina. As saídas dessas pontes são conectadas em paralelo, gerando uma tensão contínua. Em outra etapa do trabalho também deve ser projetado um regulador de tensão no estágio de saída. Esse trabalho faz parte de um contexto maior, no qual está sendo desenvolvida uma tese de doutorado junto ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE - UFRGS. Uma das contribuições desse TCC foi a análise do coeficiente de acoplamento magnético entre as bobinas do transmissor (com diferentes topologias) e as bobinas em quadratura, do receptor para qualquer ângulo de rotação ao longo de um trajeto de deslocamento. Todos os resultados mostrados nesse TCC foram obtidos de análise teórica e de simulações físicas realizadas a partir de configurações de bobinas tecnicamente viáveis e realizáveis com a estrutura disponível da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

1.1 Contextualização

Durante a revolução industrial a expansão do espaço urbano estava intimamente ligada às recentes descobertas feitas em torno da eletricidade, pois o acelerado crescimento industrial dependia de avanços na forma como a energia que sustentaria esse desenvolvimento pudesse ser gerada e transmitida. Durante as décadas de 1880 e 1890 ocorreu a disputa conceitual de Corrente contínua versus Corrente alternada, entre o inventor e empresário Thomas Edison e o engenheiro eletricista Nicola Tesla. A disputa realizada entre os inventores proporcionou os alicerces dos métodos de transmissão de energia elétrica por meios cabeados, hoje largamente e majoritariamente utilizados.

Neste cenário, Nicola Tesla desenvolveu técnicas de transmissão elétrica, utilizando o princípio de acoplamento ressonante entre duas bobinas. Tesla conduziu experimentos em que podia transmitir energia elétrica à longas distâncias entre uma fonte geradora e a carga alimentada.

Embora jamais tenha sido explorado a nível comercial e industrial, as experiências de Tesla de transmissão de energia a longas distâncias e sem fio produziu muitos dos conceitos que hoje são a base nos mais modernos estudos de transmissão de energia sem fio, sobretudo nos métodos que utilizam acoplamento magnético e ressonância para transmissão à curta e média distância. Conceitualmente, a transmissão de energia sem fio é definida como a transferência de energia elétrica entre uma fonte de potência e uma carga sem a intermediação de cabos. Assim, se trata de uma definição genérica que não especifica o meio físico de transferência ou mesmo a natureza e metodologia com que essa transmissão ocorra. No entanto, as aplicações mais comuns e usuais atualmente envolvem a transmissão utilizando o ar como

meio.

Em CANNON et al. (2009) é apresentada uma distinção entre comunicação sem-fio e WPT, pois embora ambas se baseiem em fenômenos eletromagnéticos, e ambas envolvam também transporte de energia sem-fio, elas se diferenciam quanto ao seu foco: enquanto a primeira foca na transmissão de dados e seu interesse principal está na integridade do sinal recebido, a segunda foca na eficiência ou na máxima transferência de potência, não importando qualquer dado ou informação que o sinal transmitido carregue.

Os autores de HUI; ZHONG; LEE (2014) fazem uma revisão crítica sobre o WPT. Os primeiros estudos feitos de WPT para curta distância utilizam o método de indução simples, pelo acoplamento magnético entre duas bobinas. No entanto esse método possui uma baixa eficiência energética, sobretudo em aplicações de média distância.

KURS et al. (2007), acrescentou o fenômeno de ressonância ao método da indução, criando o atual e largamente utilizado método do acoplamento indutivo ressonante, que possui um ganho considerável de eficiência comparado ao método de indução. O experimento realizado com essa nova técnica permitiu fornecer a energia para uma lâmpada de 60 watts colocada a uma distância de 2 m da bobina transmissora.

Quando o acoplamento indutivo ressonante começou a fazer parte de dispositivos eletrônicos portáteis pessoais, tais como Smartphones, Tablets, Smartwatches, entre outros, o consumidor dessa tecnologia ajudou a impulsionar a necessidade de desenvolver alternativas que minimizem a necessidade de uso de cabos e fios no cotidiano. Assim, muitas empresas surgiram nos últimos anos com foco unicamente no projeto de protótipos e produtos voltados para WPT, não só com foco ao consumidor, mas em incontáveis ramos na indústria civil e militar, na área médica e na indústria automobilística.

Este trabalho é apresentado através da divisão dos assuntos em capítulos. O Capítulo 2 contém uma breve revisão bibliográfica abrangendo WPT e seus métodos de controle. No capítulo 3 é apresentada a metodologia de projeto adotada no trabalho. Os resultados são apresentados e discutidos no Capítulo 4. O Capítulo 5 encerra a análise com as conclusões.

1.2 Motivação

Sistemas de transmissão de energia sem fio podem ser utilizados em várias aplicações em que o uso de cabos para energizar dispositivos remotos não são adequados ou mesmo tornam o processo inviável. Por exemplo, em aplicações biomédicas de monitoramento da saúde, pode haver a transferência de energia sem a necessidade de implante de baterias, ou então

com a recarga das mesmas implantadas. No entanto, a transferência de energia sem fios é altamente dependente de uma sintonia entre as bobinas transmissora e receptora. O deslocamento relativo entre as bobinas transmissora e receptora altera o fator de acoplamento e a indutância mútua entre ambas, deslocando também o sistema do ponto de sintonia, tornando-o ineficiente. Se as bobinas não operam sintonizadas os níveis de potência transferida para a carga podem ser reduzidos drasticamente comprometendo o rendimento do sistema e inviabilizando a aplicação.

1.3 Objetivo

O objetivo do trabalho descrito neste documento é projetar e analisar um conjunto de bobinas transmissoras de um sistema WPT visando atender uma restrição de potência mínima em uma carga ligada na saída de três bobinas receptoras circulares com 5 mm de raio em quadratura simulando uma cápsula endoscópica de 11 x 11 x 26 mm, todas com um fator de qualidade Q igual a 200, posicionadas a uma distância de 30 cm da emissora para qualquer ângulo de rotação ao longo de um percurso de 20 cm na vertical.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Técnicas de Transmissão de Energia Sem Fio

A Transmissão de Energia Sem Fios ou *Wireless Power Transfer (WPT)* consiste em uma técnica que utiliza campos eletromagnéticos para transmitir energia utilizando o ar como meio.

Técnicas de transmissão por radiação eletromagnéticas são fundamentadas pela definição de campo distante (*far-field*), que possuem distâncias de transmissão muito maiores que o comprimento de onda do sinal transmitido. Já as técnicas de transmissão por indução magnética baseiam-se no campo próximo (*near-field*), onde a distância entre as antenas é menor.

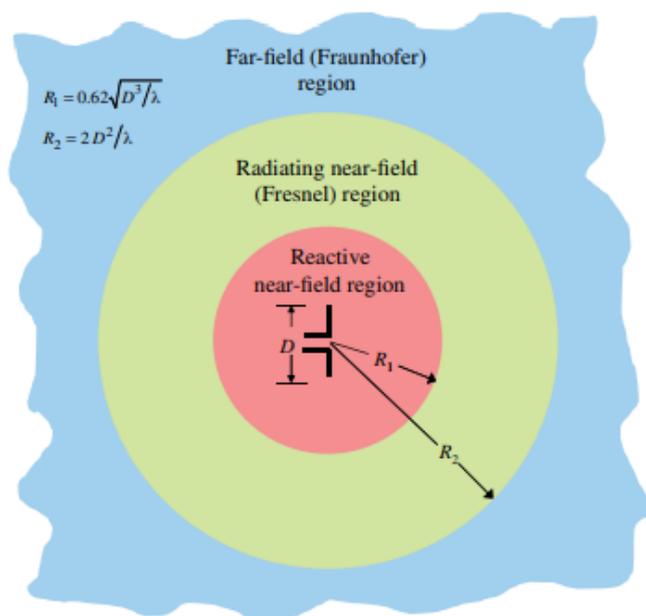
Estas tecnologias diferenciam-se entre si pelo alcance e potência de transmissão e embora possuam os mesmos princípios físicos, estão fundamentadas em diferentes aspectos relacionadas às equações que regem essa transmissão no meio.

2.2 Campo Próximo e Campo Distante

O espaço no entorno de uma antena pode ser dividido em duas regiões principais, de acordo com a distância entre a fonte de sinal e o ponto de observação. A região de campo próximo tem origem imediatamente na superfície da antena e é menor que um comprimento de onda. Nesta região a onda propagada carrega as características da fonte de sinal mas tem sua intensidade de campo elétrico e magnético reduzidas rapidamente em relação à distância, numa razão cúbica, resultando na quase extinção destes efeitos.

A região de campo distante é definida como a região a partir de dois comprimentos de onda de distância da antena e na qual há dominância das características do meio de propagação. Utilizando como referência uma distância radial $R = 1\lambda$ (1 comprimento de onda) é possível observar as fronteiras de campo próximo, campo distante e a região de transição,

Figura 1 – Fronteiras típicas das regiões de *near-field* (campo próximo) e *far-field* (campo distante), em quantidades de comprimento de onda, de fontes eletromagnéticas.



Fonte: BALANIS (2016).

conforme apresentado em UMENEI (2011) e ilustrado na Figura. 1.

A intensidade dos campos distantes elétrico \vec{E} e magnético \vec{H} diminui a uma razão inversa da distância, o que resulta na lei do inverso do quadrado para a potência irradiada pela radiação eletromagnética.

Na região de campo distante, os campos \vec{E} e \vec{H} se realimentam mutuamente no espaço, fazendo com que eles atuem de forma casada, ou seja, a existência de um campo elétrico se dá como consequência da presença de um campo magnético naquela região, e vice-versa, o que é a essência por trás do fenômeno de geração de ondas eletromagnéticas BALANIS (2016). No entanto, como apresentado em SHINOHARA (2014), os campos podem atuar de forma completamente independente, influenciados exclusivamente pelo que ocorre na fonte geradora, e não pela interação entre os campos no espaço.

As diferenças básicas entre as regiões de campo próximo e de campo distante podem ser apresentadas através da análise das equações que regem os campos eletromagnéticos produzidos por qualquer fonte eletromagnética, tais como antenas, bobinas e dipolos. Através de um problema ilustrado na Figura 2 é possível realizar o cálculo de campos resultantes de um dipolo magnético gerado por uma espira condutora.

Assumindo que a corrente é alternada e dada por $i(t) = I \cos(\omega t)$, ao aplicar as equações de Helmholtz os campos elétricos e magnéticos resultantes são CHENG (1989):

$$\vec{H}_R = -\frac{j\omega\mu_0 b^2}{2\eta_0} i(t) \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cos(\theta) \left[\left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^3 \right] e^{-\frac{j2\pi R}{\lambda}} \quad (1)$$

$$\vec{H}_\theta = -\frac{j\omega\mu_0 b^2}{2\eta_0} i(t) \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \sin(\theta) \left[\frac{\lambda}{j2\pi R} + \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^3 \right] e^{-\frac{j2\pi R}{\lambda}} \quad (2)$$

$$\vec{E} = \frac{j\omega\mu_0 b^2}{4} i(t) \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \sin(\theta) \left[\frac{\lambda}{j2\pi R} + \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^2 \right] e^{-\frac{j2\pi R}{\lambda}} \quad (3)$$

onde:

\vec{H}_R é a componente do campo magnético na direção a_R radial ao centro da espira;

\vec{H}_θ é a componente do campo magnético na direção a_θ ;

\vec{E} é o vetor campo elétrico;

λ é o comprimento de onda;

η_0 é a impedância intrínseca do vácuo dada por $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$;

μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo;

ϵ_0 é a permissividade elétrica do vácuo;

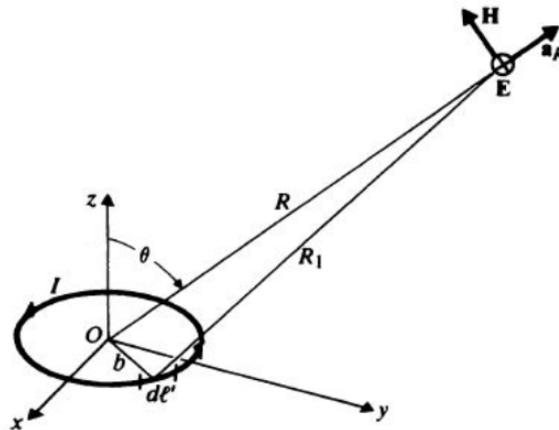
R é a distância entre o centro da antena, espira de corrente, e o ponto espacial considerado;

b é o raio da antena, espira de corrente;

ω é a frequência angular da corrente de excitação da antena I.

θ é o ângulo entre o vetor normal à superfície da antena e o eixo radial de R.

Figura 2: Um dipolo magnético, equivalente a uma espira de corrente



Fonte: UMENEI (2011).

As equações de campo distante, (2) e (3), descrevem os campos elétricos e magnéticos, gerados por uma antena com formato de espira de corrente, num ponto qualquer do espaço.

Entretanto, essas equações podem ser modificadas adotando regiões específicas do espaço dentro dos conceitos de campo próximo e de campo distante.

