

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCAS MURLIKY

**ESTUDO DE COMPENSAÇÃO DE  
DESALINHAMENTOS DE  
BOBINAS EM UM SISTEMA DE  
TRANSMISSÃO DE ENERGIA  
SEM FIOS**

Porto Alegre  
2017

LUCAS MURLIKY

**ESTUDO DE COMPENSAÇÃO DE  
DESALINHAMENTOS DE  
BOBINAS EM UM SISTEMA DE  
TRANSMISSÃO DE ENERGIA  
SEM FIOS**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.  
Área de concentração: Controle e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre  
2017

LUCAS MURLIKY

**ESTUDO DE COMPENSAÇÃO DE  
DESALINHAMENTOS DE  
BOBINAS EM UM SISTEMA DE  
TRANSMISSÃO DE ENERGIA  
SEM FIOS**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Fernando Rangel de Souza, UFSC  
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Luiz Alberto Pereira, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: \_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre, Março de 2017.

## **DEDICATÓRIA**

Dedico este trabalho aos meus pais, em especial pela dedicação e apoio em todos os momentos difíceis.

## **AGRADECIMENTOS**

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

Aos colegas do PPGEE pelo seu auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o curso e apoio na revisão deste trabalho.

A CAPES pela provisão da bolsa de mestrado.

## RESUMO

A transferência de energia sem fio (WPT) rege um importante papel no carregamento de aparelhos remotos. Em um acoplamento indutivo ressonante há várias topologias de sistemas WPT que podem ser implementados para realizar a transferência de energia. Neste trabalho é utilizada uma topologia que utiliza quatro capacitores de compensação para realizar o ajuste da potência entregue a carga, onde estes capacitores são calculados através das fixações dos demais parâmetros do circuito elétrico. Quando o sistema WPT é projetado, uma distância fixa entre as bobinas é almejada, todavia há incertezas e movimentos que podem provocar a alteração desta distância. Há várias técnicas na literatura que buscam realizar a sintonia do acoplamento indutivo para compensar estes desalinhamentos gerado entre as bobinas. Este trabalho apresenta um método multivariável para maximização da potência entregue a carga em um sistema de transferência sem fio. O método proposto utiliza os conceitos de um capacitor variável e a variação de frequência a fim de variar a potência entregue a carga. Os resultados experimentais obtidos para os fatores de acoplamento magnético  $k > 0,3$  mostraram que controlando a frequência e uma capacitância da rede de compensação o desempenho do sistema é melhor que os casos onde apenas uma dessas variáveis é controlada.

**Palavras-chave:** Transferência de energia sem fio, Métodos de sintonia, Desalinhamento, Coeficiente de acoplamento magnético dinâmico.

## ABSTRACT

Wireless power transfer (WPT) plays an important role in charging remote devices. In a resonant inductive coupling there are several topologies of WPT systems that can be implemented to perform the energy transfer. In this work, a topology is used that uses four capacitors of compensation to realize the adjustment of the power delivered to load, where these capacitors are calculated through the fixations of the other parameters of the electric circuit. When the WPT system is designed, a fixed distance between coils is desired, however there are uncertainties and movements that may cause this distance to change. There are several techniques in the literature that seek to realize the tuning of the inductive coupling to compensate for these misalignments generated between the coils. This work presents a multivariable method to maximize the power delivered to the load in a wireless transfer system. The proposed method uses the concepts of a variable capacitor and the frequency variation in order to vary the power delivered to the load. The experimental results obtained for the magnetic coupling factors  $k > 0.3$  showed that controlling the frequency and capacitance of the compensation network system performance is better than the cases where only one of these variables is controlled.

**Keywords:** Wireless Power, Tuning Method, Misalignment, Dynamic Wireless Power Transfer.

# SUMÁRIO

<b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES</b>	9
<b>LISTA DE TABELAS</b>	11
<b>LISTA DE ABREVIATURAS</b>	12
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b>	13
<b>1 INTRODUÇÃO</b>	15
1.1 Contextualização	16
1.2 Motivação	18
1.3 Objetivo	18
1.3.1 Objetivos Específicos	18
1.4 Estrutura da Dissertação	18
<b>2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	19
2.1 Técnicas de Transmissão de Energia Sem Fio	19
2.1.1 Campo de Próximo x Campo Distante	19
2.2 Acoplamento Indutivo	23
2.2.1 Modelo elétrico do acoplamento indutivo	25
2.3 Acoplamento Indutivo Ressonante	27
2.3.1 Ressonância em um circuito RLC	27
2.3.2 Modelo do acoplamento indutivo ressonante	28
2.4 Fator de Qualidade $Q$	33
<b>3 MATERIAS E MÉTODOS</b>	34
3.1 Modelagem das Bobinas	35
3.2 Frequência de operação	37
3.3 Fonte de Excitação	37
3.4 Rede Capacitiva	38
3.5 Softwares de Simulação Utilizados	39
3.5.1 COMSOL Multiphysics	39
3.5.2 MATLAB	40
3.6 Investigação da Influência do Desalinhamento	40
3.7 Sintonização do <i>Link</i> Indutivo	42
3.8 Transmissão de Energia Sem Fio Dinâmica	43

<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	45
4.1	Desalinhamento no eixo Z	46
4.2	Desalinhamento no eixo X	48
4.3	Projeto do <i>Link</i> Indutivo	49
4.4	Avaliação da Sintonia por Frequência	52
4.5	Análise da Sintonia por Capacitância	54
4.6	Análise da Sintonia por Frequência e Capacitância	56
4.6.1	Estratégia de Sintonia	59
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	69
5.1	Trabalhos Futuros	70
	<b>REFERÊNCIAS</b>	71

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 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
Figura 2:	Um dipolo magnético, equivalente a uma espira de corrente . . . . .	21
Figura 3:	Transferência de energia sem-fio por acoplamento indutivo . . . . .	23
Figura 4:	Circuitos equivalentes primário e secundário de um sistema de acoplamento indutivo . . . . .	25
Figura 5:	Modelo T equivalente para o acoplamento indutivo . . . . .	25
Figura 6:	Circuito equivalente visto pela carga . . . . .	26
Figura 7:	Circuito RLC série . . . . .	27
Figura 8:	Circuito equivalente visto pela carga com um capacitor de compensação em série . . . . .	29
Figura 9:	Topologia série-série com dois capacitores de compensação . . . . .	30
Figura 10:	Topologia utilizada neste trabalho com rede de quatro capacitores considerando as perdas ôhmicas, tanto das bobinas quanto dos capacitores . . . . .	31
Figura 11:	Efeito de divisão de frequência de ressonância ( <i>frequency splitting</i> ) para o link indutivo . . . . .	32
Figura 12:	Fluxograma para o design do link indutivo . . . . .	34
Figura 13:	Modelo de bobina planar circular. 35	
Figura 14:	Coeficiente de acoplamento em função da distância entre as bobinas $z$ e do diâmetro externo da bobina $D_{OT}$ . . . . .	36
Figura 15:	Par de bobinas utilizadas nos experimentos . . . . .	37
Figura 16:	Circuitos do amplificador de potência e do <i>link</i> indutivo utilizado no estudo de caso . . . . .	38
Figura 17:	Bobinas simuladas utilizando o software COMSOL Multiphysics . . . . .	39
Figura 18:	Estrutura desenvolvida . . . . .	40
Figura 19:	Sistema implementado para emular o desalinhamento no eixo X . . . . .	41
Figura 20:	Diagrama do circuito de acionamento do motor de passo . . . . .	41
Figura 21:	Sistema implementado para o desalinhamento no eixo Z . . . . .	42
Figura 22:	Aparato experimental utilizado para controlar a posição das bobinas . . . . .	45
Figura 23:	Ilustração do ensaio de desalinhamento vertical (eixo Z) . . . . .	46
Figura 24:	Variação do coeficiente de acoplamento $k$ em relação a distância $Z$ entre as bobinas . . . . .	47
Figura 25:	Ilustração do ensaio de desalinhamento horizontal (eixo X) . . . . .	48

Figura 26:	Variação do coeficiente de acoplamento $k$ em relação ao desalinhamento no eixo $X$ entre as bobinas, utilizando uma distância de $Z = 3 \text{ mm}$ entre as bobinas . . . . .	48
Figura 27:	Campos $\mathbf{H}$ e $\mathbf{B}$ gerado pela bobina transmissora (bobina inferior) quando a bobina receptora (bobina superior) está descolada de $x = R_1$ . . . . .	50
Figura 28:	Fluxograma do estudo de caso realizado no <i>link</i> indutivo . . . . .	52
Figura 29:	Plano de $P_o(k, f)$ . . . . .	53
Figura 30:	Valores de PDL máxima em função de $k$ quando $f$ é ótimo . . . . .	54
Figura 31:	Circuito WPT simplificado demonstrado a variação da capacitância	54
Figura 32:	Plano de $P_o(k, C_2)$ . . . . .	55
Figura 33:	PDL com $C_2$ ótimo associado a $k$ , dados apresentados na Tabela 3	56
Figura 34:	Variação da PDL em função da variação de $C_1$ para 100000 pontos	57
Figura 35:	Variação da PDL em função da variação de $C_2$ para 100000 pontos	57
Figura 36:	PDL com o ajuste combinado da frequência com $C_2$ com os dados descritos na Tabela 4 . . . . .	58
Figura 37:	Resultados da simulação comparativa da PDL ( $P_o$ ) como função do coeficiente de acoplamento $k$ para os três métodos de sintonia	59
Figura 38:	Máxima transferência de potência na fase zero não coincide na máxima amplitude de $I_S$ . Amplitude $I_S$ ocorre em $f = 479,6k$ Hz, a fase zero de $I_S$ ocorre em $f = 499,2k$ Hz e $f = 605,1k$ Hz, já o máximo da potência entregue a carga ocorre em $f = 491,4k$ Hz	61
Figura 39:	Plano da potência entregue a carga $P_o(f, C_2)$ quando o fator de acoplamento é fixado em $k = 0,3$ . . . . .	62
Figura 40:	Plano de $ \phi(f, C_2) $ quando o fator de acoplamento é fixado em $k = 0,3$ . . . . .	62
Figura 41:	Amplitude e fase de $I_S$ em função de $C_2$ . O máximo valor de $I_S$ ocorre em conjunto da ZPA, indicando o máximo da PDL . . . . .	63
Figura 42:	Frequência $f$ otimizada pela variação da capacitância $C_2$ para cada fator de acoplamento $k$ . . . . .	64
Figura 43:	Estratégia de sintonização através da variação de $f$ e $C_2$ no lado transmissor do <i>link</i> indutivo . . . . .	65
Figura 44:	Fluxograma para procurar o máximo valor da PDL utilizando otimização matemática . . . . .	66
Figura 45:	Convergência do primeiro método proposto, ponto inicial: $f = 380$ kHz; $C_2 = 4,4$ nF; $P_o = 0,267$ W. Ponto de convergência: $f = 571$ kHz; $C_2 = 2,3$ nF; $P_o = 0,5093$ W . . . . .	66
Figura 46:	Fluxograma para procurar o máximo valor de PDL através da busca por valor fixo de $I_S$ . . . . .	67
Figura 47:	Convergência do segundo método proposto, ponto inicial: $f = 380$ kHz; $C_2 = 4,4$ nF; $P_o = 0,267$ W. Ponto de convergência: $f = 543$ kHz; $C_2 = 2,5$ nF; $P_o = 0,507$ W . . . . .	68