Para aplicações de campo próximo, na região próxima ao dipolo magnético, considerando que $R \ll \lambda$. Como $\lambda = \frac{c}{f}$, onde c é a velocidade da luz no vácuo, ao utilizar, por exemplo, uma frequência de $f = 100$ MHz, tem-se $\lambda = 3$ m, logo $\frac{R}{\lambda} \ll 1$. Assim têm-se que $e^{-\frac{j2\pi R}{\lambda}} \approx 1$ e $\frac{\lambda}{j2\pi R} \ll \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^2$. Ao aplicar essas simplificações nas equações (1), (2) e (3) é obtido:

$$\vec{H}_R = \frac{b^2}{2R^3} i(t) \cos \theta \quad (4)$$

$$\vec{H}_\theta = \frac{b^2}{4R^3} i(t) \sin \theta \quad (5)$$

$$\vec{E} = \frac{b^2 \mu_0 \omega}{4R^2} i(t) \sin \theta \quad (6)$$

Através das simplificações realizadas utilizando o conceito de campo próximo é possível verificar que para pontos ao longo do eixo perpendicular da espira de corrente da Figura 2, ou seja, onde $\theta = 0$, apenas o campo H_R está presente, resultando em $H_\theta = E_R = 0$. A equação (6) demonstra que a magnitude do campo elétrico gerado pela antena com formato de espira de corrente é proporcional à velocidade angular ω . Entretanto, o coeficiente μ_0 presente no numerador possui um valor na ordem de 10^{-7} , fazendo com que a magnitude do campo elétrico seja realmente pequena, e que E_R seja desprezível para frequências $\omega < 10^7$. Os campos próximos apesar de serem oscilantes no tempo, não oscilam em função da distância, ou seja, não existem efeitos propagativos típicos de ondas, logo os campos são meramente oscilatórios e não ondulatórios. Esse conceito permite concluir que para distâncias muito menores que 1λ em relação à antena emissora, fonte do campo eletromagnético, os efeitos irradiativos podem ser ignorados, e apenas os efeitos reativos indutivos estão presentes.

Em contra partida, nas aplicações de campo distante, em regiões distantes do dipolo magnético, tem-se que $R \gg \lambda$, simplificando as equações (1), (2) e (3):

$$\vec{H}_R \approx 0 \quad (7)$$

$$\vec{H}_\theta = -\frac{\mu_0 \omega^2 b^2}{4\eta_0 c R} I e^{-j\left(\frac{2\pi R}{\lambda} - \omega t\right)} \sin \theta \quad (8)$$

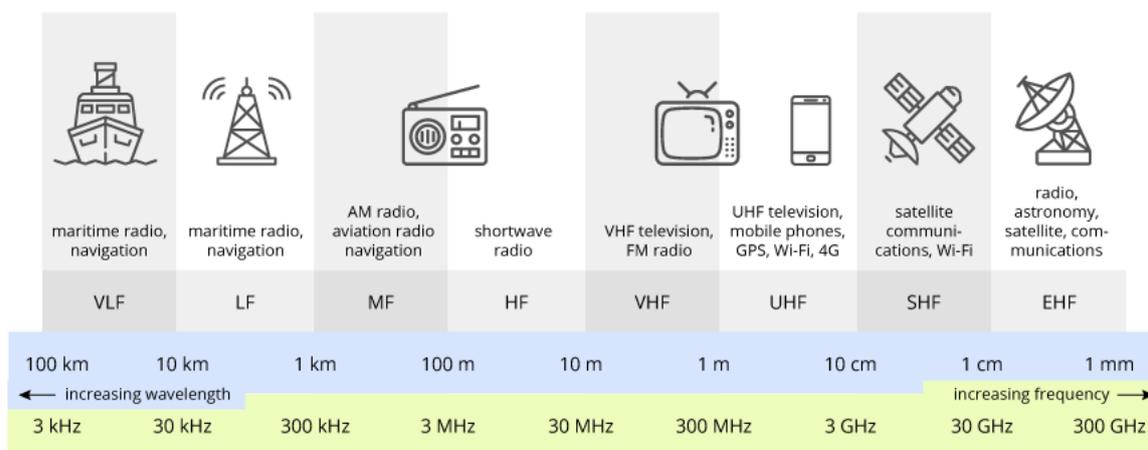
$$\vec{E}_R = \frac{\mu_0 \omega^2 b^2}{4c R} I e^{-j\left(\frac{2\pi R}{\lambda} - \omega t\right)} \sin \theta \quad (9)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo.

Através de (7), (8) e (9) é possível perceber que em aplicações de campos distantes, os campos magnéticos e elétricos oscilam tanto no domínio tempo, quanto no domínio espacial, atuando assim como ondas eletromagnéticas que se propagam no espaço.

Como $H_R \approx 0$, os campos são ortogonais entre si e ambos ortogonais à direção de propagação, logo são classificados como uma onda eletromagnética esféricas. Além disso, a magnitude dos campos é inversamente proporcional à distância, fazendo com que os campos distantes decaiam mais lentamente do que os campos próximos. A magnitude dos campos é proporcional ao quadrado da frequência de oscilação, sendo necessário operar em frequências elevadas para compensar o baixo valor imposto pelo termo constante referente as características do meio. Usualmente essas aplicações operam na banda de 3 kHz - 300 GHz, conforme apresentado na Figura 3.

Figura 3: Aplicações de Rádio Frequência por largura de banda



Fonte: BALANIS (2016)

2.3 Circuitos magneticamente acoplados

Circuitos magneticamente acoplados são aqueles cujo fluxo magnético produzido num circuito exerce influência no comportamento do outro, sem que haja conexão elétrica entre eles. Para explicar melhor esse fenômeno, este capítulo aborda as definições básicas de fluxo magnético, indutância e coeficiente de acoplamento magnético, conceitos importantes para o entendimento do trabalho proposto.

2.4 Fluxo Magnético

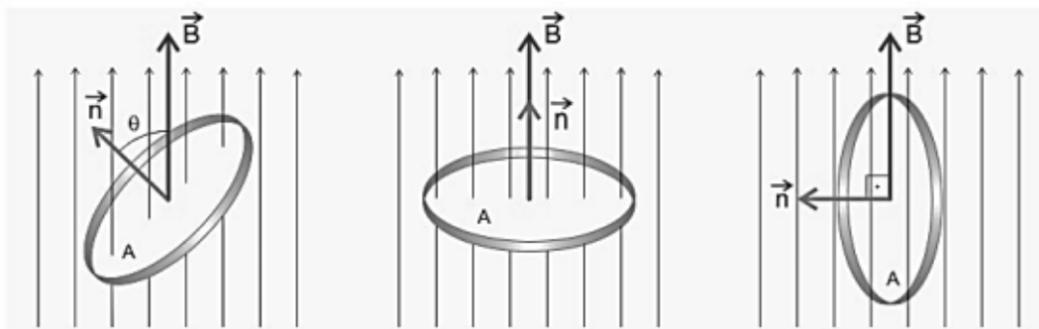
A interação entre uma partícula e um campo magnético é descrita em termos de um campo vetorial, onde cada ponto no espaço está associado a um vetor que determina que força uma carga móvel experimentaria naquele ponto. Uma vez que um campo vetorial é bastante difícil de visualizar, um modelo elementar pode descrever o fluxo magnético numa superfície como o número de linhas de campo que passam por aquela superfície numa mesma direção, isto é, o número que passa em uma direção menos o número que passa na direção oposta. Para um modelo mais detalhado, a analogia da linha de campo é abandonada e o fluxo magnético é definido apropriadamente como a integral de superfície da componente normal do campo magnético que passa por uma superfície. Se a densidade de campo magnético B for constante, o fluxo magnético que passa por uma superfície de área vetorial S é:

$$\phi_B = \mathbf{B} \cdot \mathbf{S} = BS \cos \theta \quad (10)$$

$$B = \mu H \quad (11)$$

onde, H é a intensidade de campo magnético, μ é a permeabilidade magnética do meio, B é a densidade do fluxo magnético tendo a unidade de Wb / m^2 (Tesla), S é a área da superfície e θ é o ângulo entre as linhas do campo magnético e o vetor normal à superfície S , conforme mostra a Figura 4.

Figura 4 – Fluxo Magnético através de uma superfície em função do ângulo de incidência do campo com o vetor normal à superfície



Fonte: SADIKU (2018)

Para um campo magnético variável, primeiro consideramos o fluxo magnético através de um elemento de área infinitesimal dS , onde podemos considerar o campo constante:

$$d\phi_B = \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (12)$$

Uma superfície genérica, S , pode então ser dividida em elementos infinitesimais e o fluxo magnético total através da superfície é calculado como a soma infinitesimal dos fluxos nas infinitas frações de superfície, ou seja, pela integral da densidade de campo magnético na superfície:

$$\phi_B = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (13)$$

2.4.1 Indutância Mutua – M

De acordo com GROVER (1946), a indutância mútua M é o resultado da ação de um fluxo magnético agindo sobre duas bobinas e é definido como a razão entre a tensão gerada V_1 em um circuito e a taxa de variação da corrente em outro circuito $\frac{dI_2}{dt}$.

$$M = \frac{V_1}{dI_2/dt} \quad (14)$$

Em SADIKU (2018), a tensão induzida numa bobina com N espiras, pode ser calculada por:

$$V = N \frac{d\phi}{dt} \quad (15)$$

Supondo que, para produzir um fluxo ϕ variável com o tempo, seja usada uma corrente I variável com o tempo. E, seguindo a regra da cadeia, obtemos:

$$V = N \frac{d\phi}{di} \frac{dI}{dt} \quad (16)$$

Sendo, então, a indutância L definida por:

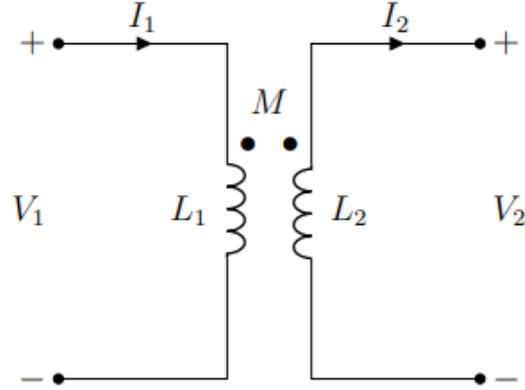
$$L = N \frac{d\phi}{dI} \quad (17)$$

L é denominado de auto-indutância ou indutância própria, uma vez que o fluxo ϕ gerado pela corrente I diz respeito apenas à própria bobina geradora.

Considerando o circuito da Figura 5, com bobinas 1 e 2, contendo respectivamente N_1 e N_2 espiras. O fluxo numa bobina é composto por duas componentes, a primeira componente é originada pela corrente que circula na bobina devido a fonte à qual ela está conectada, e a outra componente, devido a tensão induzida pela corrente que circula na outra bobina.

O fluxo ϕ_{jk} , por exemplo, é o fluxo que passa através da bobina j devido à corrente que passa na bobina k . Deste modo o fluxo na bobina 1 possui duas componentes, como ilustra a Figura 6, ϕ_{11} (fluxo que passa através da bobina 1 devido à corrente que circula na bobina 1) e ϕ_{12} (fluxo que passa através da bobina 1 devido à corrente que circula na bobina 2).

Figura 5: Circuito com duas bobinas magneticamente acopladas



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

$$\begin{aligned}\phi_1 &= \phi_{11} + \phi_{12} \\ \phi_2 &= \phi_{21} + \phi_{22}\end{aligned}\tag{18}$$

Por fim, a tensão induzida na bobina 1 V_1 e a tensão induzida na bobina 2 V_2 são calculadas por:

$$\begin{aligned}V_1 &= N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \\ V_2 &= N_2 \frac{d\phi_2}{dt}\end{aligned}\tag{19}$$

Assumindo que a corrente $I_2 = 0$, os fluxos ϕ_1 e ϕ_2 são produzidos somente pela corrente I_1 e a tensão induzida nas bobinas 1 e 2 passam a ser descritas como:

$$\begin{aligned}V_1 &= N_1 \frac{d\phi_1}{dI_1} \frac{dI_1}{dt} = L_1 \frac{dI_1}{dt} \\ V_2 &= N_2 \frac{d\phi_{21}}{dI_1} \frac{dI_1}{dt}\end{aligned}\tag{20}$$

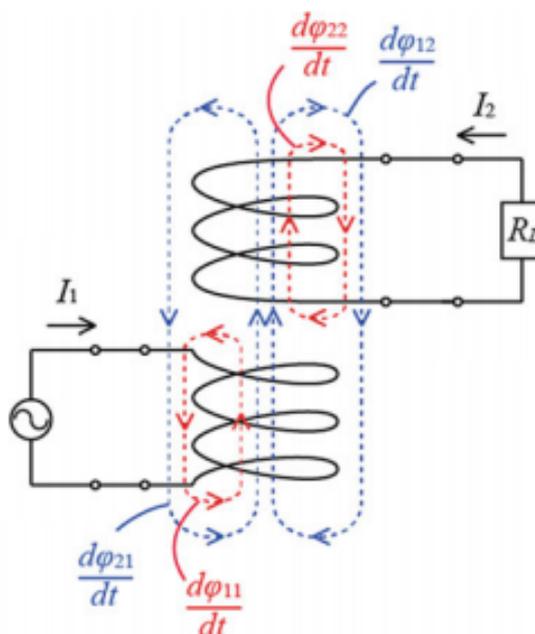
Enquanto a equação de V_1 depende de um termo, $N_1 \frac{d\phi_1}{dI_1}$, já apresentado como auto-indutância de acordo com a equação 4. A equação de V_2 depende de um termo denominado indutância mútua M .

$$M_{21} = M_{12} = M = N_2 \frac{d\phi_{21}}{dI_1}\tag{21}$$

onde, M_{21} é a indutância mutua do circuito secundário com o primário e M_{12} é a indutância mutua do circuito primário com o secundário.

Comprovado experimentalmente por Neumann GROVER (1946), a constante de indução mútua depende apenas da geometria das bobinas e da disposição física entre ela, assim como

Figura 6 – Circuito com duas bobinas magneticamente acopladas evidenciando as componentes de fluxo



Fonte: O autor (2021)

a permeabilidade magnética do meio em que estão inseridas. Sendo assim, a energia transmitida em um acoplamento indutivo é diretamente afetada pela indutância mútua, parâmetro este que pode ser determinado conforme BANSAL (2006):

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \oint \frac{d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2}{r} \quad (22)$$

Onde r representa a distância entre as bobinas, sendo $d\vec{l}_1$ e $d\vec{l}_2$ as variáveis vetoriais infinitesimais relacionadas as geometrias das bobinas.