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Parâmetros utilizados no projeto do link indutivo ressonante . . .	51
Tabela 2:	Valores máximos da PDL ( $P_o$ ) para a frequência otimizada em função de $k$ . . . . .	53
Tabela 3:	Valor máximo da PDL ( $P_o$ ) e do valor ótimo $C_2$ como função de $k$	55
Tabela 4:	PDL com variação de $k$ , com os valores de $C_2$ e $f$ ótimos . . . . .	58
Tabela 5:	Pontos destacados da Figura 41 . . . . .	64

lista de abreviaturas e siglas o parametro deve ser a abreviatura mais longa

## LISTA DE ABREVIATURAS

DWPT	<i>Dynamic Wireless Power Transfer</i> (Transferência de Energia Sem Fio Dinâmica)
EV	<i>Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico)
OLEV	<i>Online Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico Online)
PDL	<i>Power Delivered to Load</i> (Potência Entregue a Carga)
WPE	<i>Wireless Power Efficiency</i> (Eficiência da Transferência de Energia Sem Fio)
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i> (Transferência de Energia Sem Fio)
ZPA	<i>Zero Phase Angle</i> (Ângulo de Fase Zero)

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\vec{H}_R$	Vetor campo magnético na direção $a_R$ radial ao centro da espira;
$\vec{H}_\theta$	Vetor campo magnético na direção $a_\theta$ ;
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico;
$\eta_0$	Impedância intrínseca do vácuo;
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do vácuo;
$\varepsilon_0$	Permissividade elétrica do vácuo;
$R$	Distância entre o centro da espira de corrente e o ponto considerado;
$b$	Raio da espira de corrente;
$i(t)$	corrente elétrica na espira de corrente;
$\omega$	Velocidade angular;
$\theta$	Ângulo entre o eixo normal ao plano da bobina e o eixo radial de R;
$\lambda$	Comprimento de onda;
$c$	Velocidade da luz no vácuo;
$\rho$	Densidade de carga elétrica.
$\mathbf{v}$	velocidade do condutor (Termo de Lorentz)
$\mathbf{J}^e$	Densidade de corrente externa gerada;
$d\phi_{21}$	Variação do fluxo magnético da bobina receptora entrelaçada com a bobina transmissora;
$d\mathbf{I}_1$	Elemento de corrente elétrica circulando pela bobina transmissora;
$v_2$	Tensão elétrica na bobina receptora;
$M$	Indutância mútua;
$V_S$	Tensão elétrica da fonte de entrada;
$R_S$	Resistência intrínseca da fonte de entrada;
$k$	Fator de acoplamento;
$L_1$	Indutância da bobina transmissora;
$L_2$	Indutância da bobina receptora;

$R_1$	Resistência da bobina transmissora;
$R_2$	Resistência da bobina receptora;
$Z_{ref1}$	Impedância vista a partir do secundário;
$X_1$	Reatância da bobina transmissora;
$X_2$	Reatância da bobina receptora;
$X_M$	Reatância da indutância mútua;
$Z_{eqL}$	Impedância equivalente;
$R_{eqL}$	Resistência equivalente;
$X_{eqL}$	Reatância equivalente;
$Z_L$	Impedância da carga;
$R_L$	Resistência da carga;
$Z_{th}$	Impedância de Thevenin;
$I_L$	Corrente elétrica na carga;
$I_S$	Corrente elétrica da fonte de entrada;
$\omega_R$	Velocidade angular no ponto de ressonância;
$f_R$	Frequência de ressonância;
$ESR(\%)$	Fator de multiplicação de reatância capacitiva;
$\eta$	Eficiência da transmissão sem fio;
$P_O$	Potência entregue a carga;
$Q_1$	Fator de qualidade da bobina transmissora;
$Q_2$	Fator de qualidade da bobina receptora;
$R_{DC}$	Resistência elétrica da bobina para baixas frequências;
$\rho$	Resistividade do material condutor;
$l$	Comprimento do fio bobinado;
$A$	Área da seção transversal do fio;
$R_{AC}$	Resistência elétrica da bobina para altas frequências;
$D$	Espessura do fio da bobina;
$\delta$	Profundidade pelicular;
$N_1$	Número de espiras na bobina transmissora;
$N_2$	Número de espiras na bobina receptora;
$\psi$	Razão de ocupação do condutor;
$D_{OT}$	Diâmetro da bobina transmissora;
$D_{OR}$	Diâmetro da bobina receptora;
$z$	Distância vertical entre as bobinas transmissora e receptora alinhadas;
$x$	Desalinhamento horizontal das bobinas transmissora e receptora;

# 1 INTRODUÇÃO

Neste trabalho é proposto um método para controlar a potência entregue a carga (PDL - *Power Delivered to the Load*) em um acoplamento indutivo ressonante usando tanto capacitância variável quanto ajuste de frequência de excitação. O método proposto mescla técnicas distintas já existentes na literatura, o que proporciona uma maior liberdade em relação ao posicionamento das bobinas em um sistema de transmissão de energia sem fios (WPT - *wireless power transmission*). Dessa maneira, utilizando o método proposto, quando um sistema WPT é projetado há mecanismos que possibilitam sintonizar o link indutivo ao ponto que seja fornecido uma potência praticamente constante para diferentes distâncias.

Os sistemas WPT desempenham um papel importante para alimentar dispositivos remotos, todavia há casos onde o sistema WPT estará em condições de difíceis acessos. Dessa maneira, uma restrição atribuída a este trabalho é identificar e compensar a PDL somente através do sistema transmissor. Na literatura, em uma sintonia de apenas uma única variável, há casos onde ocorre a associação do máximo da PDL em relação à fase zero da corrente da fonte, mas essa condição não pode ser única para o método multivariável proposto. Como o método proposto utiliza um conjunto de uma capacitância e a frequência variável para realizar a sintonia, haverá no mínimo uma fase zero associada a cada par de frequência e capacitância. Dessa maneira, é utilizado a amplitude da corrente da fonte em conjunto de sua fase para realizar a sintonia do link indutivo ressonante.

Um sistema WPT é usualmente implementado por um link 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 link indutivo com quatro bobinas acopladas é usado quando há a necessidade de uma pequena potência entregue a 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 neste trabalho foram utilizadas um par de bobinas planares espirais, sendo uma a bobina transmissora e a outra a receptora. Inicialmente, o projeto do sistema WPT, utilizado neste estudo de caso, possui uma distância fixa

de 10 *mm* entre a bobina transmissora e receptora. O objetivo deste trabalho é alcançar uma PDL com valor próximo do ponto projetado através da sintonia para diferentes desalinhamentos que possam ocorrer entre o par de bobinas, realizando a sintonia somente através do lado transmissor. Uma rede capacitiva com quatro capacitores, sendo duas capacitâncias para o transmissor e duas para o receptor, são calculadas para obter a maior PDL para um caso estático onde as bobinas estarão completamente alinhadas a uma distância de 10 *mm* e serão separadas por ar. Com todo o sistema WPT projetado, foi realizada a verificação do comportamento do coeficiente de acoplamento magnético gerado entre as bobinas para desalinhamentos verticais e horizontais. Através dos desalinhamentos, foi realizada uma comparação entre o método de sintonia multivariável proposto e entre métodos de sintonia univariáveis, sendo eles: apenas a variação da frequência ou apenas a variação de uma capacitância da rede capacitiva. Dessa maneira, foi possível verificar o comportamento superior do método proposto quando aplicado grandes desalinhamentos entre o par de bobinas.

A solução apresentada pode combinar um capacitor controlado por tensão como um componente variável na rede capacitiva (ou mesmo o chaveamento de diferentes capacitores de uma rede), e a frequência de excitação variável para manter o nível da PDL constante quando a carga ou o acoplamento magnético muda.

Inicialmente, é apresentada a análise da ligação indutiva composta por um par de bobinas planares, bem como a análise de otimização de PDL utilizando tanto a rede de correspondência variável como a frequência de excitação. Onde o coeficiente de acoplamento magnético ( $k$ ) muda de  $k = 0,1$  à  $k = 0,7$  e a PDL pode ser estimada medindo a amplitude e a fase da corrente de entrada do link indutivo. Um protótipo é apresentado e os resultados experimentais comparativos demonstram que usando duas variáveis no lado transmissor do acoplamento indutivo há um desempenho superior ao resultado usando apenas uma variável. A principal contribuição deste trabalho é apresentar um método de controle multivariável da PDL de um acoplamento indutivo ressonante.

## 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, a chamada "Guerra das Correntes" (MARTON, ???), entre o inventor e empresário Thomas Edison e o engenheiro eletricista Nicola Tesla, com o último saindo vencedor ao final. A disputa realizada entre os inventores proporcionou os alicerces dos métodos de transmissão de energia elétrica por meios cabeados, hoje largamente e majoritariamente utilizados.

Nicola Tesla, após ter vencido a "Guerra das Correntes", continuou a desenvolver 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 à 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, não importando a potência recebida ao final do processo, 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.

Um grupo do MIT (KURS et al., ???), 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, com eficiência de transmissão de 75%.

Quando o acoplamento indutivo ressonante começou a fazer parte de dispositivos eletrônicos portáteis pessoais, tais como Smartphones, Tablets, Notebook, entre outros, o consumidor comum 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 comum, mas em incontáveis ramos na indústria civil e militar, na área médica e na indústria automobilística. Com o aquecimento global gerado pelos gases de efeito estufa e com o engajamento cada vez maior da sociedade com as questões ecológicas, houve um acréscimo considerável na presença dos chamados veículos verdes, sobretudo dos carros elétricos. Um dos inconvenientes de veículos elétricos é a sua bateria, como mostrado em (WANG; STIELAU; COVIC, 2005), que precisa ser conectada em uma rede elétrica para ser realizado o carregamento, num processo que costuma levar várias horas. No entanto, várias pesquisas buscam realizar esse carregamento de uma maneira automática e dinâmica sem a utilização de fios. Em (CHOI et al., 2015) é buscado a máxima eficiência no carregamento de bateria de veículos elétricos, utilizando o método de acoplamento indutivo ressonante.

Os sistemas WPT desempenham um papel importante para alimentar dispositivos remotos, como em redes de sensores sem fio. Os sensores sem fios podem estar espalhados em um grande número, particularmente no monitoramento ambiental (MARINO et al., 2010; SILVA; MOGHADDAM, 2016), onde o uso de cabeamento

de energia pode ser caro ou inadequado. O uso de WPT em tais aplicações pode trazer benefícios, uma vez que a manutenção periódica em nós de sensores alimentados por bateria pode ser minimizada estendendo a duração da bateria (OLETIC; RAZOV; BILAS, 2011). Além disso, os nós de sensores sem fio podem ser colocados em áreas difíceis de acessar, como em dispositivos biomédicos implantáveis (SUN et al., 2007; LEUNG et al., 2013; KIANI; GHOVANLOO, 2010; HARRISON, 2007; ZOU; O'DRISCOLL, 2015; STOECKLIN et al., 2016).

## 1.2 Motivação

Sistemas de transmissão de energia sem fio podem ser empregados 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. Em redes de sensores sem fios pode haver um grande número de nós. No entanto, o uso de cabos de alimentação pode aumentar os custos da instalação e manutenção do sistema. No entanto, a transferência de energia sem fios é altamente dependente da posição relativa entre as bobinas transmissora e receptora e assim, qualquer movimento relativo desloca o sistema do ponto de sintonia, tornando o mesmo ineficiente ou inútil, uma vez que os níveis de potência transferida para a carga podem ser reduzidos drasticamente.

## 1.3 Objetivo

Desenvolver e avaliar um método para realizar a sintonia entre pares de bobinas em um link indutivo ressonante, efetuando a compensação do efeito de desalinhamentos dinâmicos entre os pares, visando maximizar a potência transferida para a carga em todos os casos.

### 1.3.1 Objetivos Específicos

- avaliar o comportamento do acoplamento indutivo ressonante quando é variada a frequência de operação do sistema;
- avaliar variação de um capacitor da rede capacitiva em um acoplamento indutivo ressonante;
- verificar o comportamento do acoplamento indutivo gerado entre pares de bobinas em casos de desalinhamentos com o controle de ambas variáveis: a variação da frequência e de um capacitor da rede capacitiva.

## 1.4 Estrutura da Dissertação

Até o momento foram expostos os objetivos deste trabalho e uma breve introdução e revisão bibliográfica. O restante deste trabalho está estruturado da seguinte forma: No Capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica necessária para o entendimento e desenvolvimento do trabalho; a metodologia aplicada e ferramentas

utilizadas para a análise do acoplamento indutivo são apresentadas no Capítulo 3; no Capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos junto com as discussões. Então as conclusões e trabalhos futuros são apresentados no Capítulo 5.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Para uma compreensão do acoplamento indutivo ressonante, e do sistema aqui proposto, o conhecimento do funcionamento dessa técnica, bem como sua a modelagem do sistema e as técnicas de sintonização dinâmica são necessários. Portanto, este capítulo focará em uma breve revisão sobre o acoplamento indutivo ressonante e das suas técnicas de compensação. Também são abordados o acoplamento indutivo e o acoplamento indutivo ressonante e como é realizada a modelagem do sistema, explicitando assim a importância do ajuste proposto.

### 2.1 Técnicas de Transmissão de Energia Sem Fio

A utilização de campos eletromagnéticos é a fonte dos principais métodos de transmissão de energia sem fio, sendo estes observados através de manifestações de diferentes óticas. O que os diferencia basicamente é o alcance da transmissão, ou seja, a manifestação de campos eletromagnéticos próximos (*near-field*) ou distantes (*far-field*). Em transmissão de campos próximos a energia é preferencialmente transmitida através da indução de campos variáveis no tempo, sejam estes campos magnéticos ou campos elétricos, utilizando os fenômenos descritos pelas equações de Maxwell. Já para a transmissão em campos distantes a energia é preferencialmente transmitida de forma irradiada, ou seja, por ondas eletromagnéticas, o que permite alcances na transmissão para distâncias maiores. A transmissão de campos distantes é comumente confundida com a comunicação sem fio devido aos seus princípios físicos, onde o foco não é a transferência de energia, mas sim de informações.

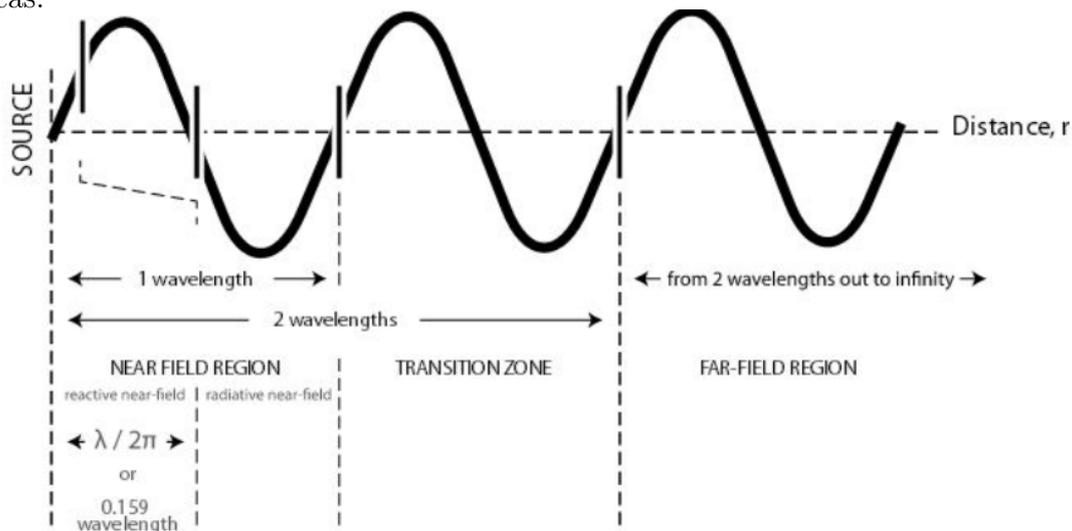
Através das leis que regem os fenômenos eletromagnéticos pode de fato não tornar nítida a distinção entre métodos de transmissão de energia *near-field* e *far-field*, exceto, obviamente, pelo alcance da aplicação. Em (AGBINYA, 2012; SHINOHARA, 2014) são apresentadas abordagens nítidas com base nos próprios fundamentos do eletromagnetismo e na relação com as antenas que operam a transferência de energia de um ponto transmissor a um ponto receptor.

#### 2.1.1 Campo de Próximo x Campo Distante

Como mostrado em (UMENEI, 2011), na Figura 1, utilizando a distância de  $R = 1\lambda$  (1 comprimento de onda) é criada uma diferenciação nítida entre as fronteiras de campo próximo e campo distante. Neste caso existe uma região de transição ( $1\lambda < R < 2\lambda$ ) onde tanto os efeitos de campos próximo quanto de campos distantes são relevantes no comportamento dos campos eletromagnéticos. Ainda que a região de campo próximo seja classificada tendo a predominância de efeitos reativos dos

campos, em algumas abordagens ela ainda pode ser subdividida em uma região de "campo próximo radiativo", onde os efeitos reativos e radiativos se equivalem, qualquer sistema de transferência de energia projetado dentro desta faixa precisa considerar os efeitos no acoplamento eletromagnético entre transmissor e receptor que os campos radiativos terão.

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: (UMENEI, 2011).

A intensidade dos campos distantes elétrico  $E$  e magnético  $B$  diminui a uma razão inversa da distância, o que resulta na lei do inverso do quadrado para a potência irradiada pela radiação eletromagnética. Já os campos próximo tem sua intensidade reduzida muito mais rapidamente em relação à distância, sendo em geral, uma razão cúbica, o que resulta na quase extinção dos efeitos de campo próximo dentro de alguns poucos comprimentos de onda de distância a partir da fonte geradora.

Na região de campo distante, os campos  $E$  e  $B$  se realimentam mutuamente no espaço, fazendo com que eles atuem de forma casada, ou seja, a existência de um campo elétrico se dá quase que exclusivamente 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. 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 apresentados 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 o componente campo magnético na direção  $a_R$  radial ao centro da espira;

$\vec{H}_\theta$  é o componente campo magnético na direção  $a_\theta$ ;

$\vec{E}$  é o vetor campo elétrico;

$\lambda$  é o comprimento de onda;

$\eta_0$  é a impedância intrínseca do vácuo dada por  $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ ;

$\mu_0$  é a permissividade magnética do vácuo;

$\varepsilon_0$  é a permissividade elétrica do vácuo;

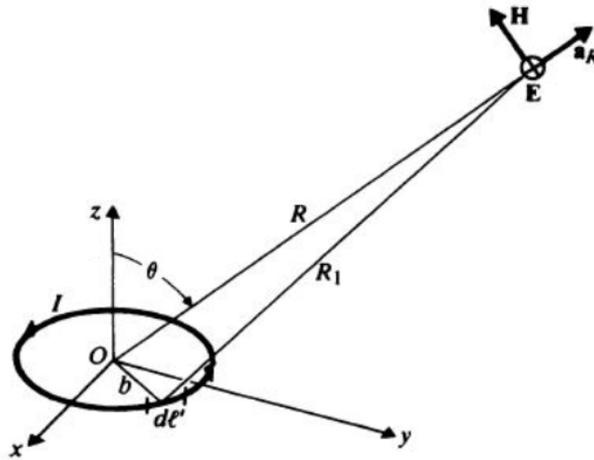
$R$  é a distância entre o centro da espira de corrente e o ponto espacial considerado;

$b$  é o raio da espira de corrente;

$\omega$  é a frequência angular da corrente alternada  $I$ .

$\theta$  é o ângulo entre o eixo normal ao plano da bobina 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 totais num ponto qualquer do espaço que são gerados por uma espira de corrente. Todavia, essas equações podem ser simplificadas ao ser adotado regiões específicas do espaço dentro dos conceitos de campo próximo e de campo distante.

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

$$\vec{H}_R \approx 0 \quad (4)$$

$$\vec{H}_\theta = -\frac{\mu_0}{4\eta_0 c} \frac{\omega^2 b^2}{R} I e^{-j\left(\frac{2\pi R}{\lambda} - \omega t\right)} \sin \theta \quad (5)$$

$$\vec{E}_R = \frac{\mu_0}{4c} \frac{\omega^2 b^2}{R} I e^{-j\left(\frac{2\pi R}{\lambda} - \omega t\right)} \sin \theta \quad (6)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo.

Através de (4), (5) e (6) é possível perceber que em aplicações campos distantes, os campos magnéticos e elétricos oscilam tanto no domínio tempo, quanto no domínio espacial, atuando assim como ondas eletromagnéticas.

Como  $H_R \approx 0$ , os campos são ortogonais entre si e ambos ortogonais à direção de propagação, logo podem ser classificados como formando uma onda eletromagnética esférica se propagando em todos os sentidos. Além disso, a magnitude dos campos é inversamente proporcional à distância, fazendo com que os campos distantes decaiam mais lentamente do que os campos próximo. A magnitude dos campos é proporcional ao quadrado da frequência de oscilação, pois é necessário frequências elevadas para compensar o baixo valor imposto pelo termo constante referente as característica do meio.