Os autores em HUI; ZHONG; LEE (2014) demonstram que a potência transmitida aumenta em função da frequência de transmissão, além da indutância mútua entre as bobinas desde que o fator de qualidade das bobinas Q seja constante. MUR-MIRANDA et al. (2010) demonstram que a eficiência energética da transmissão e potência transferida são proporcionais ao quadrado do coeficiente de acoplamento, que também pode ser calculado através de (23), considerando o fator de qualidade das bobinas Q constante. Onde k é uma constante chamada de coeficiente de acoplamento.

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (23)$$

2.4.2 Coeficiente de acoplamento Magnético

O coeficiente de acoplamento k possui um valor restrito na faixa de 0 a 1, representando o grau de acoplamento entre as bobinas. Em transformadores com núcleo ferromagnético, a indutância de dispersão, que representa o fluxo gerado pelo primário e não concatenado pelo secundário, é muito menor do que a indutância mútua. Neste caso, é normal aproximar esse acoplamento de 1. Por outro lado, para o dispositivo estudado neste trabalho, primeiramente analisado como um transformador com núcleo de ar, ocorre o oposto, a indutância de dispersão é dominante e o acoplamento magnético pode ser muitas vezes menor.

O coeficiente de acoplamento magnético k pode ser medido experimentalmente conforme proposto por MUR-MIRANDA et al. (2010):

$$k = \frac{V_2}{V_1} \sqrt{\frac{R_1^2 + (\omega L_1)^2}{\omega^2 L_1 L_2}} \quad (24)$$

onde V_1 é a tensão na bobina transmissora, V_2 é a tensão induzida na bobina receptora, ω a velocidade angular do sinal de excitação do sistema, R_1 a resistência intrínseca da bobina transmissora, e L_1 e L_2 as indutâncias das bobinas transmissora e receptora, respectivamente.

Considerando $\omega L_1 \gg R_1$, então (24) se tornará (25).

$$k \cong \frac{V_2}{V_1} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (25)$$

Uma vez que a eficiência de transmissão diminui rapidamente com o aumento da distância, o método do acoplamento indutivo para transmissão de energia sem fio fica restrito a aplicações de curta distância. Em MUR-MIRANDA et al. (2010) é demonstrado que o acoplamento indutivo entre bobinas sem núcleo ferro-magnético, ou seja, utilizando o ar como meio de separação, é consideravelmente baixo, possuindo valor máximo de $k = 0,4$ em distâncias muito curtas, menores que 5 cm, e bobinas alinhadas.

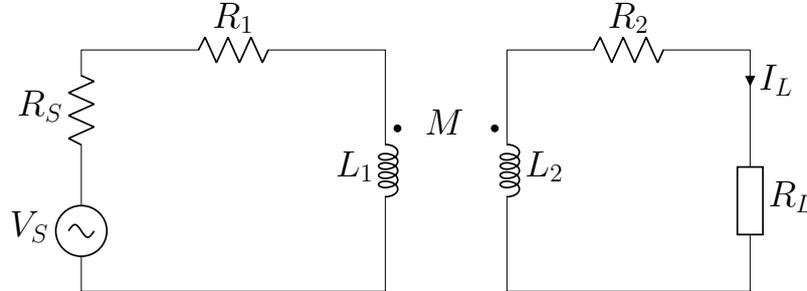
2.5 Modelo elétrico do acoplamento indutivo

O comportamento de um conjunto de bobinas magneticamente acopladas pode ser descrito com base em elementos elétricos conforme mostrado na Figura 7, onde o primário é chamado de circuito transmissor e o secundário de circuito receptor.

O circuito transmissor e receptor são rerepresentados por uma associação série, sendo L_1 e R_1 a indutância própria e a resistência intrínseca da bobina transmissora, L_2 e R_2 a indutância própria e a resistência intrínseca da bobina receptora. V_S é a tensão elétrica da

fonte de excitação, R_L é uma carga conectada ao secundário e M representa a indutância mútua entre as bobinas.

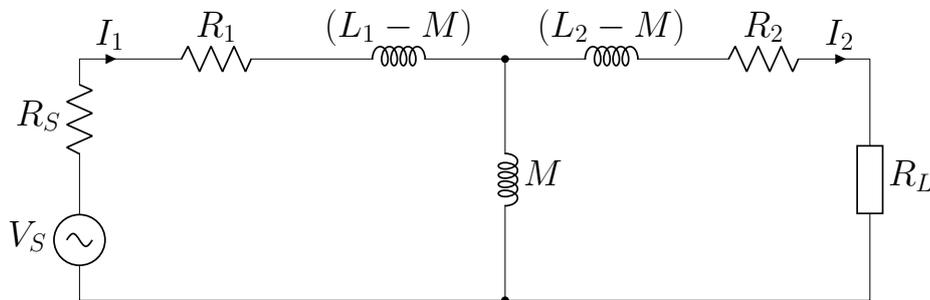
Figura 7 – Circuitos equivalentes primário e secundário de um sistema de acoplamento indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O circuito da Figura 8 é uma forma equivalente de representar o modelo elétrico do acoplamento indutivo. Definido como *equivalente T* SADIKU (2018), neste formato, o efeito da indutância mútua é incluído nos valores das indutâncias próprias da bobina transmissora e receptora, e assim torna-se possível equacionar o circuitos pelas Leis de Kirchhoff.

Figura 8: Modelo T equivalente para o acoplamento indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões, método da análise de malhas, ao circuito da Figura 8, considerando as condições iniciais nulas e regime permanente senoidal e equacionando para as variáveis I_1 e I_2 , obtêm-se o seguinte conjunto de equações lineares:

$$\begin{cases} (R_S + R_1 + j\omega L_1) \cdot I_1 - j\omega M \cdot I_2 = V_S \\ j\omega M \cdot I_1 - (R_2 + R_L + j\omega L_2) \cdot I_2 = 0 \end{cases} \quad (26)$$

A tensão na carga é então calculada por:

$$V_L = \frac{j\omega M \cdot V_S \cdot R_L}{\omega^2(M^2 - L_1 L_2) + j\omega[L_1(R_2 + R_L) + R_1 L_2] + R_1(R_2 + R_L)} \quad (27)$$

A potência eficaz entregue a carga R_L é calculada pela expressão:

$$P_L = \frac{|V_L|^2}{2 \cdot R_L} \quad (28)$$

onde V_L é o valor de pico da tensão na carga. Definindo valores construtivos para um dado acoplamento indutivo, é possível analisar os efeitos na potência entregue a carga P_L , causados pela variação da frequência de excitação $f = \frac{\omega}{2\pi}$.

2.6 Acoplamento Indutivo Ressonante

As aplicações de acoplamento indutivo para transferência de energia sem fio (Wireless Power Transfer - WPT) são bastante diversas e podem ser basicamente divididas em dois grandes grupos: aplicações para transferência dinâmica, onde há movimento entre a bobina transmissora e a receptora, e aplicações para transferência estática.

No primeiro caso, normalmente, a energia é transferida de uma fonte de alimentação fixada para uma carga que se desloca espacialmente em relação a bobina transmissora. Já no segundo caso, o sistema de transmissão de energia é estático, ou seja, as bobinas transmissoras e receptoras estão mecanicamente fixadas a uma dada condição de operação (ou a abordagem considera uma condição quase estática).

Para o desenvolvimento das metodologias de WPT, em HUI; ZHONG; LEE (2014), os autores definem a necessidade de dois princípios básicos: o uso de acoplamento indutivo e as técnicas de ressonância para transmissor e receptor. Esses dois princípios são de fato a base da metodologia de acoplamento indutivo ressonante, o qual consiste em compensar as reatâncias indutivas das bobinas emissora e receptora por meio de capacitâncias em uma determinada frequência de trabalho. Dessa forma, pode-se fornecer uma potência maior à carga e/ou garantir uma maior eficiência energética no sistema.

O método do acoplamento indutivo ressonante é um caso especial de manifestação do fenômeno da indução, onde há a adição de reatâncias capacitivas para contrabalancear os efeitos das reatâncias indutivas das bobinas. Os autores em HUI; ZHONG; LEE (2014); AZAMBUJA et al. (2014) demonstram ainda que a rede capacitiva é de extrema importância para o desenvolvimento de um sistema WPT, uma vez que a potência entregue à carga é fortemente dependente das condições de ressonância do acoplamento indutivo.

A rede de compensação é composta por capacitores que buscam sintonizar o circuito. Essa é uma característica importante do WPT, pois os capacitores escolhidos poderão maximizar a potência ou a eficiência do acoplamento indutivo, definido como η , ou uma possível combinação de ambos. Dentre as diversas redes capacitivas propostas na literatura, a rede

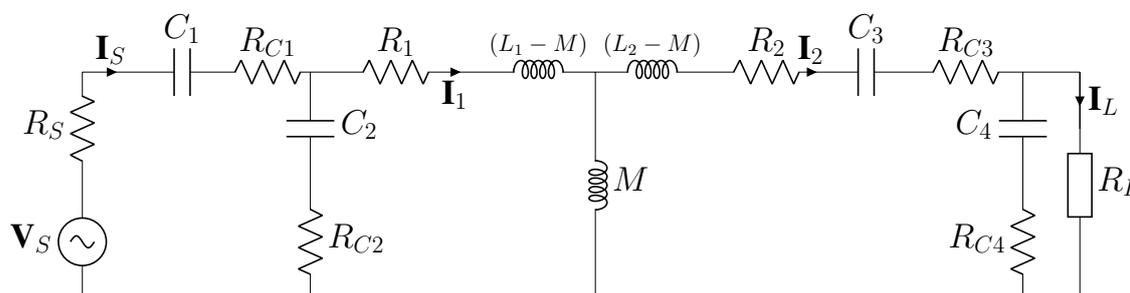
com quatro capacitores $4C$ é uma das mais interessantes, também conhecida como rede mista por incluir uma capacitância série e outro em paralelo com as bobinas transmissora e receptora. Ela tem interesse peculiar porque oferece grande flexibilidade de compensação justamente por oferecer quatro parâmetros de rede, passíveis de ajustes.

2.7 A Rede Capacitiva $4C$

A rede de capacitores $4C$ é constituída por quatro capacitores de compensação: dois no circuito da bobina transmissora e dois no circuito da bobina receptora. Esta topologia pode ser série paralelo ou paralelo série, geralmente devido à complexidade da análise teórica dos parâmetros elétricos deste circuito, o mesmo é avaliado e projetado numericamente. Em AZAMBUJA et al. (2014) é apresentada uma análise comparativa entre as diferentes topologias de redes de dois a quatro capacitores de compensação. O método de compensação utilizando quatro capacitores apresenta melhores resultados já que permite que todas as reatâncias indutivas do acoplamento possam ser compensadas, oferecendo maior margem na otimização do casamento de impedância das bobinas com a carga.

O circuito adotado na Figura 9 é a topologia adotada neste trabalho. Ela oferece quatro capacitores que em uma determinada frequência de operação da fonte V_S minimizam (ou cancelam) a reatância indutiva gerada nas bobinas do acoplamento indutivo.

Figura 9 – Modelo T equivalente para o acoplamento indutivo considerando a rede de compensação à quatro capacitores



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Em MURLIKY et al. (2020), um sistema de WPT é apresentado utilizando quatro capacitores de compensação: sendo dois no lado primário e dois no secundário. Nessa topologia é possível equacionar as seguintes relações para as correntes do circuito da Figura 9:

$$\begin{cases} (R_S + \mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2})\mathbf{I}_S - \mathbf{Z}_{C2}\mathbf{I}_1 = \mathbf{V}_S \\ -\mathbf{Z}_{C2}\mathbf{I}_S + (\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_1)\mathbf{I}_1 - \mathbf{X}_M\mathbf{I}_2 = 0 \\ -\mathbf{X}_M\mathbf{I}_1 + (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4})\mathbf{I}_2 - \mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_L = 0 \\ -\mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_2 + (\mathbf{Z}_{C4} + R_L)\mathbf{I}_L = 0 \end{cases} \quad (29)$$

Onde $\mathbf{Z}_{C1} = R_{C1} - j/\omega C_1$; $\mathbf{Z}_{C2} = R_{C2} - j/\omega C_2$; $\mathbf{Z}_{C3} = R_{C3} - j/\omega C_3$; $\mathbf{Z}_{C4} = R_{C4} - j/\omega C_4$; $\mathbf{Z}_{L1} = R_1 + j\omega L_1$; $\mathbf{Z}_{L2} = R_2 + j\omega L_2$; $\mathbf{X}_M = j\omega M$.