Já em 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  $\lambda = 3m$ , 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:

$$\vec{H}_R = \frac{b^2}{2R^3} i(t) \cos \theta \quad (7)$$

$$\vec{H}_\theta = \frac{b^2}{4R^3} i(t) \sin \theta \quad (8)$$

$$\vec{E} = \frac{b^2 \mu_0 \omega}{4R^2} i(t) \sin \theta \quad (9)$$

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 (9) demonstra que a magnitude do campo elétrico gerado pela espira de corrente é proporcional à velocidade angular  $\omega$  ( $f = \frac{\omega}{2\pi}$ ). No entanto, o coeficiente  $\mu$  presente no denominador possui um valor na ordem de  $10^{-7}$ , fazendo com que a magnitude do campo elétrico seja extremamente pequeno, e que  $E_R$  seja desprezível para frequências  $\omega < 10^7$ .

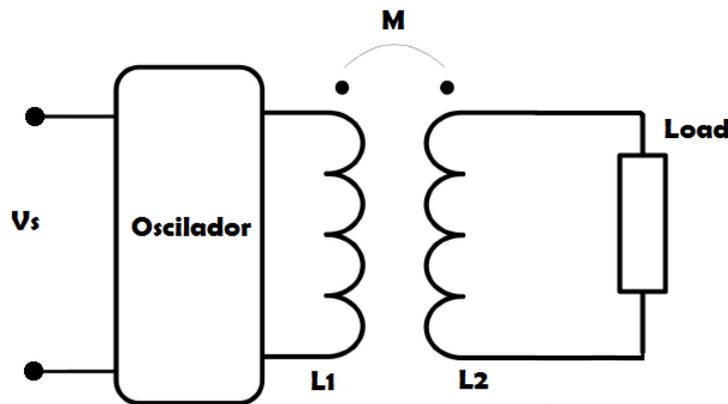
Os campos próximos apesar de serem oscilantes no tempo, não oscilam em função da distância, ou seja, não existem efeitos propagativos típicos de ondas, logo os campos são meramente oscilatórios e não ondulatórios. Esse conceito permite

concluir que para distâncias muito menores que  $1\lambda$  em relação à fonte do campo eletromagnético, tal como uma espira (ou bobina) percorrida por corrente alternada, os efeitos propagativos de radiação podem ser ignorados, e apenas os efeitos reativos, indutivos ou capacitivos, estão presentes. Os principais métodos de transmissão de campo próximo são: acoplamento indutivo e acoplamento indutivo ressonante.

## 2.2 Acoplamento Indutivo

O acoplamento indutivo, também chamado de acoplamento eletromagnético, é baseado num campo magnético induzido que transfere energia elétrica entre duas bobinas. Em (VALTCHEV et al., 2009), é mostrado que essa técnica faz uso direto da Lei de Faraday-Lenz da indução que diz que um campo magnético variável induz uma tensão elétrica sobre uma espira inserida neste campo, sendo essa aplicação mais utilizada em transformadores. A Figura 3 mostra o modelo dessa técnica de transmissão, onde uma fonte elétrica alternada sobre uma bobina transmissora  $L_1$  induz uma tensão na bobina receptora  $L_2$  através da indutância mútua  $M$  entre as bobinas.

Figura 3: Transferência de energia sem-fio por acoplamento indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

A energia transmitida em um acoplamento indutivo é fortemente afetada pela indutância mútua. Neumann comprovou que experimentalmente, observa-se que a constante de indução mútua depende apenas da geometria das bobinas e também da disposição física entre elas. Em (BANSAL, 2006), é apresentado a fórmula de Neumann que permite determinar essa constante:

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \oint \frac{d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2}{r} \quad (10)$$

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.

No entanto, dependendo da geometria das bobinas ou da sua disposição física, a fórmula de Neumann pode ser muito complexa de ser calculada. Normalmente, é mais interessante calcular a indutância mútua por meio de (11) do que pela fórmula de Neumann.

$$M = \frac{d\phi_{21}}{\frac{dI_1}{dt}} \quad (11)$$

Onde  $d\phi_{21}$  é a variação do fluxo magnético da bobina receptora entrelaçada com a bobina transmissora e  $dI_1$  é a variação da corrente que está circulando pela bobina transmissora.

Se aplicado uma corrente  $I_1$  na bobina 1, ocorrerá uma variação do fluxo magnético  $\frac{d\phi_{21}}{dt}$  na bobina 2, surgindo então uma tensão  $v_2$  dada por (12), sendo essa equação conhecida como Lei de Faraday.

$$v_2 = -\frac{d\phi_{21}}{dt} \quad (12)$$

(GROVER, 1946) apresenta uma nova equação que permite realizar o cálculo da indutância mútua:

$$M = \frac{\mathbf{V}_2}{j\omega\mathbf{I}_1} \quad (13)$$

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. (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 (14). O coeficiente de acoplamento  $k$ , decresce com a distância entre as bobinas.

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (14)$$

O coeficiente de acoplamento  $k$  pode possuir um valor na faixa de 0 a 1, representado, respectivamente o grau de acoplamento entre as bobinas. Alternativamente, a indutância mútua pode ser obtida usando o coeficiente de acoplamento, que pode ser calculado por (15) e substituído em (14).

$$k = \frac{V_2}{V_1} \sqrt{\frac{R_1^2 + (\omega L_1)^2}{\omega^2 L_1 L_2}} \quad (15)$$

Onde  $V_1$  é a tensão na bobina transmissora,  $V_2$  é a tensão na bobina receptora em circuito aberto,  $\omega$  a velocidade angular de operação do sistema,  $R_1$  a resistência intrínseca da bobina transmissora, e  $L_1$  e  $L_2$  as indutâncias das bobinas transmissora e receptora, respectivamente.

Se  $\omega L_1 \gg R_1$ , então (15) se tornará (16).

$$k \cong \frac{V_2}{V_1} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (16)$$

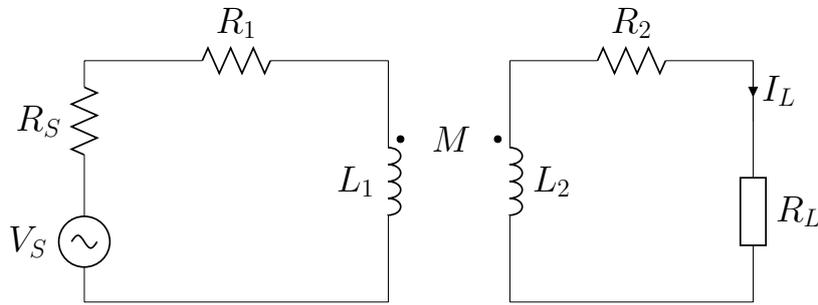
Devido a eficiência de transmissão decrescer rapidamente com o aumento da distância, o método do acoplamento indutivo para transmissão de energia sem fio fica restrito a aplicações de curta distância. Em (MUR-MIRANDA et al., 2010) é demonstrado que para bobinas sem núcleo, ou seja, utilizando o ar como meio de separação, o coeficiente de acoplamento é consideravelmente baixo, possuindo

máximo de  $k = 0,4$  para distâncias muito curtas, menores que  $5 \text{ cm}$ , entre bobinas alinhadas. Devido a isso, as bobinas precisam estar muito próximas para maximizar o acoplamento e a eficiência de transmissão.

### 2.2.1 Modelo elétrico do acoplamento indutivo

Os circuitos transmissores e receptores são rerepresentados por circuitos RL série (apresentado na Figura 4), sendo  $L_1$  e  $R_1$  a indutância e a resistência da bobina transmissora,  $L_2$  e  $R_2$  a indutância e a resistência da bobina receptora,  $V_S$  é a tensão elétrica da fonte,  $Z_L$  é uma carga conectada ao secundário e  $M$  representa a indutância mútua entre as bobinas.

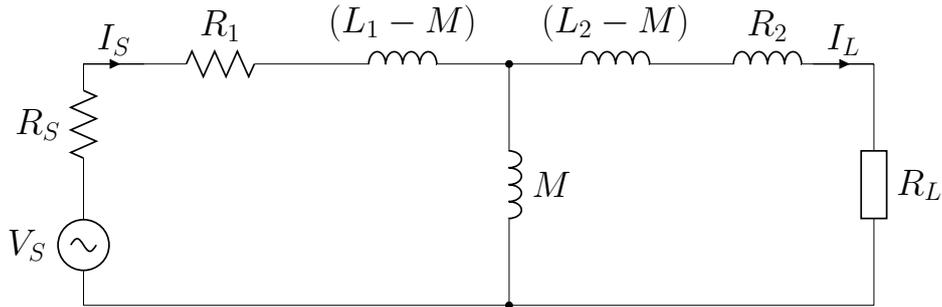
Figura 4: Circuitos equivalentes primário e secundário de um sistema de acoplamento indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Em (BRUSAMARELLO et al., 2012)) os autores apresentam um circuito equivalente com o modelo T do acoplamento indutivo, apresentado na Figura 5.

Figura 5: Modelo T equivalente para o acoplamento indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Através do circuito da Figura 5 é possível obter uma expressão para a potência entregue à carga  $R_L$  em função da tensão de alimentação  $V_S$  e da impedância equivalente do sistema em regime permanente senoidal. A impedância vista a partir do secundário é dada por:

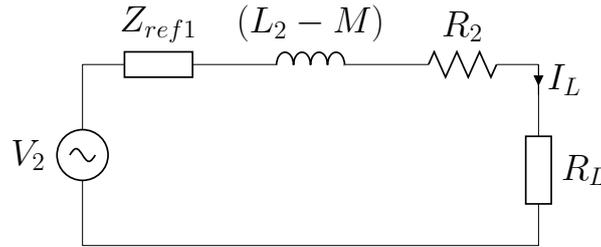
$$\mathbf{Z}_{ref1} = X_M \frac{R_1 + R_S + j(X_1 - X_M)}{R_1 + R_S + jX_1} \quad (17)$$

Onde  $X_1 = \omega L_1$ ,  $X_2 = \omega L_2$  e  $X_M = \omega M$ , são as reatâncias indutivas das bobinas. A tensão elétrica vista a partir da entrada do secundário é dado por:

$$V_2 = V_S \frac{jX_M}{R_1 + R_S + jX_1} \quad (18)$$

Através desse equacionamento o circuito equivalente de Thevenin pode ser apresentado pela Figura 6.