Através do sistema apresentado em (29) é possível obter a seguinte equação para a corrente na carga:

$$I_S = \frac{V_S(Z_{C4}(A_1 + A_3) + R_L A_8)}{Z_{C4}(A_6 + Z_{C1}(A_1 + A_3 - X_{M12}^2)) + R_L(A_7 + Z_{C1}A_8)} \quad (30)$$

onde,

$$A_1 = Z_{C3}Z_{L1} + Z_{L1}Z_{L2} - X_{M12}^2$$

$$A_2 = Z_{C3}Z_{L1} + Z_{C4}Z_{L1} - X_{M12}^2$$

$$A_3 = Z_{C2}(Z_{C3} + Z_{L2})$$

$$A_4 = Z_{C2}(Z_{C3} + Z_{C4} + Z_{L2})$$

$$A_5 = Z_{L1}Z_{L2}$$

$$A_6 = Z_{C2}(A_1 - X_{M12}^2) + R_S(A_1 + A_3 - X_{M12}^2)$$

$$A_7 = Z_{C2}(A_2 + A_5 - X_{M12}^2) + R_S(A_2 + A_5 + A_4)$$

$$A_8 = A_2 + A_5 + A_4$$

A corrente de entrada do acoplamento indutivo \mathbf{I}_S também é importante para realizar a análise do sistema WPT. Em WANG; STIELAU; COVIC (2005); PORTO et al. (2017) é mostrado que o valor da fase pode indicar a máxima potência entregue a carga. \mathbf{I}_S pode ser expresso por:

Por meio das equações de malha do circuito (29) é possível determinar a relação da corrente na carga I_L com a corrente da fonte de tensão I_S :

$$I_L = \frac{(I_S(R_S + Z_{C1} + Z_{C2}) - V_S) Z_{C4} X_M}{Z_{C2}(R_L(Z_{C3} + Z_{C4} + Z_{L2}) + Z_{C4}(Z_{C3} + Z_{L2}))} \quad (31)$$

Por meio das correntes \mathbf{I}_L e \mathbf{I}_S , a potência transferida para a carga (P_o) e a eficiência da transmissão sem fio (WPE - *Wireless Power Efficiency*) pode ser calculada, respectivamente, por:

$$P_o = \frac{1}{2} |\mathbf{I}_L|^2 R_L \quad (32)$$

$$\eta = \frac{P_o}{\frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_S \mathbf{I}_S^*\}} \quad (33)$$

Onde V_S é a amplitude da tensão da fonte de entrada e \mathbf{I}_S^* é o complexo conjugado da corrente da fonte.

Embora seja possível obter a solução analítica deste sistema, não é trivial a determinação dos valores dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 que otimizam a potência na carga P_L ou a eficiência η . No trabalho de AZAMBUJA et al. (2014) é apresentado um método numérico para computar a rede capacitiva pela otimização das funções objetivo P_L ou η , utilizando de uma busca aleatória nos valores discretos da série E24 para os capacitores $C_1 - C_4$.

2.8 Fator de Qualidade

Assim como o coeficiente de acoplamento k , o fator de qualidade Q , impacta na eficiência e na potência entregue em um acoplamento indutivo. Por conta disso, grande parte dos estudos de projeto de sistemas WPT focam em otimizar estes dois fatores por meio da manipulação das variáveis construtivas das bobinas emissora e receptora.

O fator de qualidade Q de uma bobina, operando na frequência de ressonância, pode ser calculado por (34), conforme apresentado em JAIMES; CABRERA; SOUSA (2018).

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (34)$$

Onde ω_0 é a frequência de ressonância da bobina, L é a indutância própria da bobina e R é a resistência intrínseca da bobina.

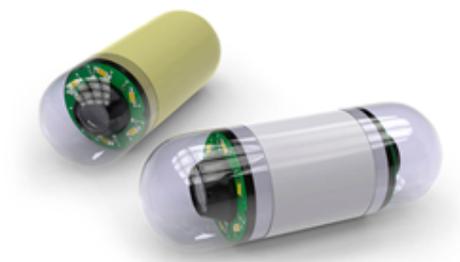
2.9 A Aplicação Endoscópica

Endoscopia é um exame do trato digestivo que utiliza, normalmente, uma microcâmera acoplada a um tubo cirúrgico para navegação e obtenção de imagens do trato digestivo. Entretanto este é uma exame desconfortável, onde podem ocorrer alguns efeitos negativos como perfuração da parede intestinal e infecções MYLONAKI; FRITSCHER-RAVENS; SWAIN (2003). Consequentemente, para evitar as desvantagens deste tipo de exame, ID-DAN; GLUKHOVSKY; SWAIN (2000) propõe um Cápsula Endoscópica (*Wireless Capsule Endoscopy* - WCE), para diagnóstico do trato gastrointestinal sem a necessidade de qualquer

sedação HARA et al. (2005). A WCE é um dispositivo do tamanho de um comprimido capaz de capturar imagens enquanto se movimenta por dentro do corpo do paciente. Equipada com uma micro-bateria, um conjunto de câmeras e um transmissor de rádio frequência para transmitir as imagens capturadas para um receptor externo disposto fora do corpo do paciente, desenvolvida no ano de 2001 por Given Image Ltd, a M2A é engolida pelo paciente e imediatamente começa a captura de imagens enquanto se movimenta pelo trato digestivo deslocando-se através de movimentos peristálticos até alcançar o intestino. No percurso as imagens capturadas são enviadas, através do transmissor de sinal de RF, para um conjunto de antenas conectado no corpo do paciente.

Dentro do corpo do paciente, a triangulação da posição da cápsula é monitorada por uma matriz de sensores de modo que a trajetória da cápsula pode ser apresentada posteriormente em um monitor. No entanto, este equipamento sofre com o consumo de energia relativamente alto das câmeras e dos componentes de rádio frequência e a falta espaço para ampliação da bateria. Essas limitações justificam a necessidade de se estudar a viabilidade de implementar as técnicas de transmissão de energia sem-fio, substituindo a bateria interna por um conjunto de bobinas receptoras, aumentando assim a quantidade de energia disponível para a cápsula.

Figura 10: Modelo de Cápsula Endoscópica



Fonte: Adaptado de SUN et al. (2012)

3 METODOLOGIA

O projeto do acoplamento indutivo tem início na modelagem das bobinas transmissora e receptora. A literatura aborda inúmeros modelos e geometrias de bobinas, com suas vantagens e desvantagens referentes as aplicações às quais estão inseridas. Para cada aplicação surge uma série de variáveis limitantes para a construção das bobinas, tais com área disponível, peso máximo, potência nominal requerida, coeficiente de acoplamento, e etc. Para o caso específico de um sistema de transmissão para uma cápsula endoscópica são elencados os requisitos básicos:

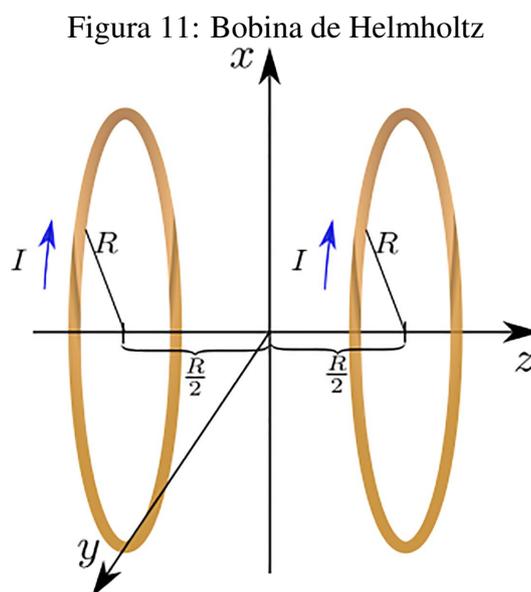
- Atender aos limites de dimensões na bobina transmissora
- Atender aos limites de dimensões na bobina receptora
- Fornecer a potência mínima necessária à carga

Neste capítulo, serão apresentadas as estruturas de bobinas transmissora e receptora, assim como os circuitos que devem ser adicionados ao sistema para que o mesmo atenda aos requisitos básicos e requisitos específicos que surgem à medida que a proposta de solução evolui. Uma modelagem com 3 bobinas receptoras, e ortogonais entre si, é apresentada como solução ao problema de rotação, assim como o circuito que possibilita a combinação da energia recebida por elas. O valor mínimo de tensão na bobina receptora, necessário para o funcionamento dos elementos semicondutores, é identificado e os requisitos de projeto, para que todas as condições sejam atendidas, são propostos.

3.1 Bobina de Helmholtz – Solução na Transmissora

A modelagem da bobina transmissora tem por objetivo obter uma estrutura capaz de produzir um campo magnético, tão uniforme quanto possível, no seu interior, e tem por limitação as dimensões da cintura de uma pessoa (aproximadamente 20 cm de raio). Para

cumprir com estes requisitos, a maioria dos estudos utiliza a estrutura conhecida como bobina de Helmholtz. Proposta por Ferdinand von Helmholtz, este par de bobinas circulares idênticas e concêntricas de raio R , separadas a uma distância d , igual ao raio, uma da outra e alimentadas pela mesma fonte de corrente no mesmo sentido conforme apresentado na Figura 11. Utilizando $d = R$, que é o que define a bobina de Helmholtz, minimiza-se a não uniformidade do campo no centro das bobinas.



Fonte: Adaptado de BALANIS (2016)

De acordo com a lei de Biot-Savart, o campo magnético de um conjunto de espiras pode ser calculado tomando a soma vetorial dos campos magnéticos individuais. Tendo que o campo magnético, sobre o eixo Z, de uma espira de corrente pode ser calculado por:

$$\vec{B}(z) = \frac{\mu_0 N I R^2}{2(R^2 + (z - h)^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (35)$$

onde:

μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo

N é o número de espiras

I é a intensidade de corrente elétrica

R é o raio da espira de corrente

z é a distância entre o centro da espira de corrente e o ponto espacial considerado

h é a altura em que a espira se encontra no eixo z

Utilizando o princípio de superposição de efeitos, o campo magnético do conjunto de duas bobinas, equidistantes da origem, é então calculado por:

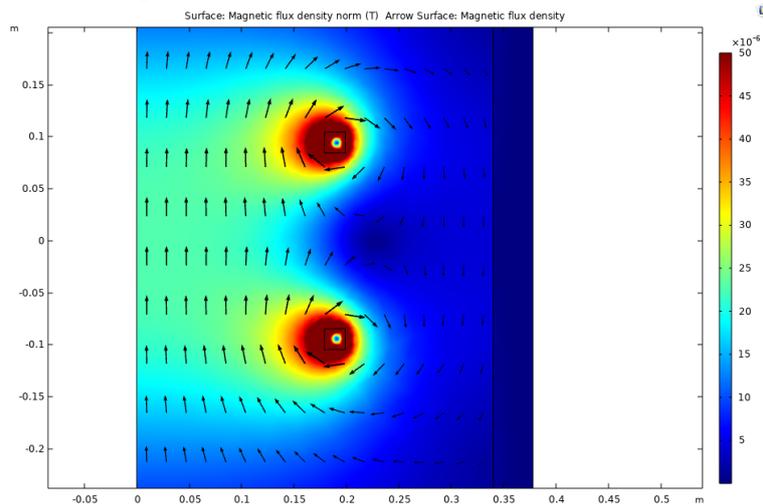
$$\vec{B}(z) = \frac{\mu_0 N I R^2}{2} \left\{ [R^2 + (z + h)^2]^{-\frac{3}{2}} + [R^2 + (z - h)^2]^{-\frac{3}{2}} \right\} \quad (36)$$

Substituindo a condição de Helmholtz, $h = R/2$, tem-se que o campo magnético sobre o eixo Z é dado por:

$$\vec{B}(z) = \frac{\mu_0 N I R^2}{2} \left\{ \left[R^2 + \left(z + \frac{R}{2} \right)^2 \right]^{-\frac{3}{2}} + \left[R^2 + \left(z - \frac{R}{2} \right)^2 \right]^{-\frac{3}{2}} \right\} \quad (37)$$

A Figura 12 ilustra as linhas de campo no interior da estrutura. Percebe-se que as linhas de campo apontam no sentido do eixo z e que quanto mais se aproxima do centro, mais paralelas e uniformes elas são. Partindo desta estrutura para o circuito transmissor, e utilizando um software de simulação por elementos finitos, determina-se o valor do fator de acoplamento entre transmissora e receptora, no ponto crítico do projeto.

Figura 12: Campo Vetorial \vec{B} no interior de uma Bobina de Helmholtz



Fonte: O autor (2021).

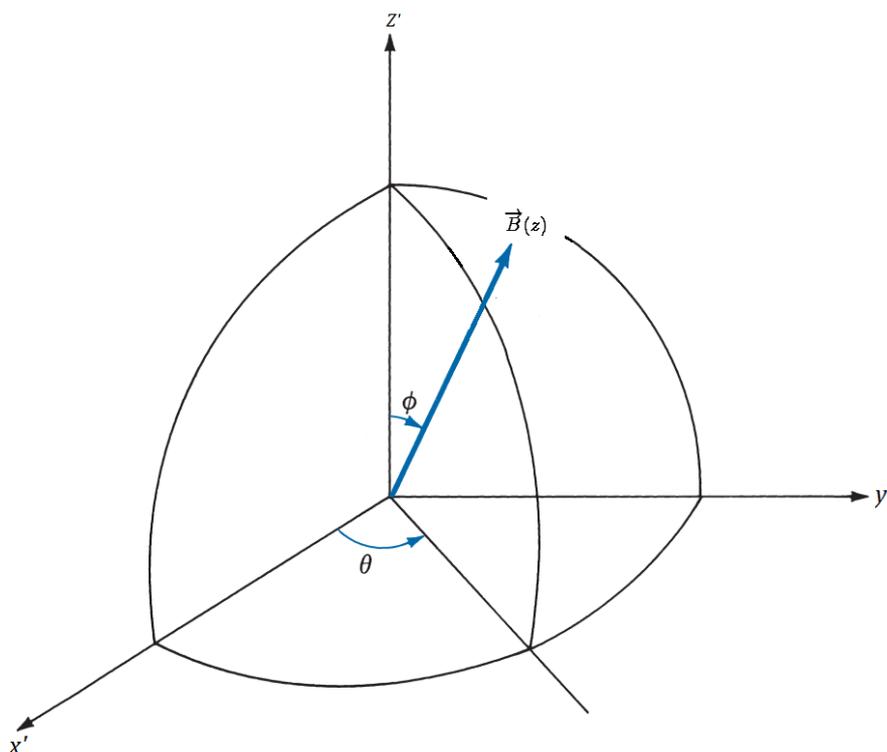
3.2 Projeto da bobina receptora

O projeto da bobina receptora parte da limitação dimensional na cápsula. De acordo com os valores padronizados de cápsulas engolíveis comerciais mundialmente, optou-se pelo padrão que possui dimensão 11×26 mm. Nesta etapa do projeto a informação de interesse é o valor do coeficiente de acoplamento magnético entre receptora e transmissora, quando esta encontra-se perfeitamente alinhada com a transmissora, e está na região de menor intensidade de campo. No sistema de coordenadas da Figura 11, estamos interessados no valor do coeficiente de acoplamento magnético para a bobina receptora posicionada sobre o eixo Z, definido como k_0 .