Figura 6: Circuito equivalente visto pela carga



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Com o circuito apresentado na Figura 6, é possível reescrever a impedância total equivalente do acoplamento indutivo por:

$$\mathbf{Z}_{eqL} = R_{eqL} + jX_{eqL} \quad (19)$$

Onde:

$$R_{eqL} = R_2 + \frac{X_M^2(R_1 + R_S)}{(R_1 + R_S)^2 + X_1^2} \quad (20)$$

$$X_{eqL} = jX_2 - jX_M + jX_M \frac{(R_1 + R_S)^2 + jX_1(jX_1 - jX_M)}{(R_1 + R_S)^2 + X_1^2} \quad (21)$$

De acordo com (?), qualquer circuito representado por um equivalente de Thevenin do ponto de vista da carga com impedância no formato (19) têm a sua máxima potência transferida à carga  $Z_L$  quando:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_L &= \mathbf{Z}_{th}^* \\ R_L &= R_{eqL} \\ jX_L &= -jX_{eqL} \end{aligned} \quad (22)$$

Assim, assumido um acoplamento indutivo com uma carga puramente resistiva, então  $X_L = 0$ , e o teorema da máxima transferência de potência não pode ser satisfeito em nenhuma condição para o acoplamento indutivo modelado pelo circuito informado na Figura 5. Esse fenômeno motiva o estudo do método do acoplamento ressonante, pois uma das funções deste método é acrescentar uma rede capacitiva a fim de realizar a compensação da reatância do lado da carga, atendendo assim, o teorema da máxima transferência de potência.

## 2.3 Acoplamento Indutivo Ressonante

As aplicações de WPT de campo de proximidade são as mais diversas, mas podem ser basicamente divididas em dois grandes grupos: aplicações para carregamento dinâmico do sistema e aplicações para de carregamento estático. 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, como, por exemplo, em carregamento de veículos elétricos em uma autoestrada. Já o segundo caso o sistema de transmissão de energia é estático, ou seja, as bobinas transmissoras e receptoras estão fixadas a uma dada condição de operação.

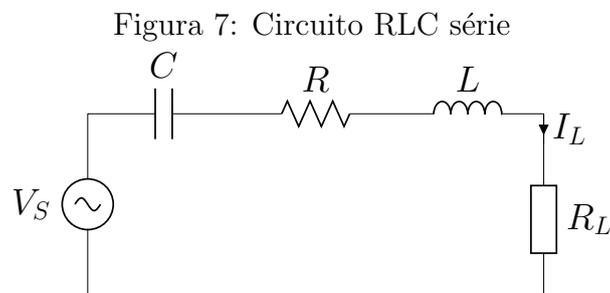
Para o desenvolvimento das metodologias de WPT de campo de proximidade, em (HUI; ZHONG; LEE, 2014), os autores definem a necessidade de dois princípios básicos, oriundos dos estudos de Tesla: o uso de acoplamento indutivo e as técnicas de ressonância para transmissor e receptor. Esses dois princípios são de fato a base da metodologia de acoplamento indutivo ressonante, pois através delas é possível compensar a reatância indutiva das bobinas emissora e receptora e fornecer uma potência entregue a carga mais elevada e/ou garantir uma maior eficiência energética no sistema WPT.

O método do acoplamento indutivo ressonante é um caso especial de manifestação do fenômeno da indução, onde há a adição de reatâncias capacitivas para contrabalançar 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 PDL é fortemente dependente das condições de ressonância do acoplamento indutivo.

A rede de capacitores é normalmente composta por capacitores que buscam sintonizar o circuito. Essa é uma característica importante do WPT, pois os capacitores escolhidos poderão maximizar a PDL ou a eficiência do acoplamento indutivo, definido como  $\eta$ , ou uma possível combinação de ambos.

### 2.3.1 Ressonância em um circuito RLC

Através do circuito RLC série apresentado na Figura 7 é possível obter o modelo mais básico de ressonância eletromagnética.



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Na Figura 7,  $V_S$  representa uma tensão alternada,  $L$  pode representar a indutância própria de uma bobina,  $R$  as perdas ôhmicas dessa bobina,  $C$  um capacitor de compensação em série com a bobina e  $R_L$  uma impedância da carga puramente

resistiva. Considerando os valores eficazes de tensão e corrente deste circuito, a corrente elétrica  $I_L$  é dada por:

$$\mathbf{I}_L = V_S \frac{1}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R_L} \quad (23)$$

E a PDL:

$$P_o = R_L |\mathbf{I}_L|^2 = \frac{R_L V_S^2}{(R + R_L)^2 + \left(\frac{\omega^2 LC - 1}{\omega C}\right)^2} \quad (24)$$

Através da equação (24) é possível perceber que a máxima potência entregue à carga ocorre quando a velocidade angular é:

$$\omega = \omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \therefore f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (25)$$

Onde  $\omega_R$  representa a frequência no ponto de ressonância, e  $f_R$  o equivalente em Hz. A ressonância pode ser interpretada como o instante em que as reatâncias indutivas e capacitivas se anulam mutuamente, fazendo com que o circuito se concentre unicamente nas perdas resistivas. No circuito elétrico informado pela Figura 7, nas frequências inferiores à frequência de ressonância, a reatância capacitiva do circuito predomina em relação à reatância indutiva. Já para as frequências superiores, a reatância indutiva predomina em relação a reatância capacitiva. Nos casos de não ocorrência de ressonância, a impedância total é maior, diminuindo a corrente no circuito para a mesma tensão aplicada pela fonte. Logo, quando o circuito RLC está em ressonância, a limitação da passagem corrente elétrica é apenas provocada pelas perdas resistivas da própria bobina e a da carga. Dessa maneira, é introduzido uma capacitância de compensação à um circuito magnético, a fim de anular as reatâncias, possibilitando a maximização de uma função objetivo, sendo essa a potência entregue à carga ou a eficiência do sistema.

### 2.3.2 Modelo do acoplamento indutivo ressonante

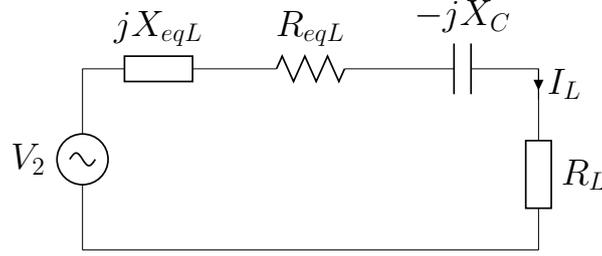
#### 2.3.2.1 Com um único capacitor de compensação

Na seção 2.2.1 foi apresentado o modelo do método do acoplamento indutivo para duas bobinas magneticamente acopladas. Foi visto que, para conseguir atender o teorema da máxima transferência de potência, era necessário acrescentar um capacitor para realizar a compensação do sistema. Sendo assim, é necessário modificar o circuito do acoplamento indutivo a fim de obter as condições satisfatórias. Para isso, será utilizado o efeito de ressonância inserindo uma capacitância de compensação no acoplamento indutivo.

Para realizar a sintonização no circuito da Figura 5 é necessário acrescentar uma reatância capacitiva  $X_C$  em série com a carga para que anule a reatância equivalente dada por (21). Ao adicionar essa reatância capacitiva a condição de ressonância será satisfeita, e, conseqüentemente, a impedância do circuito equivalente da Figura 8 será reduzida à resistência equivalente (20).

Se a condição de ressonância for obtida  $\mathbf{I}_L$  será definida por:

Figura 8: Circuito equivalente visto pela carga com um capacitor de compensação em série



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

$$\mathbf{I}_L = \frac{jX_M V_S}{(R_{eqL} + R_L)(R_1 + R_S + jX_1)} \quad (26)$$

Como pode ser visto em (26), para a carga na ressonância, a reatância equivalente vista pela carga é anulada, todavia os termos de reatância mútua  $X_M$  e reatância própria da bobina transmissora  $X_1$  ainda aparecem na expressão da corrente. Isso ocorre por não haver uma compensação direta nas reatâncias do lado primário, mostrando, assim, que a compensação por um capacitor em série é limitada e não oferece a máxima condição possível de sintonia do acoplamento indutivo com ressonância. Uma possível otimização neste método seria a inclusão de um segundo capacitor do lado primário, capaz de cancelar diretamente a reatância  $X_1$ , ou ainda, o acréscimo de mais capacitores a fim de compensar todas as indutâncias, próprias e mútuas, do sistema, ao mesmo tempo que estabelece o casamento das impedâncias equivalentes na carga.

### 2.3.2.2 Dois capacitores de compensação

Em (AZAMBUJA et al., 2014) é mostrado um capacitor em série com o lado primário, como mostrado na Figura 9, é obtida uma topologia série-série de compensação capacitiva ressonante. Neste caso há dois graus de liberdade no circuito,  $C_1$  e  $C_2$ , para a sintonia. Assim não há uma única equação linear de compensação, como para o caso de um único capacitor.

No circuito mostrado na Figura 9 foram inseridos também as resistências equivalentes série dos capacitores, obtendo uma aproximação do modelo real. A resistência dos capacitores é definida por:

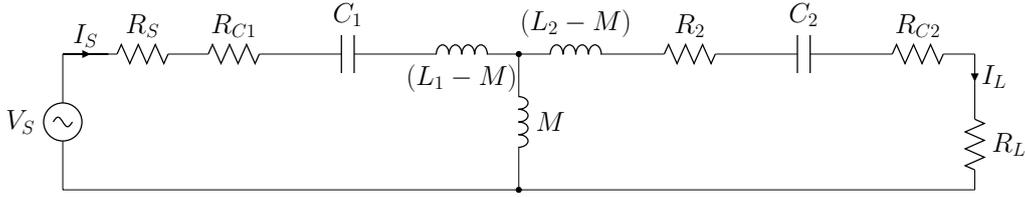
$$R_C = \frac{ESR(\%)}{100\omega C} \quad (27)$$

Onde  $R_C$  é a resistência série equivalente do capacitor,  $ESR(\%)$  é um fator de multiplicação de reatância capacitiva,  $\omega$  é a velocidade angular de excitação e  $C$  é o valor do capacitor.