3.2.1 O problema da rotação

Devido à ausência de controle de deslocamento na cápsula durante a sua trajetória no trato gastro-intestinal, existe a possibilidade da mesma encontrar-se em situações onde a bobina receptora não concatena as linhas de campo. Quando o ângulo entre a superfície da bobina receptora e a superfície da bobina transmissora for igual a 90° a energia entregue à carga será nula. Nas aplicações onde o desalinhamento angular pode provocar uma zona-morta no sistema, faz-se necessário adicionar uma bobina receptora para cada grau de liberdade de movimento, neste caso, um conjunto de três bobinas receptoras ortogonais entre si (bobinas em quadratura), de modo que sempre que uma bobina receptora encontrar-se paralela as linhas de campo outra estará perpendicular, maximizando o fluxo concatenado.

Figura 13 – Eixo de coordenadas da cápsula X', Y', Z' e o vetor de orientação apontando na direção do campo $\vec{B}(z)$



Fonte: O autor (2021).

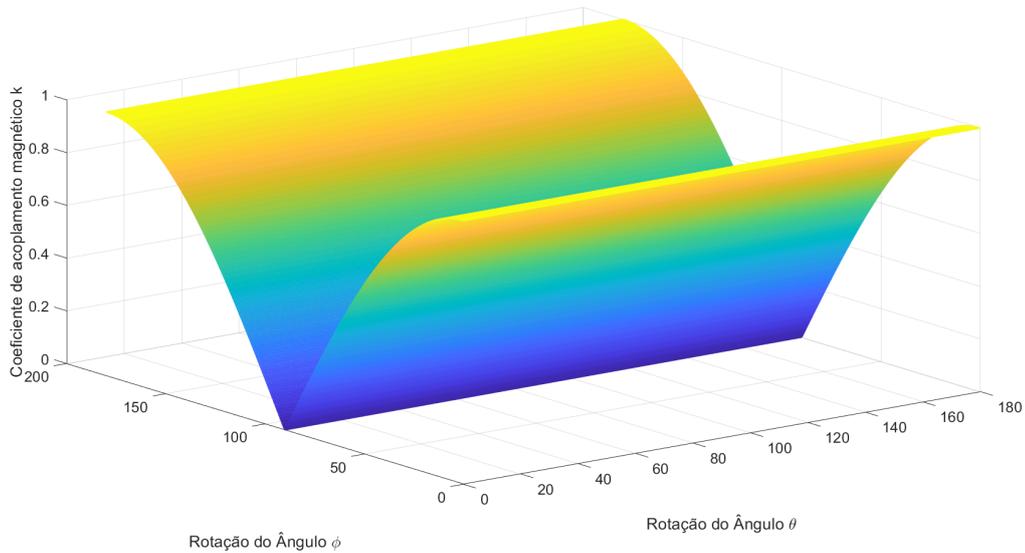
3.2.2 A estrutura ortogonal – Solução no Receptor

Para verificar a análise teórica proposta na seção anterior o circuito foi simulado para variações de θ e ϕ que representam os ângulos de orientação de um ponto em coordenadas esféricas.

Os três fatores de acoplamento escritos como k_1 , k_2 e k_3 são calculados como projeções de k_0 onde este é fator de acoplamento de uma bobina receptora perfeitamente alinhada com a transmissora, definido anteriormente.

O plano de coordenadas que define a orientação da cápsula é apresentado na Figura 13. Onde θ é o ângulo que o vetor orientação forma com o plano $X'Y'$, no plano da cápsula, e ϕ é o ângulo formado entre o eixo Z do plano de coordenadas externo, ao qual referenciasse as linhas de campo magnético, e o eixo Z' , do plano de coordenadas da cápsula.

Figura 14: Coeficiente de acoplamento magnético da bobina receptora 1



Fonte: O autor (2021).

A dependência do coeficiente de acoplamento magnético com a rotação pode ser calculada como uma projeção da superfície de cada bobina receptora, de acordo com a Figura 13:

$$\begin{aligned}
 k_1 &= k_0 |\cos \phi| \\
 k_2 &= k_0 |\cos \theta \cdot \sin \phi| \\
 k_3 &= k_0 |\sin \theta \cdot \sin \phi|
 \end{aligned}
 \tag{38}$$

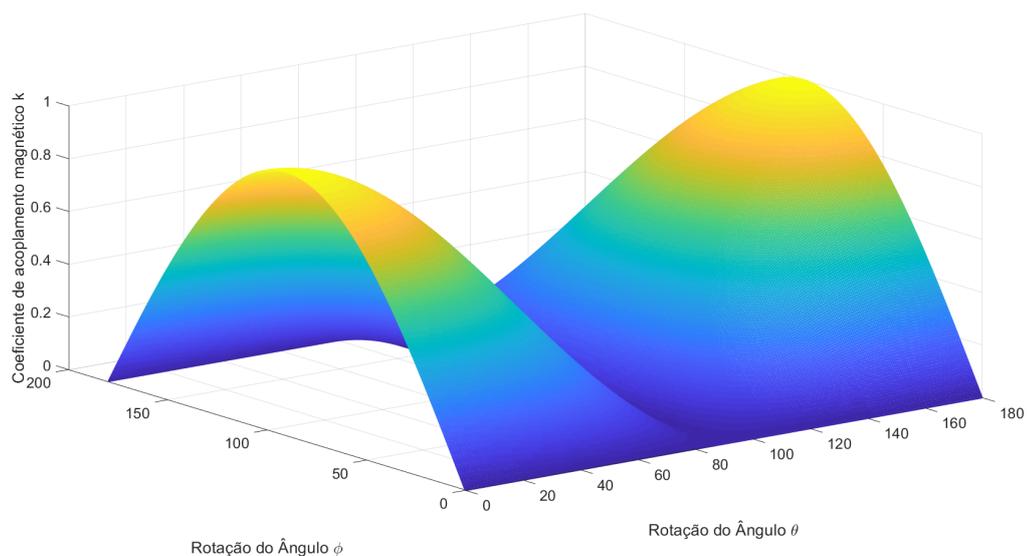
Definindo a configuração inicial para análise com os ângulos $\theta = 0^\circ$ e $\phi = 0^\circ$, temos que o vetor de orientação, substituído agora pela orientação do campo magnético, aponta na direção do eixo Z' , onde encontra-se posicionada a bobina 1. O coeficiente de acoplamento magnético dessa bobina varia com um cosseno em função do ângulo ϕ , sem variação para o ângulo θ . A Figura 14 apresenta o coeficiente de acoplamento magnético em função dos ângulos de rotação. Com máximos em:

- $\phi = 0^\circ$ e $\theta = \forall^\circ$
- $\phi = 180^\circ$ e $\theta = \forall^\circ$

e mínimos para:

- $\phi = 90^\circ$ e $\beta = \forall$;

Figura 15: Coeficiente de acoplamento magnético da bobina receptora 2



Fonte: O autor (2021).

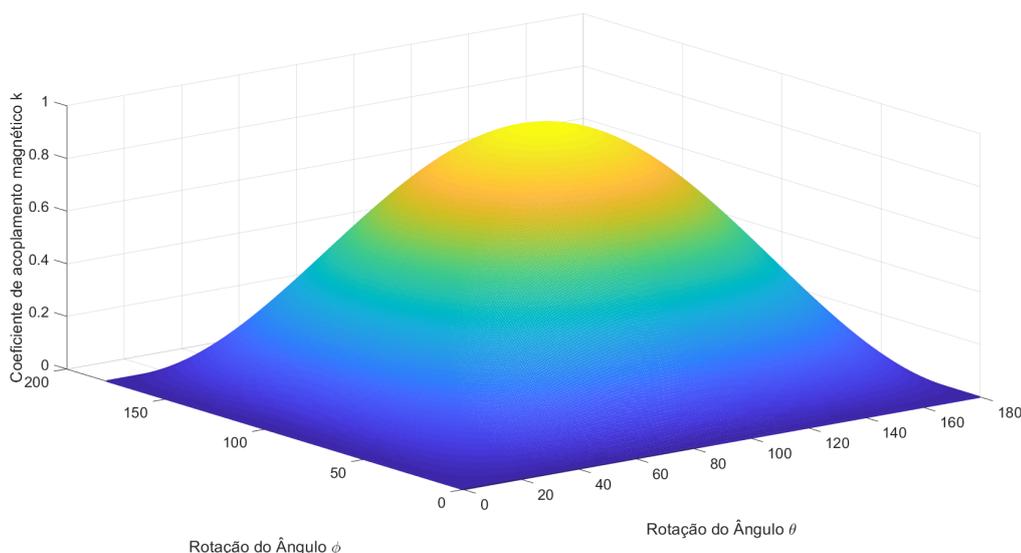
O vetor de orientação aponta para a bobina 2, definida como aquela sobre o eixo X' , quando o ângulo $\theta = 0$ e $\phi = 90^\circ$. Neste caso o coeficiente de acoplamento magnético dessa bobina se comporta como um seno para as variações do ângulo ϕ e como um cosseno para o ângulo θ . A Figura 15 apresenta a variação do coeficiente de acoplamento magnético da bobina 2, em função dos ângulos de orientação da cápsula. Nota-se que essa bobina apresenta o máximo coeficiente de acoplamento nos pontos:

- $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 0^\circ$;
- $\phi = 90^\circ$ e $\theta = 180^\circ$;

E mínimos para:

- $\phi = 0^\circ$ e $\theta = \forall$;
- $\phi = 180^\circ$ e $\theta = \forall$;

Figura 16: Coeficiente de acoplamento magnético da bobina receptora 3



Fonte: O autor (2021).

Por fim, para $\theta = 90^\circ$ e $\phi = 90^\circ$ o vetor de orientação aponta na direção do eixo Y' , onde situa-se a bobina 3. O coeficiente de acoplamento magnético para essa bobina é dado por um seno, tanto para as variações de ϕ quanto para as variações de θ . A Figura 16 apresenta a variação do coeficiente de acoplamento magnético da bobina receptora 3, em função do ângulo de rotação. Essa bobina entrega o máximo de energia à carga para os desalinhamentos:

- $\theta = 90^\circ$ e $\phi = 90^\circ$;

mas apresenta valor nulo para os casos onde a orientação é:

- $\theta = 0^\circ$ ou $\phi = 0^\circ$;

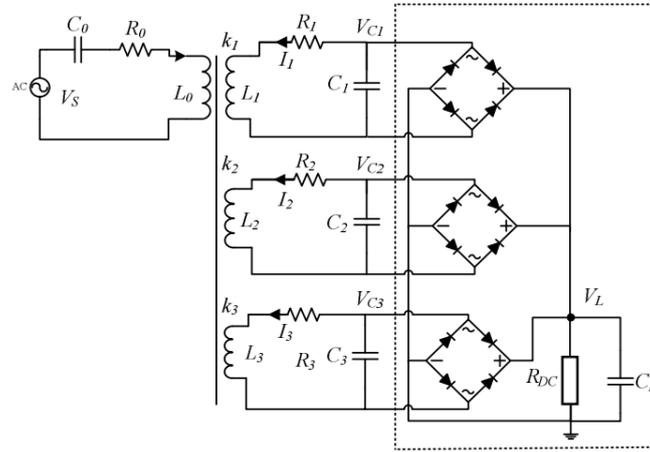
Tendo conhecimento da forma com que ocorre a variação do coeficiente de acoplamento em função dos ângulos de rotação é possível combinar as bobinas receptoras com o objetivo de anular a zona-morta que cada bobina apresenta individualmente. A combinação de energia das três bobinas é feita com conexões adequadas das mesmas por meio de uma topologia apropriada de retificador.

3.3 Tensão Mínima nas Bobinas Receptoras

Devido aos desalinhamentos angulares, provocados pela rotação da cápsula, a estrutura usual de uma única bobina receptora não é capaz de fornecer continuamente energia à cápsula. Para contornar este problema utiliza-se uma estratégia onde cada bobina receptora

alimenta uma ponte retificadora completa, e estes são conectados em paralelo. Observa-se que essa foi uma escolha de projeto feita nesse trabalho e que outras configurações também são possíveis.

Figura 17: Modelo do Acomplamento Indutivo Proposto



Fonte: O autor (2021).

A Figura 17 mostra a topologia do circuito retificador que combina as contribuições de três bobinas. As três saídas DC dos três retificadores são conectados em paralelo. Essa conexão resulta que a bobina com maior fator de acoplamento k , e portanto maior tensão na entrada do retificador V_{IN} , alimentará a carga. Onde V_{IN} é a tensão no secundário conforme apresentado na equação 25, e k é uma função dos ângulos de rotação como mostra a equação 38. Assim a tensão na carga passa a ser descrita como:

$$V_L = \max(V_1, V_2, V_3) \quad (39)$$

Entretanto é necessário verificar se o nível de tensão na bobina é suficiente para ultrapassar a barreira de potencial necessária para polarização do diodo semicondutor. Caso a maior tensão no conjunto de bobinas receptoras seja menor que o limiar de tensão necessário para que o retificador não entra em estado de condução, ou seja, para $V_{IN} < 2V_D$, a carga permanece em $0V$, implicando na seguinte equação para o requisito de tensão mínima:

$$V_{IN} - 2 \cdot V_D > V_{min} \quad (40)$$

Como a resistência da carga é considerada linear nesse projeto, é possível assumir uma tensão mínima na carga a fim de garantir uma potência mínima para o funcionamento do sistema. Dessa maneira, trabalhos na literatura LI et al. (2014) costumam utilizar potências

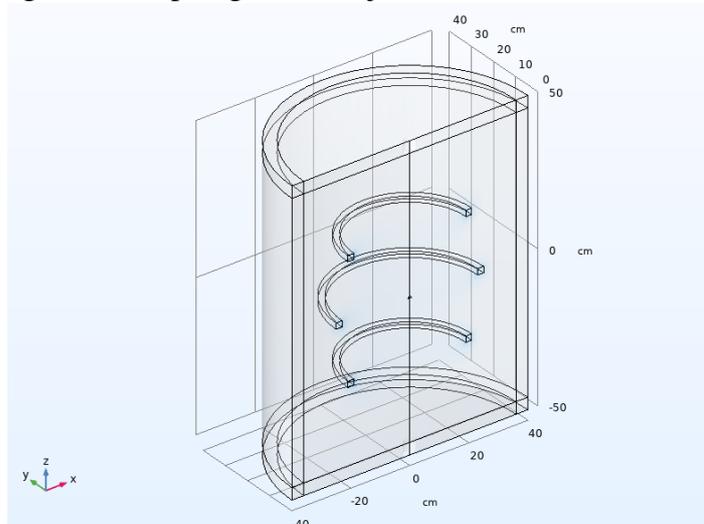
minimas de aplicação em torno de 100 mW o que corresponde a 2,17 volts para uma carga de 47Ω . E como a tensão na carga é a dada pela tensão de entrada do retificador menos a tensão de queda de dois diodos, a equação para o requisito de potência mínima do projeto é dado por:

$$\frac{(V_{IN} - 2 \cdot V_D)^2}{R_L} > P_{min} \quad (41)$$

4 RESULTADOS

Neste capítulo é apresentado um exemplo de projeto de acoplamento indutivo com compensação capacitiva, de acordo com a metodologia descrita no capítulo anterior, aplicada a uma cápsula endoscópica. Para tanto, utiliza-se, no primário, um conjunto de espiras circulares, posicionado no tronco do usuário, cujo diâmetro deve ser maior que 35 cm. No secundário é utilizado um conjunto de espiras circulares ortogonais com suas dimensões limitadas pelas dimensões da cápsula. A partir da simulação de elementos finitos das bobinas, são determinados os valores de indutância própria e indutância mútua e, coeficiente de acoplamento magnético. Para o cálculo da rede de compensação capacitiva é necessário definir previamente os valores de carga e frequência de operação, nesse projeto adota-se uma carga de 47Ω e a frequência 1 MHz.

Figura 18: Topologia do Conjunto de Bobinas Emissoras



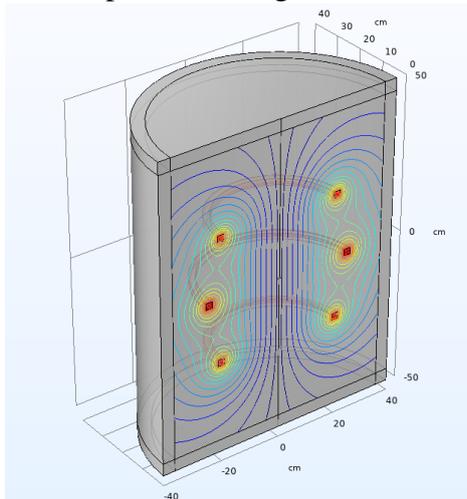
Fonte: O autor (2021)

4.1 Condição do Pior Caso

Para um sistema com bobinas secundárias ortogonais e apenas uma bobina primária, a posição onde ocorre o pior caso de acoplamento magnético é aquela, dentro do espaço de operação, onde o campo emitido é mais fraco. Essa observação simplifica a análise de rotação com deslocamento para uma análise de rotação em um ponto específico.

A bobina primária é construída a partir de três segmentos circulares associados em série, conforme ilustrado na Figura 18. O anel superior e inferior possuem um raio de 20 cm enquanto que o anel central possui um raio 20 % maior, de 24 cm. Estes anéis são separados por uma distância igual ao raio, 20 cm, similar à dois conjuntos de bobinas de Helmholtz, sobrepostos, com o objetivo de aumentar a região de campo uniforme. Na Figura 19 é possível notar que as linhas de potencial magnético são paralelas na região interior da bobina conforme proposto no capítulo 3.

Figura 19: Linhas de potencial Magnético no Interior da Bobina

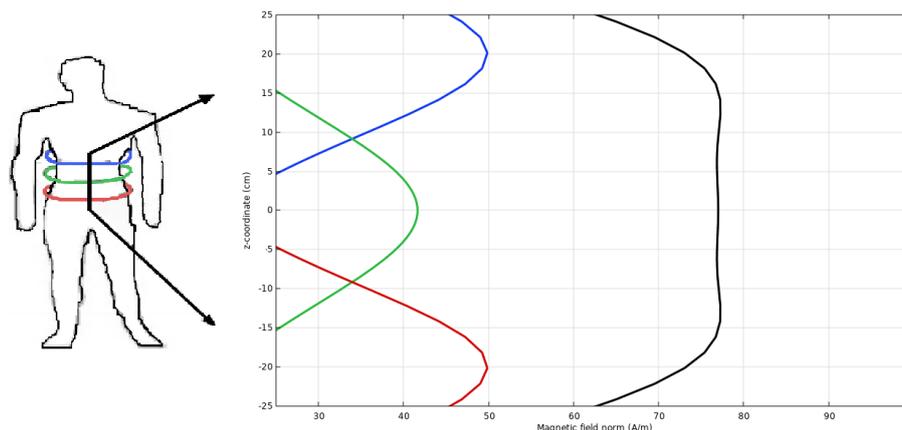


Fonte: O autor (2021)

A Figura 20 apresenta a intensidade de campo magnético, no centro da bobina, gerado por uma corrente de 1 A circulando em cada espiras individualmente e o campo resultante gerado quando uma corrente de 1 A circula pelas três espiras associadas em série. Fica claro assim que a associação em série deste conjunto, além de uniformizar a distribuição de campo magnético na região de interesse, contribui com o aumento da intensidade do campo magnético, contribuindo com o aumento do alcance deste sistema. Assim a estrutura de bobina transmissora proposta, onde cada anel possui 20 espiras e o conjunto é associado em série, possui uma indutância $L_0 = 1,26$ mH.

A análise do conjunto de bobinas receptoras parte do princípio de que as três bobinas

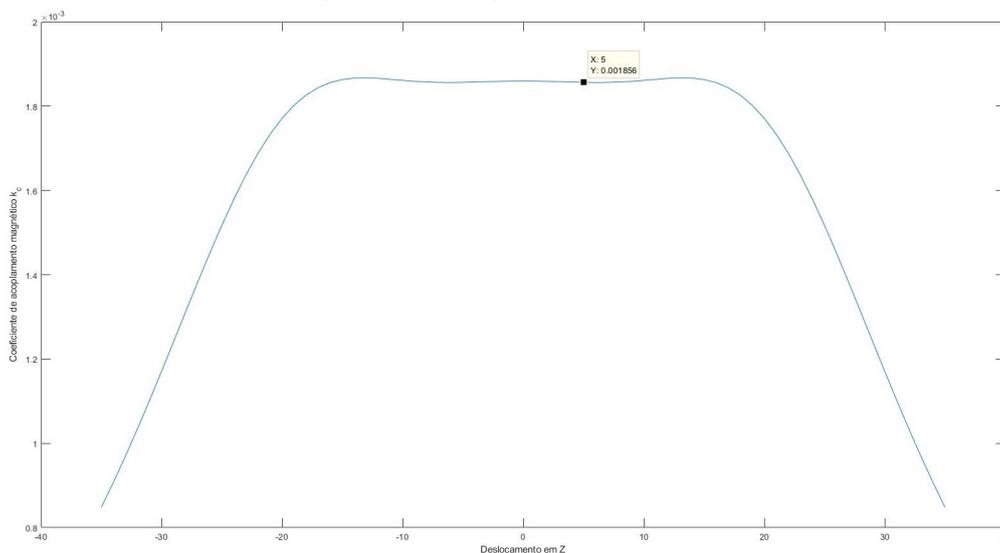
Figura 20: Intensidade de Campo Magnético Resultante no Centro da Bobina Transmissora



Fonte: O autor (2021)

receptoras, ortogonais, possuem construção idêntica. Sendo assim, a simulação por elementos finitos é realizada com apenas uma bobina receptora, a fim de determinar seus parâmetros. Utilizando um raio de 5 mm e 200 espiras, obteve-se o valor de indutância própria de $L_1 = L_2 = L_3 = 87,3 \mu\text{H}$. A indutância mútua entre a bobina transmissora, e a bobina receptora foi calculada como sendo $M_{01} = 0,61 \mu\text{H}$, a partir da equação 21 e seu valor foi utilizado para calcular a variação do coeficiente de acoplamento magnético, na linha de potencial magnético mais baixo, caracterizando o pior caso, ou seja, sobre o eixo Z.

Figura 21: Coeficiente de acoplamento magnético k em função do deslocamento no eixo Z



Fonte: O autor (2021)

Nota-se na Figura 21 que nessa estrutura de bobina emissora o coeficiente de acoplamento magnético é, praticamente, uniforme para as variações em Z (dentro da região de interesse), seguindo o comportamento das linhas de potencial magnético, demonstradas an-

teriormente. Toma-se então k_0 , definido coeficiente de acoplamento magnético no ponto crítico, como o mínimo valor de k na região de interesse, sobre o eixo Z:

$$k_0 = \min(k) = 0,00185 \quad (42)$$

De posse desse valor é possível avaliar os efeitos da rotação do conjunto de bobinas receptoras utilizando a equação (38).

4.2 Rotação

No capítulo 3 foi mostrado que o ângulo de rotação afeta de maneira diferente cada uma das três bobinas receptoras. Como a passagem por zero dessa bobinas ocorre em pontos diferentes, é possível combiná-las para anular as passagens por zero. Um circuito seletor baseado em nível de tensão é utilizado para isso. O circuito é projetado para operar com a bobina que apresenta o maior coeficiente de acoplamento, e esta seleção/chaveamento é feito automaticamente ao associar retificadores em paralelo. Assim, é possível definir um coeficiente de acoplamento magnético equivalente k_{Eq} :

$$k_{Eq} = \max(k_{01}, k_{02}, k_{03}) \quad (43)$$

Onde k_{01} representa o coeficiente de acoplamento magnético entre a bobina transmissora L_0 e a bobina receptora L_1 , k_{02} representa o coeficiente de acoplamento magnético entre a bobina transmissora L_0 e a bobina receptora L_2 e k_{03} representa o coeficiente de acoplamento magnético entre a bobina transmissora L_0 e a bobina receptora L_3 .

A Figura 22 apresenta o valor equivalente do coeficiente de acoplamento magnético com a associação aditiva dos efeitos das três bobinas receptoras. O menor valor de k na superfície equivalente pode ser definido:

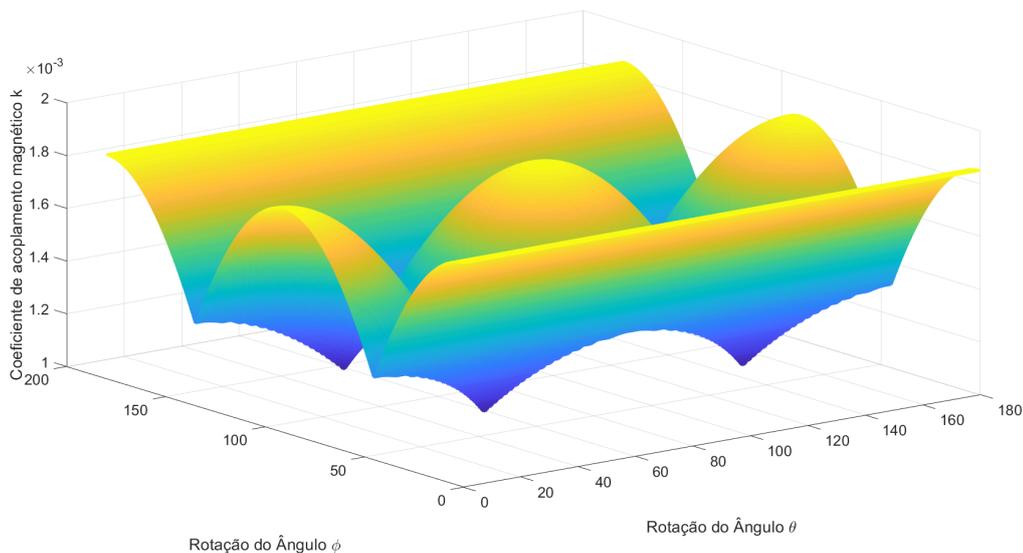
$$k_C = \min(k_{Eq}) \quad (44)$$

O mesmo pode ser determinado analiticamente da seguinte forma:

$$k_C = \min(k_{Eq}) = \frac{k_0}{\sqrt{3}} = 0,00107 \quad (45)$$

De posse destes parâmetros iniciais, um algoritmo de busca exaustiva pode ser utilizado para determinação dos capacitores de compensação que maximizam uma função objetivo, como a potência na carga ou a eficiência.