Aplicando as equações de malha (28) no circuito, Figura 9, são obtidos os valores da corrente na carga (29) e a corrente na fonte (30).

$$\begin{cases} (R_S + Z_{C1} + \mathbf{Z}_{L1})\mathbf{I}_S - \mathbf{X}_M\mathbf{I}_L = V_S \\ -\mathbf{X}_M\mathbf{I}_S + (\mathbf{Z}_{L2} + \mathbf{Z}_{C2} + R_L)\mathbf{I}_L = 0 \end{cases} \quad (28)$$

Figura 9: Topologia série-série com dois capacitores de compensação



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

$$\mathbf{I}_L = \frac{\mathbf{X}_M V_S}{(R_S + \mathbf{Z}_{L1} + \mathbf{Z}_{C1})(R_L + \mathbf{Z}_{L2} + \mathbf{Z}_{C2}) - \mathbf{X}_M^2} \quad (29)$$

$$\mathbf{I}_S = \frac{(R_L + \mathbf{Z}_{L2} + \mathbf{Z}_{C2})V_S}{(R_S + \mathbf{Z}_{L1} + \mathbf{Z}_{C1})(R_L + \mathbf{Z}_{L2} + \mathbf{Z}_{C2}) - \mathbf{X}_M^2} \quad (30)$$

Onde:

$$\mathbf{Z}_{L1} = R_1 + j\omega L1 \quad (31)$$

$$\mathbf{Z}_{C1} = R_{C1} - \frac{j}{\omega C1} \quad (32)$$

$$\mathbf{Z}_{L2} = R_2 + j\omega L2 \quad (33)$$

$$\mathbf{Z}_{C2} = R_{C2} - \frac{j}{\omega C2} \quad (34)$$

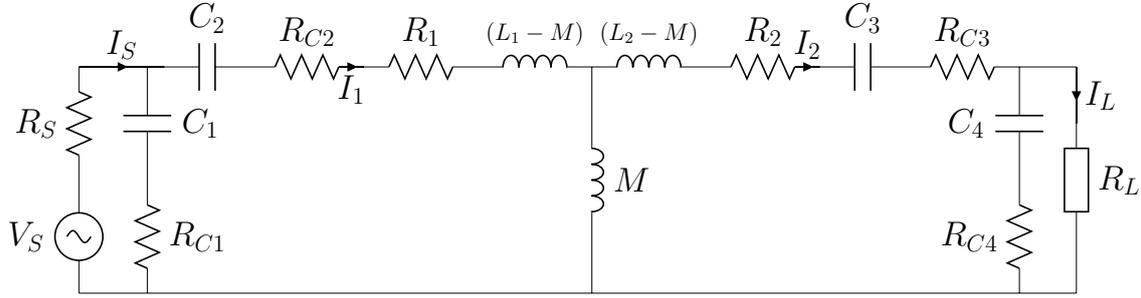
### 2.3.2.3 Quatro capacitores de compensação

Nessa rede de capacitores há quatro capacitores de compensação, dois para cada lado, transmissor e receptor. Esta topologia pode ser série paralelo ou paralelo série, geralmente devido à complexidade da análise teórico 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. De fato, o método de compensação utilizando quatro capacitores é mais geral já que permite que todas as reatâncias indutivas do acoplamento possam ser compensadas através da rede capacitiva com quatro graus de liberdade, oferecendo a possibilidade de otimização do casamento de impedância das bobinas com a carga. Os autores apresentam ainda um método numérico para computar a rede capacitiva de quatro capacitores para uma condição estática da carga e das bobinas.

O circuito adotado na Figura 10 é a topologia adotada neste trabalho. Ela oferece quatro capacitores que cancelam a reatância mútua gerado entre bobinas.

Através das equações de malha no circuito da Figura 10 é possível obter as seguintes equações lineares:

Figura 10: Topologia utilizada neste trabalho com rede de quatro capacitores considerando as perdas ôhmicas, tanto das bobinas quanto dos capacitores



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

$$\begin{cases} (R_S + \mathbf{Z}_{C1})\mathbf{I}_S - \mathbf{Z}_{C1}\mathbf{I}_1 = V_S \\ -\mathbf{Z}_{C1}\mathbf{I}_S + (\mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_1)\mathbf{I}_1 - \mathbf{X}_M\mathbf{I}_2 = 0 \\ -\mathbf{X}_M\mathbf{I}_1 + (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4})\mathbf{I}_2 - \mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_L = 0 \\ -\mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_2 + (\mathbf{Z}_{C4} + R_L)\mathbf{I}_L = 0 \end{cases} \quad (35)$$

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 (35) é possível obter a seguinte equação para a corrente na carga:

$$\mathbf{I}_L = \frac{\mathbf{Z}_{C1} \cdot \mathbf{Z}_{C2} \cdot \mathbf{X}_M \cdot V_S}{\mathbf{A}(R_S + \mathbf{Z}_{C1})(\mathbf{B}(\mathbf{Z}_{C4} + R_L - \mathbf{Z}_{C4}^2))} \quad (36)$$

Onde

$$\mathbf{A} = \mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1} - \frac{\mathbf{Z}_{C1}^2}{R_S + \mathbf{Z}_{C1}} \quad (37)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{Z}_{L2} + \mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} - \mathbf{X}_M^2 \cdot \mathbf{A}^{-1} \quad (38)$$

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:

$$\mathbf{I}_S = \frac{V_S(\mathbf{Z}_{C1} \cdot \mathbf{Z}_{C2} \cdot \mathbf{Z}_{L1})\mathbf{D} - V_S \cdot \mathbf{G}}{(\mathbf{Z}_{C1}\mathbf{H} + R_S(\mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{H}))\mathbf{D} - (R_S + \mathbf{Z}_{C1})\mathbf{G}} \quad (39)$$

Onde

$$\mathbf{D} = \mathbf{Z}_{C4}(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2}) + R_L(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2}) \quad (40)$$

$$\mathbf{G} = (R_L + \mathbf{Z}_{C4})\mathbf{X}_M^2 \quad (41)$$

$$\mathbf{H} = (\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1}) \quad (42)$$

Através 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:

$$P_o = \frac{1}{2}|\mathbf{I}_L|^2 \cdot R_L \quad (43)$$

$$\eta = \frac{P_o}{\frac{1}{2} \cdot \text{Re}\{V_S \cdot \mathbf{I}_S^*\}} \quad (44)$$

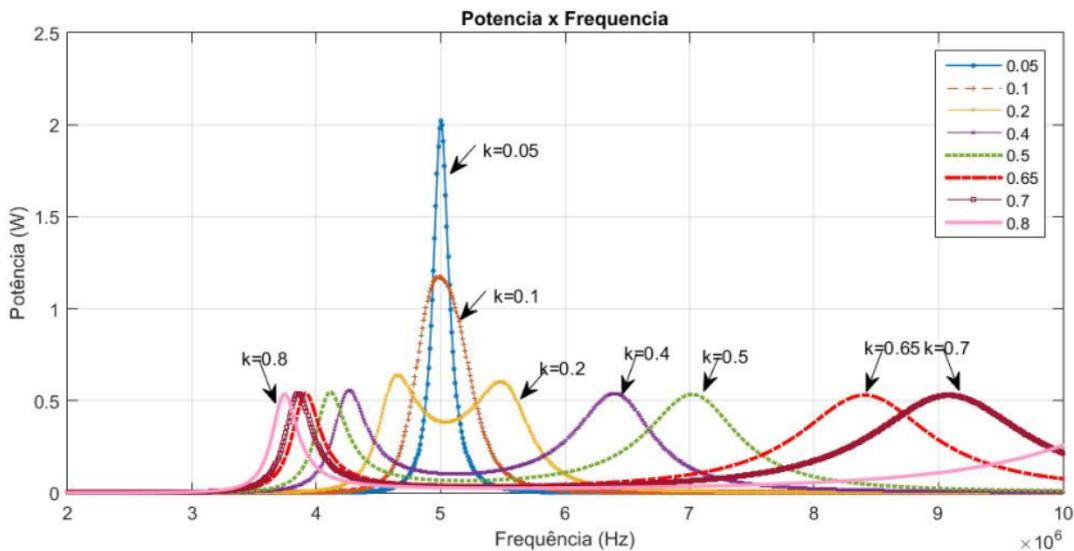
onde  $V_S$  é a amplitude da tensão da fonte de entrada e  $\mathbf{I}_S^*$  é o complexo conjugado da corrente da fonte.

Na comparação com as demais topologias de um ou dois capacitores de compensação, é possível obter um ganho de até 5% de eficiência na transmissão e de 20% na potência entregue à carga, através do uso de quatro capacitores, dependendo do valor da resistência de carga e do coeficiente de acoplamento.

#### 2.3.2.4 Fenômeno da Divisão de Frequência de Ressonância

Em (ZHANG; ZHAO; CHEN, 2013), os autores demonstram o fenômeno chamado de divisão de frequência ressonância (*frequency splitting*). Esse fenômeno pode ser melhor entendido ao se observar um exemplo ilustrado na Figura 11 (circuito compensado com dois capacitores série-série), onde é expressado a potência de saída em função da frequência para vários coeficientes de acoplamento  $k$ .

Figura 11: Efeito de divisão de frequência de ressonância (*frequency splitting*) para o link indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Através da Figura 11 é demonstrado que o aumento do coeficiente de acoplamento  $k$ , o que significa que as bobinas transmissora e receptora estão cada vez mais próximas entre si, modifica o comportamento do ponto de ressonância. Para valores pequenos de  $k$ , a potência máxima ocorre no exato ponto da frequência de ressonância projetada ( $500\text{kHz}$ ). No entanto, a medida que se aumenta o acoplamento para além de  $k > 0,1$  surgem dois pontos de máximos locais para a potência de saída, pontos este que gradativamente se distanciam da frequência de ressonância projetada. Além disso, nota-se que os valores máximos de potência decaem com o aumento do coeficiente de acoplamento. Este decaimento que, inicialmente parece ser contraditório já que ao aumentar o coeficiente de acoplamento das bobina deveria aumentar o valor da potência máxima, é, na verdade, uma consequência direta da compensação capacitiva. Em valores de  $k$  onde o sistema não está projetado ocorre

um decaimento da PDL provocado pela reatância combinada dos capacitores e dos indutores.

## 2.4 Fator de Qualidade Q

O autor em (KUPHALDT, 2007) demonstra que em um circuito ressonante quanto maior o fator de qualidade  $Q$  mais limitada é a largura de banda. Formalmente,  $Q$  é definido como a razão entre a energia de campo armazenada  $P_S$  e a potência dissipada pelas resistências do circuito  $P_R$ . Em bobinas, o fator de qualidade é definido por:

$$Q = \frac{P_S}{P_R} = \frac{\omega L}{R} \quad (45)$$

onde  $L$  é a indutância própria da bobina e  $R$  é a resistência equivalente da bobina. O fator  $Q$  e o coeficiente de acoplamento  $k$  são dois fatores cruciais que impactam na WPE e na PDL de um sistema WPT. Devido a isso, grande parte dos estudos recentes de projeto de sistemas WPT focam em meios de otimizar estes dois fatores através da manipulação das variáveis do acoplamento indutivo ressonante.

Em uma bobina ideal, a resistência é nula, o que faria o fator de qualidade tender ao infinito. No entanto, na prática há resistência em qualquer condutor, sendo ela definida por (46).

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{A} \quad (46)$$

Em (46) é definida a resistência da bobina para baixas frequências. Na equação  $\rho$  é a resistividade do material condutor que constitui a bobina,  $l$  é o comprimento do fio bobinado e  $A$  é a área da seção transversal do fio. Quando a bobina é excitada por correntes de frequências elevadas, surge uma resistência provocada por efeito pelicular em condutores. Em (WHEELER, 1942) é demonstrado a aproximação matemática para um fio condutor genérico, essa aproximação é apresentada em (47).

$$R_{AC} \cong \frac{l\rho}{\delta(D - \delta)\pi} \quad (47)$$

onde  $D$  é a espessura ou diâmetro do fio da bobina, e  $\delta$  é a chamada profundidade pelicular em metros sendo definida por (48).