Figura 22 – Associação dos coeficientes de acoplamento magnéticos k das três bobinas receptoras em função dos ângulos de rotação da cápsula.



Fonte: O autor (2021).

4.3 Otimização 4C

A otimização da rede de compensação capacitiva é realizada com o objetivo de maximizar a tensão de entrada dos retificadores, visando garantir que a tensão de entrada seja superior a barreira potencial dos semicondutores. Para isso é utilizado um algoritmo de busca exaustiva varrendo uma faixa predeterminada de valores da série E24 para os quatro capacitores. O funcionamento básico do algoritmo proposto em AZAMBUJA et al. (2013), e utilizado neste trabalho, é apresentado a seguir:

1. Inicializar $best_{V_{rin}} = 0$
2. Gerar valores aleatórios para C_1 , C_2 , C_3 e C_4
3. Calcular V_{rin}
4. Testar se V_{rin} é melhor que $best_{V_{rin}}$. Se o teste resultar em verdadeiro, guardar os valores dos capacitores calculados e atualizar a variável $best_{V_{rin}} = 0$ com o valor de $V_{rin} = 0$
5. Repetir a partir do passo 2 até chegar no número máximo de iterações

Utilizando o algoritmo descrito, foram obtidos os seguintes valores de capacitores para compensar um acoplamento indutivo operando em 1 MHz com coeficiente de acoplamento $k = 0,00107$.

$$C_1 = 2 \text{ nF}$$

$$C_2 = 0,36 \text{ nF}$$

$$C_3 = 33 \text{ nF}$$

$$C_4 = 0,16 \text{ } \mu\text{F}$$

Com os melhores valores calculados para os capacitores por meio desse algoritmo é possível ainda fazer uma pequena busca exaustiva, numa pequena faixa de valores, variando o valor de um dos capacitores definidos e/ou o valor da frequência utilizada anteriormente, para tentar melhorar ainda mais os resultados, essa etapa é chamada de sintonia.

4.4 Seleção do Fator de Qualidade

O projeto até aqui levou em consideração que o fator de qualidade das bobinas, tanto transmissora quanto receptoras, fossem iguais a 200, apesar deste ser um valor possível de ser atingido na construção física de bobinas, faz sentido avaliar a influência que a variação deste parâmetro provoca na performance do sistema. A análise a seguir utiliza todos os valores de projeto até aqui definidos para calcular o nível de tensão na entrada dos retificadores a partir da equação (48).

Conforme apresentado em MURLIKY et al. (2020) a corrente da fonte de excitação I_S (conforme o circuito da Figura. 23), é dada pela equação:

$$I_S = \frac{V_S(Z_{C4}(A_1 + A_3) + R_L A_8)}{Z_{C4}(A_6 + Z_{C1}(A_1 + A_3 - X_{M12}^2)) + R_L(A_7 + Z_{C1}A_8)} \quad (46)$$

onde,

$$A_1 = Z_{C3}Z_{L1} + Z_{L1}Z_{L2} - X_{M12}^2$$

$$A_2 = Z_{C3}Z_{L1} + Z_{C4}Z_{L1} - X_{M12}^2$$

$$A_3 = Z_{C2}(Z_{C3} + Z_{L2})$$

$$A_4 = Z_{C2}(Z_{C3} + Z_{C4} + Z_{L2})$$

$$A_5 = Z_{L1}Z_{L2}$$

$$A_6 = Z_{C2}(A_1 - X_{M12}^2) + R_S(A_1 + A_3 - X_{M12}^2)$$

$$A_7 = Z_{C2}(A_2 + A_5 - X_{M12}^2) + R_S(A_2 + A_5 + A_4)$$

$$A_8 = A_2 + A_5 + A_4$$

e $Z_{L1} = R_1 + j\omega L_1$; $Z_{L2} = R_2 + j\omega L_2$; $X_{M12} = j\omega M_{12}$.

O acoplamento indutivo é formado por três bobinas receptoras para realizar a transmissão de energia para a cápsula de endoscopia. Essas três bobinas estão ortogonais entre si,

ou seja, não há acoplamento magnético entre elas e as mesmas estão ligadas à carga através de uma configuração de pontes retificadores paralelas. Sendo assim, a corrente na carga I_L , em função da corrente na fonte I_S , pode ser expressa e simplificada em termos de apenas uma bobina receptora, visto que os demais retificadores não estarão em condução simultaneamente.

Em Murliky2020 é apresentada a determinação da corrente da fonte, equação (46), e a corrente da carga, equação (47), em função dos parâmetros do circuito quando há apenas uma única bobina receptora magneticamente acoplada à bobina transmissora. Assim, as correntes da fonte de tensão e da carga podem ser definidas em termos do fator de qualidade das bobinas transmissora e receptora:

$$I_L = \frac{(I_S(R_S + Z_{C1} + Z_{C2}) - V_S) Z_{C4} X_{M12}}{Z_{C2}(R_L(Z_{C3} + Z_{C4} + Z_{L2}) + Z_{C4}(Z_{C3} + Z_{L2}))} \quad (47)$$

A partir (46) e (47), é possível calcular a tensão V_{RL} como:

$$V_{RL} = |I_L| R_L \quad (48)$$

e a potência na carga P_{RL} como:

$$P_{RL} = \frac{V_{RL}^2}{R_L} \quad (49)$$

Por fim é possível calcular V_{RL} em termos dos fatores de qualidade da bobina transmissora Q_T e da bobina receptora Q_R :

$$\begin{aligned} Q_T &= \omega \frac{L_1}{R_1} \\ Q_R &= \omega \frac{L_2}{R_2} \end{aligned} \quad (50)$$

Substituindo 50 em 47 obtêm-se:

$$V_{ret} = \frac{Q_T Q_R V_S X_M Z_{C2} Z_{C4} R_L}{B_{21} Q_T Q_R + (-B_7 - B_{12} + B_{15}) Q_T + (-B_4 - B_8 + B_{17}) Q_R + B_6} \quad (51)$$

onde,

Para garantir a entrega de potência para a carga, deve-se obter um nível de tensão na bobina receptora superior a duas vezes a queda de tensão nominal do diodo. Os valores da tensão na entrada do retificador em função da variação dos fatores de qualidade definidos em (50) é apresentado na Figura 24. Assumindo uma queda de tensão de $V_D = 0,6$ V por diodo,

$B_1 = R_S + Z_{C1} + Z_{C2}$	$B_{11} = B_1 B_2 B_3 Z_{C2}$
$B_2 = Z_{C3} + Z_{C4}$	$B_{12} = B_1 B_3 L_2 \omega Z_{C2}$
$B_3 = Z_{C4} + R_L$	$B_{13} = j B_1 B_3 L_1 \omega Z_{C2}$
$B_4 = B_1 B_2 B_3 L_1 \omega$	$B_{14} = B_2 B_3 Z_{C2}^2$
$B_5 = j B_1 B_2 B_3 L_1 \omega$	$B_{15} = B_3 L_2 \omega Z_{C2}^2$
$B_6 = B_1 B_3 L_1 L_2 \omega^2$	$B_{16} = j B_3 L_1 \omega Z_{C2}^2$
$B_7 = j B_1 B_3 L_1 L_2 \omega^2$	$B_{17} = B_1 L_1 \omega Z_{C4}^2$
$B_8 = j B_1 B_3 L_1^2 \omega^2$	$B_{18} = j B_1 L_1 \omega Z_{C4}^2$
$B_9 = B_1 B_3 L_1^2 \omega^2$	$B_{19} = B_1 Z_{C2} Z_{C4}^2$
$B_{10} = B_1 B_3 X_M^2$	$B_{20} = Z_{C2}^2 Z_{C4}^2$
$B_{21} = -B_5 + B_9 + B_{10} - B_{11} - B_{13} + B_{14} + B_{16} + B_{18} + B_{19} - B_{20}$	

podemos buscar os valores de fator de qualidade da bobina transmissora Q_T e das bobinas receptoras Q_R , para os quais a superfície de tensão é superior a 1, 2 V.

Como o retificador só entra em condução para valores de tensão de entrada superiores à queda de tensão característica dos diodos de retificação, é possível adicionar um offset de $-2V_D$ ao gráfico, e assim, obter o ponto de condução em função dos fatores de qualidade.

Se $V_{IN} < 2 \cdot V_D$, $V_L = 0$, senão $V_L = V_{IN} - 2 \cdot V_D$

A Figura 25 demonstra que o sistema possui uma pequena faixa de valores de fator de qualidade para os quais o retificador entra em modo de condução e entrega potência à carga. A potência máxima nesse projeto pode ser calculada por (52) utilizando o máximo valor do gráfico:

$$P_{RL} = \frac{V_{RL}^2}{R_L} = \frac{0,1^2}{47} = 0,0169 \quad (52)$$

uma possibilidade de melhorar o desempenho do acoplamento indutivo é através do ajuste de sintonia de alguma variável do circuito transmissor ou receptor. A sintonia pode utilizar uma, duas ou mais variáveis do circuito a fim de realizar a compensação de pequenas

Figura 23: acoplamento indutivo simplificado com apenas uma bobina receptora

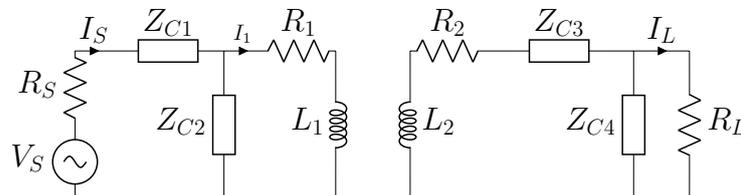
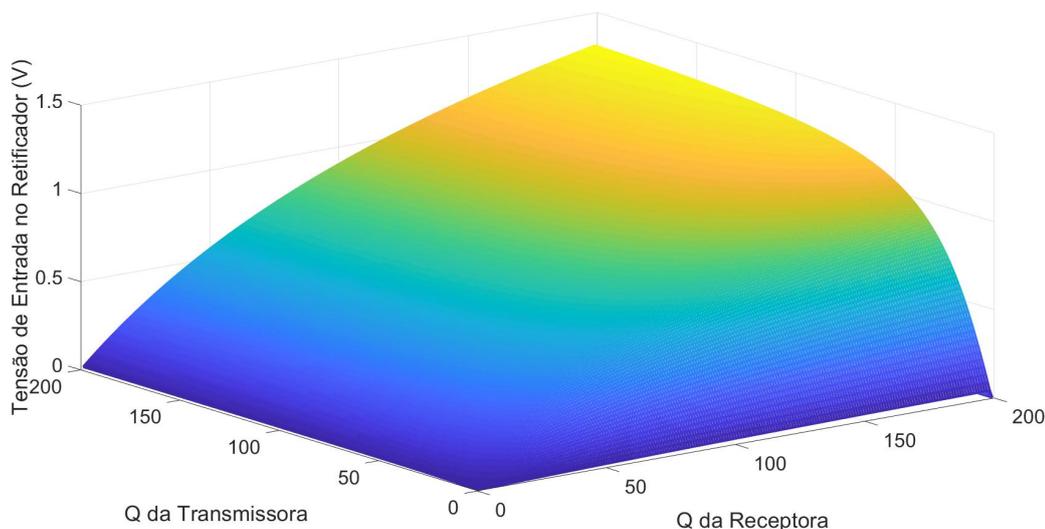


Figura 24 – Tensão na Entrada do Retificador em função dos fatores Q das bobinas transmissora e receptoras.



Fonte: O autor (2021).

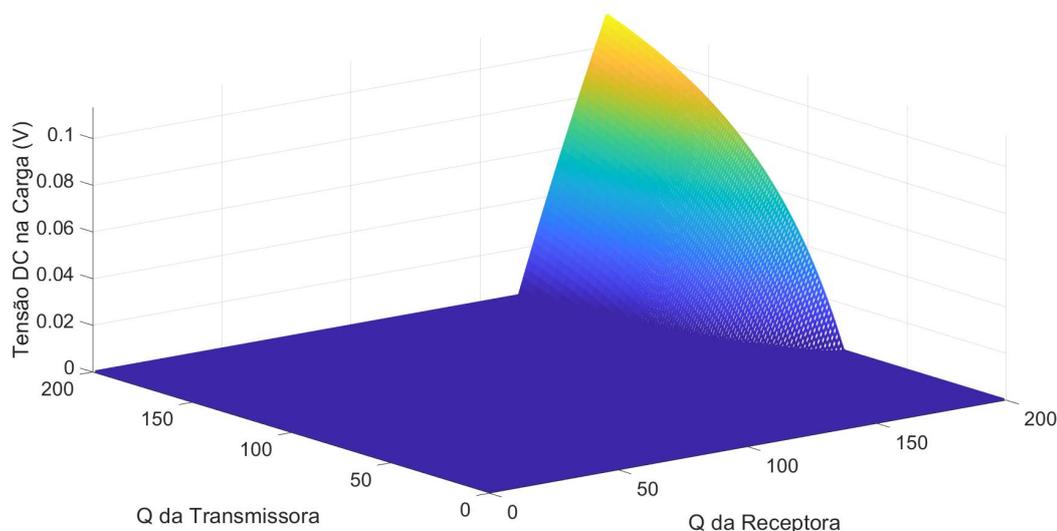
Tabela 1: Parâmetros de projeto do acoplamento indutivo

$V_S = 10 \text{ V}$	$f = 1 \text{ MHz}$
$R_S = 0,5 \Omega$	$R_L = 47 \Omega$
$C_1 = 2 \text{ nF}$	$C_3 = 33 \text{ nF}$
$C_2 = 0,36 \text{ nF}$	$C_4 = 0,16 \mu\text{F}$
$ESR = 0,05 \%$	$V_D = 0,6 \text{ V}$
$L_1 = 3,58 \mu\text{H}$	$L_2 = 0,89 \mu\text{H}$

Fonte: O autor (2021)

flutuações que podem ocorrer no projeto do acoplamento indutivo. Por exemplo, quando um acoplamento indutivo é projetado a partir do método proposto anteriormente, o valor de frequência utilizado na otimização dos capacitores comerciais pode diferir do valor da frequência ótima de operação, assim como os próprios valores de capacitância podem ser levemente diferentes dos valores da sintonia do acoplamento indutivo.

Figura 25: Tensão na Carga utilizando os parâmetros descritos na Tabela 1



Fonte: O autor (2021).

4.5 Sintonia

Como apresentado anteriormente, a rede capacitiva de compensação está presente em ambos os lados do acoplamento indutivo. No entanto, o lado da carga é inacessível neste tipo de aplicação. Conforme apresentado em (MURLIKY, 2017) nos casos onde busca-se a maximização da potência, recomenda-se efetuar a sintonia do circuito pela variação dos valores do capacitor série do circuito transmissor C_1 , que por estar em série com a bobina transmissora, possui maior sensibilidade na variação da tensão entregue a carga. Este procedimento é realizado com o chaveamento de capacitores para obter um valor de capacitância equivalente. Uma vez que a capacitância de compensação é alterada a frequência natural do sistema também é alterada e assim a variação da frequência do sinal de excitação pode ser utilizada como variável de controle do circuito transmissor. Dessa maneira, uma sintonia através dessas duas variáveis é realizada para um ponto médio de operação da aplicação. Utilizando o algoritmo de otimização para computar os valores das variáveis de sintonia, obteve-se:

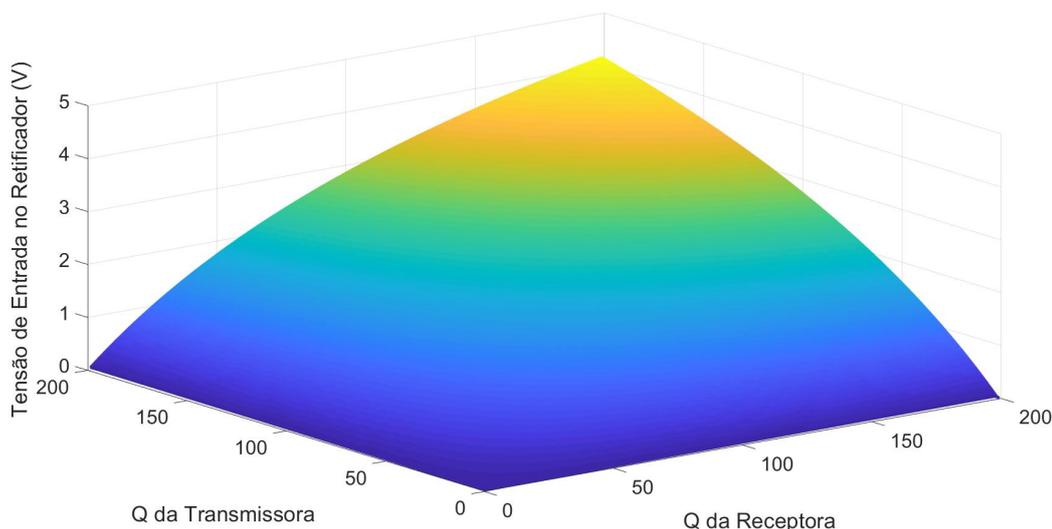
$$C'_1 = 1,92 \text{ nF}$$

$$f' = 1,015 \text{ MHz}$$

Para os novos valores de C_1 e f é verificado o comportamento da tensão na carga em função da variação dos fatores de qualidade. Assumindo uma queda de tensão de $V_D = 0,6$ V por diodo, busca-se os valores de fator de qualidade da transmissora Q_T e da receptora Q_R , para os quais a superfície de tensão é superior a 1,2 V.

Após a sintonia do circuito transmissor o fator de qualidade é reavaliado buscando os valores necessários para atingir os requisitos do sistema. Na figura 26 é possível notar o aumento no nível de tensão disponível na entrada do retificador, assim como o aumento da faixa de valores de Q para os quais os diodos entram em condução.

Figura 26: Tensão na Entrada do Retificador para o projeto sintonizado



Fonte: O autor (2021).

Assim como na etapa anterior, a mesma estratégia de projeto pode ser utilizada para verificar os de fatores de qualidade para os quais o projeto atenda o requisitos de potência entregue à carga, conforme apresentado na equação:

$$\frac{(V_{IN} - 2 \cdot V_D)^2}{R_L} = \frac{V_L^2}{R_L} > P_{min} \quad (53)$$

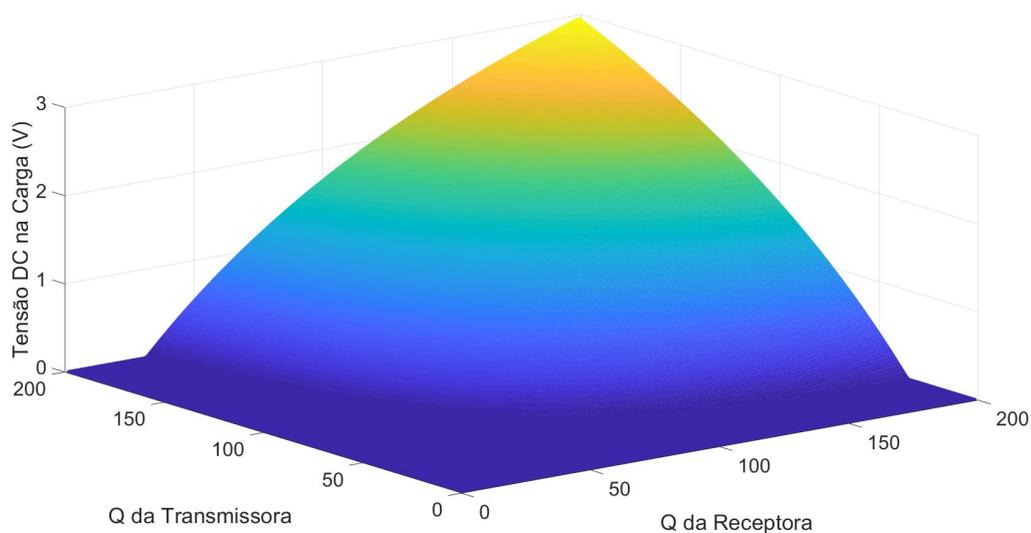
Neste trabalho a resistência da carga R_L é igual a 47Ω e a potência mínima na carga foi definida como 100 mW, portanto:

$$\frac{V_L^2}{47} > 0,1 \quad (54)$$

$$\sqrt{V_L^2} > \sqrt{4,7} = 2,17 \quad (55)$$

Assim, a tensão na carga V_L deve ser maior que 2,17 V e os valores de fator de qualidade da bobinas podem ser escolhido através da superfície da Figura 27. Verifica-se então que os requisitos de projeto são atingido caso sejam escolhido fatores de qualidade superior a 150 para a antena transmissora e receptora.

Figura 27: Tensão na Carga para o projeto sintonizado



Fonte: O autor (2021).

Ao aplicar a metodologia proposta no projeto de um acoplamento indutivo de baixo coeficiente de acoplamento magnético, é possível verificar a influência que cada variável construtiva exerce nas grandezas de saída de interesse. O método proposto pode ser utilizado de maneira contínua, retornando à execução de determinada etapa de projeto caso não atinja os requisitos necessários.

5 CONCLUSÃO

A transferência de energia sem fios tem sido a solução nos casos de alimentação de dispositivos e sistemas onde a utilização de fios é inadequada. Amplamente utilizada em eletrônicos de consumo, possibilita maior comodidade aos usuários com os 'carregadores magnéticos' ou 'carregadores de aproximação'. Na área biomédica, especificamente em dispositivos implantáveis, essa técnica tem grande relevância pois evita a necessidade de microcirurgias para substituição de baterias. Ainda neste setor, outra aplicação que tem ganhado bastante atenção são os exames de diagnóstico por imagem, através de cápsula endoscópica. Nesta aplicação, o movimento arbitrário da cápsula torna o problema de transmissão ainda mais complexo, pois há um decréscimo significativo na potência transmitida em função da distância que a mesma se encontra do carregador, além dos fatores limitantes de exposição à campos magnéticos e dimensões máximas que uma cápsula pode possuir.

Neste projeto de diplomação foram apresentadas contribuições para a metodologia de projeto de um sistema de transmissão de energia sem fios, com foco na aplicação de cápsula endoscópica. Para atingir este objetivo, partimos inicialmente de uma avaliação das equações de Maxwell para definição do conceito de campo próximo, intensidade de campo magnético e fluxo magnético, necessários para a definição dos conceitos de indutância mútua e coeficiente de acoplamento magnético. Após apresentou-se o modelo elétrico equivalente de um circuito magneticamente acoplado. De posse do modelo elétrico é apresentado o conceito de rede de compensação capacitiva e conduzida uma análise matemática do pior caso possível, com o auxílio de um software de simulação por elementos finitos. Através da simulação do pior caso é proposta uma estrutura de bobinas receptoras capaz de anular o problema de zona nula, ao custo de inserir um problema de mínima tensão recebida na carga. Para solução deste problema é então evidenciada a influência do fator de qualidade de construção das bobinas.

Parte desse algoritmo de projeto já foi publicada em um artigo científico e trabalhos

futuros serão conduzidos no intuito de validar experimentalmente o link projetado neste trabalho.

REFERÊNCIAS

AZAMBUJA, R. et al. Analysis and optimization of an inductive power transfer with a randomized method. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v.63, n.5, p. 1145-1152, May 2014.

AZAMBUJA, R. et al. Full four capacitor circuit compensation for inductive power transfer. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2013, Minneapolis, MN. **Proceedings[...]** New York: IEEE, 2013. p. 183-187.

BALANIS, C. A. **Antenna Theory**: analysis and design. 4th.ed. Nova York, EUA: Wiley-Blackwell, 2016.

BANSAL, R. **Fundamentals of engineering electromagnetics**. New York: Taylor & Francis, 2006. p. 150-223.

CANNON, B. L. et al. Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.24, n.7, p. 1819-1825, Jul. 2009.

CHENG, D. K. **Field and wave eletromagnetics**. 2.ed. Beijing: Tsinghua University, 1989. p. 602-605.

GROVER, F. W. **Inductance calculations**: working formulas and tables. New York: Dover, 1946.

HARA, A. K. et al. Imaging of Small Bowel Disease: comparison of capsule endoscopy, standard endoscopy, barium examination, and ct. **RadioGraphics**, [S.l.], v.25, n.3, p. 697-711, 2005. PMID: 15888619.

- HUI, S. Y. R.; ZHONG, W.; LEE, C. K. A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.29, n.9, p. 4500-4511, Sept. 2014.
- IDDAN, G.; GLUKHOVSKY, A.; SWAIN, P. Wireless capsule endoscopy. **Nature**, [S.l.], v.405, 05 2000.
- JAIMES, A. F.; CABRERA, F. L.; SOUSA, F. R. de. Characterization of High- Q Inductors Up to its Self-Resonance Frequency for Wireless Power Transfer Applications. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, [S.l.], v.28, n.12, p. 1071-1073, 2018.
- KIANI, M.; GHOVANLOO, M. A figure-of-merit for designing high-performance inductive power transmission links. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.60, n.11, p. 5292-5305, Nov. 2013.
- KURS, A. et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. **Science**, Washington, v.317, 2007. p. 83-86, 2007.
- LI, H. et al. Omnidirectional wireless power combination harvest for wireless endoscopy. In: IEEE BIOMEDICAL CIRCUITS AND SYSTEMS CONFERENCE (BIOCAS) PROCEEDINGS, 2014., 2014. **Proceedings[...]** [S.l.: s.n.], 2014. p. 420-423.
- MUR-MIRANDA, J. O. et al. Wireless power transfer using weakly coupled magnetostatic resonators. In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2010 IEEE, 2010, Atlanta. **Proceedings[...]** New York: IEEE, 2010. p. 4179-4186.
- MURLIKY, L. **Estudo de compensação de desalinhamentos de bobinas em um sistema de transmissão de energia sem fios**. 2017. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) — UFRGS, Rio Grande do Sul, Brasil.
- MURLIKY, L. et al. Active Tuning of Wireless Power Transfer System for compensating coil misalignment and variable load conditions. **AEU - International Journal of Electronics and Communications**, [S.l.], v.119, p. 153166, 2020.
- MYLONAKI, M.; FRITSCHER-RAVENS, A.; SWAIN, P. Wireless capsule endoscopy: a comparison with push enteroscopy in patients with gastroscopy and colonoscopy negative gastrointestinal bleeding. **Gut**, [S.l.], v.52, p. 1122-6, 08 2003.
- PORTO, R. W. et al. Fine tuning of an inductive link through a voltage-controlled capacitance. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.32, n.5, p. 4115-4124, May 2017.

SADIKU, M. N. O. **Elements of Electromagnetics**. 7th.ed. Nova York,EUA: Oxford University Press, 2018.

SHINOHARA, N. **Wireless power transfer via radiowaves**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2014. p. 9-13.

SUN, T. et al. A two-hop wireless power transfer system with an efficiency-enhanced power receiver for motion-free capsule endoscopy inspection. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, New York, v.59, n.11, 2012. p. 3247-3254, Nov. 2012.

UMENEI, A. E. **Understanding low frequency non-radiative power transfer**. Chicago: Fulton Innovation, LLC 7575, 2011. p. 2-4.

WANG, C.; STIELAU, O. H.; COVIC, G. A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Brookline, v.52, n.5, p. 1308-1314, Oct. 2005.