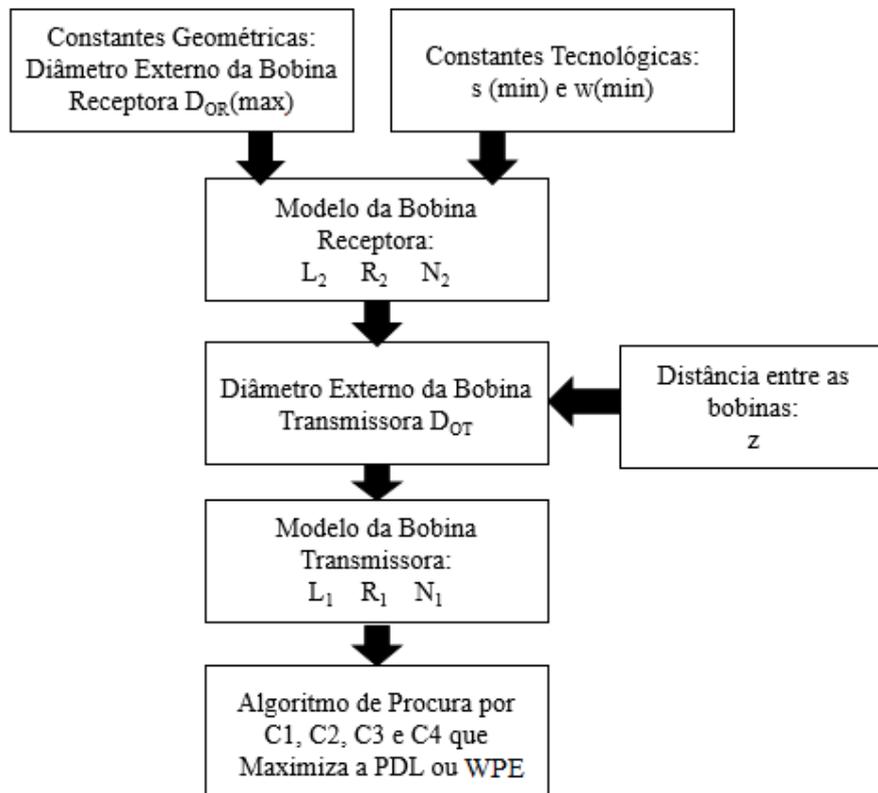
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu f}} \quad (48)$$

O  $\mu$  é a permeabilidade magnética do material condutor do fio e  $f$  a frequência em Hertz da corrente de excitação. A resistência total de um condutor é de fato a soma entre (46) e (47), ou seja, pode ser representada pela soma de duas resistências em série, uma de valor constante em relação a frequência e outra que varia em função da frequência.

### 3 MATERIAS E MÉTODOS

Até o momento foram apresentados os conceitos necessários para o um entendimento básico de um acoplamento indutivo ressonante, assim como uma visão geral do funcionamento do circuito elétrico em ressonância. Neste capítulo apresenta-se a metodologia aplicada para o projeto, para a criação das bobinas e para a escolha da rede de capacitores. Além disso, ainda é apresentado um aparato utilizado para gerar movimentos controlados em duas direções com o intuito de propor e testar técnicas de compensação dinâmicas. Neste capítulo ainda será apresentado o software de simulação de elementos finitos COMSOL Multiphysics utilizado para simular o comportamento das bobinas.

Figura 12: Fluxograma para o design do link indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Os valores de  $w(min)$  e  $s(min)$  são, respectivamente, a largura do fio condutor da bobina e o espaçamento entre os condutores.

A Figura 12 mostra o fluxograma utilizado para realizar as etapas do projeto do link indutivo, onde primeiramente é definido as dimensões da bobina receptora dada as restrições da aplicação e da tecnologia de construção da bobina. Dessa maneira, é possível realizar o cálculo do diâmetro externo da bobina transmissora em relação a distância entre as bobinas transmissora e receptora. Por fim, são definidos os capacitores da rede capacitiva de compensação.

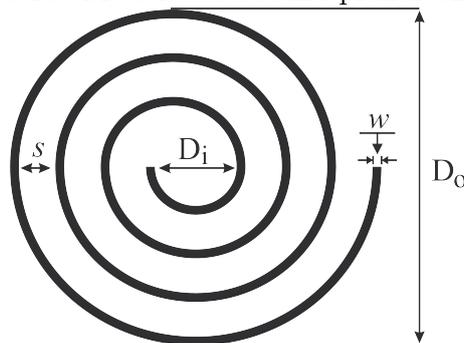
### 3.1 Modelagem das Bobinas

A primeira etapa do projeto do acoplamento indutivo constitui-se na modelagem e construção das bobinas transmissora e receptora. Na literatura, (BOSSHARD et al., 2013; PORTO et al., 2014; GROVER, 1946; HURLEY; DUFFY, 1995), são abordados inúmeros modelos e geometrias de bobinas, com suas vantagens e desvantagens referentes as diferentes aplicações. Para cada aplicação surge uma série de variáveis limitantes para a construção das bobinas, tais como, área disponível, peso máximo, potência requerida, coeficiente de acoplamento, e etc.

Em (BOSSHARD et al., 2013) é realizada uma análise dos coeficientes de acoplamento para diferentes topologias de bobinas planares. Os autores constataram que as bobinas planares circulares são as que oferecem melhores resultados de acoplamento magnético para áreas idênticas ocupadas, o que em grande parte é explicado pela distorção da distribuição das linhas de campo magnético nos arredores das bordas das bobinas não circulares.

Na Figura 13 é ilustrado um modelo típico de bobinas planares circulares (no caso espiral), de onde se destacam os parâmetros físicos utilizados para o cálculo das indutâncias próprias.

Figura 13: Modelo de bobina planar circular.



Fonte: (PORTO et al., 2015).

O equacionamento completo dos parâmetros teóricos circuito equivalente do modelo da bobina circular da Figura 13 é desenvolvido em (GROVER, 1946), sendo a indutância equivalente definida por:

$$L = \frac{\mu N^2 (D_i + D_o)}{4} \left[ \ln\left(\frac{2,46}{\psi}\right) + 0,20\psi^2 \right] \quad (49)$$

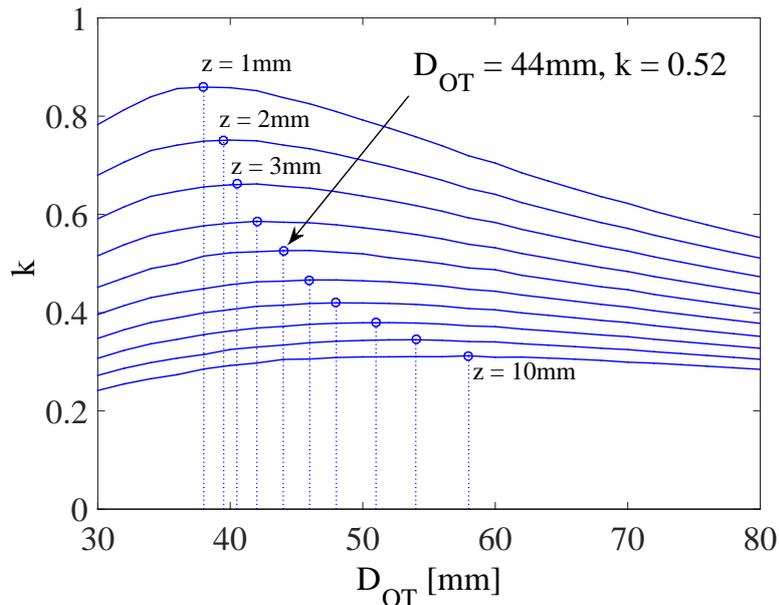
onde  $L$  é a indutância própria da bobina planar circular,  $\mu$  é a permeabilidade do ar,  $n$  é o número de espiras,  $D_i$  é o diâmetro interno,  $D_o$  é o diâmetro externo e  $\psi$  é a razão de ocupação do condutor, dado por:

$$\psi = \frac{D_0 - D_i}{D_0 + D_i} \quad (50)$$

Já a resistência equivalente é influenciada pela frequência de excitação. Na seção 2.4 foi mostrado que as perdas ôhmicas podem ser representadas por duas resistências série, uma representada pelas perdas constantes em baixas frequências e outra relacionada às perdas que aumentam com a frequência.

O *link* indutivo utilizado nesse trabalho foi originalmente projetado para recarregar as baterias de uma aplicação associada a um nó sensor sem fios, descrita com detalhes em (PORTO et al., 2015) e impõe um diâmetro máximo da bobina receptora de 38 mm com geometria espiral impressa em placa de circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*). O espaçamento entre os trilhas condutoras de 0.25 mm e com largura de trilha de 0.25 mm, possuindo um número de espiras  $N_2 = 38$ . A indutância própria obtida pelo método de Lyle (GROVER, 1946) é de 18.9  $\mu\text{H}$ . A resistência intrínseca é estimado por  $R_2=9.3 \Omega$ .

Figura 14: Coeficiente de acoplamento em função da distância entre as bobinas  $z$  e do diâmetro externo da bobina  $D_{OT}$ .



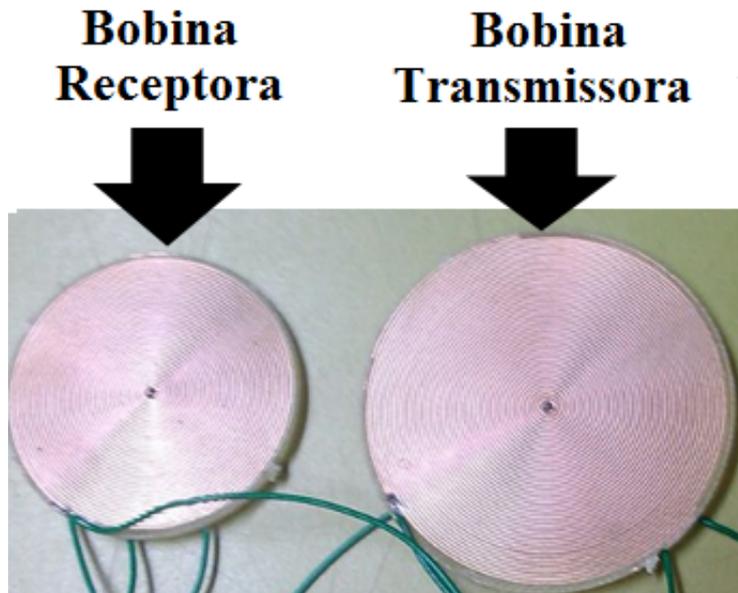
Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

O diâmetro da bobina transmissora ( $D_{OT}$ ) impacta no acoplamento magnético  $k$  devido às posições relativas entre as bobinas. Através da utilização da simulação de elementos finitos, utilizando o software COMSOL Multiphysics, foi possível obter o  $D_{OT}$  específico que maximiza  $k$  dada a distância entre as bobinas. A Figura 14 mostra o comportamento da função que associa o fator de acoplamento  $k$  com o diâmetro externo da bobina transmissora quando as mesmas estão alinhadas. Por exemplo, quando a distância entre as bobinas é  $z = 5\text{mm}$ ,  $k$  é maximizado para  $D_{OT}=44\text{mm}$ .

Nas bobinas utilizadas como estudo de caso dessa dissertação foi escolhido o caso em que  $D_{OT}=44\text{mm}$ , com um número total de espiras de  $N_1 = 44$  com espessura

da trilha de cobre e espaçamento entre trilhas de  $0,25 \text{ mm}$ . A indutância própria da bobina transmissora é de  $L_1 = 35,2 \mu\text{H}$ . A resistência intrínseca é estimada em  $R_1 = 13,8 \Omega$ .

Figura 15: Par de bobinas utilizadas nos experimentos



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Na Figura 15 são apresentadas as bobinas transmissora e receptora utilizadas nos experimentos.

### 3.2 Frequência de operação

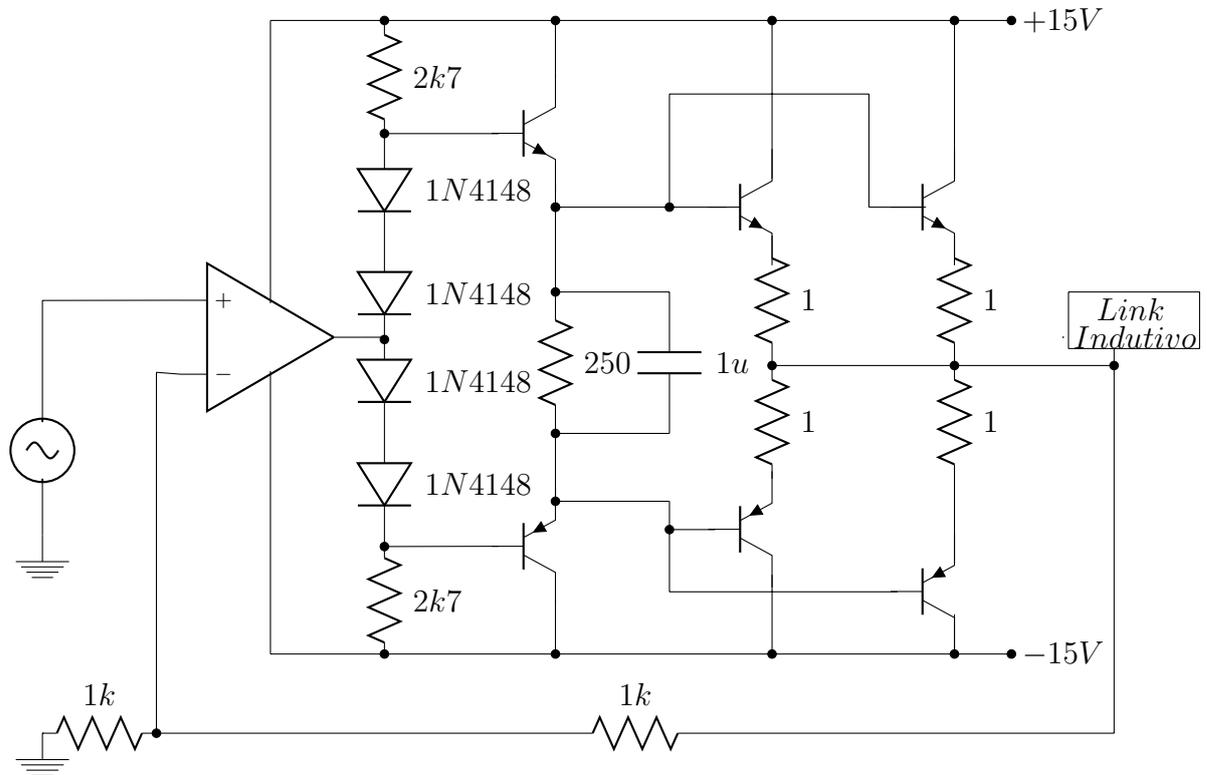
A frequência de excitação do sistema de acoplamento indutivo ressonante é em geral escolhida a fim de maximizar o fator de qualidade  $Q$ . O fator de qualidade  $Q$  pode ser calculado por (45). Quanto maior o fator de qualidade, melhor é a eficiência da transmissão e mais potência é entregue a carga, já que as perdas nas bobinas são minimizadas.

Neste trabalho a frequência é variada para alguns métodos de sintonização, todavia a frequência do projeto iniciará em 500 kHz. Através da frequência inicial do projeto é possível determinar o fator de qualidade  $Q_1 = 8,013$  para a bobina primária e  $Q_2 = 9,424$  para a bobina secundária. Para uma distância de  $z = 10 \text{ mm}$ , é obtido  $k = 0,31$ . Os valores dos capacitores podem ser então calculados a fim de maximizar a PDL (43) ou WPE (44).

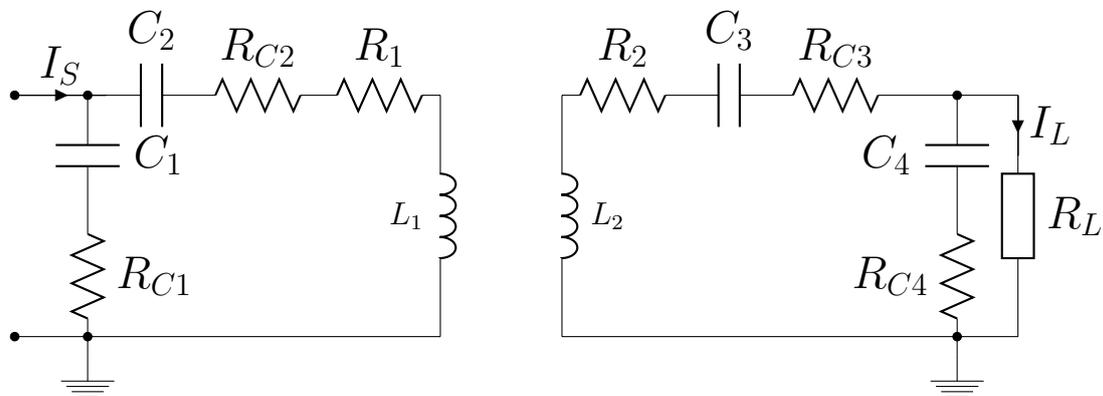
### 3.3 Fonte de Excitação

É necessário construir uma etapa de potência para suprir a demanda de potência exigida pela carga. O circuito da Figura 16(a) foi construído para amplificar o sinal. Para as etapas experimentais, esse sinal é oriundo diretamente de um gerador de funções e aplicado no amplificador projetado. O circuito da Figura 16(a) é baseado no modelo apresentado por (PORTO et al., 2015).

Figura 16: Circuitos do amplificador de potência e do *link* indutivo utilizado no estudo de caso



(a) Fonte de excitação utilizada nos experimentos



(b) Circuito do *Inductive Link* utilizado no estudo de caso

Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

O amplificador de potência construído para entregar a potência requerida pela carga na largura de banda da frequência de operação possui uma resistência de saída,  $R_S$ , de aproximadamente  $0,5 \Omega$ .

### 3.4 Rede Capacitiva

A topologia escolhida no estudo de caso dessa dissertação possui quatro capacitores, a qual pode ser vista na Figura 16(b). Os valores dos capacitores de compensação  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  podem ser determinados considerando as funções objetivo: PDL

(43) ou WPE (44).

Os autores em (AZAMBUJA et al., 2014) buscam a obtenção dos valores dos capacitores de compensação através de avaliações numéricas utilizando algoritmos de busca através do método de Monte Carlo. O algoritmo busca os capacitores de compensação utilizando valores discretos de capacitores comerciais e calcula os valores ótimos de potência e eficiência.

Para maximizar a PDL para uma carga de  $R_L=47\ \Omega$ , a uma distância de  $z=10$  mm, os valores de capacitores obtidos são:  $C_1 = 30$  pF;  $C_2 = 2,4$  nF;  $C_3 = 4,7$  nF;  $C_4 = 30$  pF.

### 3.5 Softwares de Simulação Utilizados

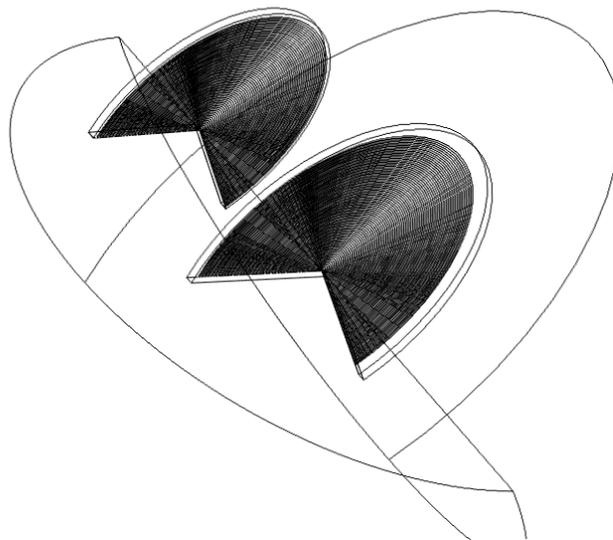
Nessa seção são apresentados alguns detalhes importantes sobre os softwares MATLAB e COMSOL Multiphysics utilizados neste trabalho, a fim de realizar simulações do modelo do sistema.

#### 3.5.1 COMSOL Multiphysics

O software COMSOL Multiphysics, apresentado em (MULTIPHYSICS, 2012) foi utilizado para a modelagem e simulação em modelos 2D e 3D das bobinas que foram posteriormente construídas. Como já salientado, as geometrias das bobinas impactam na PDL ou no WPE de um sistema de transmissão de energia sem fio. Dessa maneira é possível averiguar o impacto da geometria durante as simulações.

O software utilizado aborda princípios como fenômenos de transporte, teoria de campo eletromagnético e mecânica de sólidos. Uma vez que o problema é formulado geometricamente, é executada uma simulação através de elementos finitos.

Figura 17: Bobinas simuladas utilizando o software COMSOL Multiphysics



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Como mostrado na Figura 17 é possível modelar as propriedades físicas das bobinas que estão sendo simuladas. Logo, como definido pela fórmula de Neumann (10), é possível verificar o comportamento da indutância mútua gerada entre as

bobinas, utilizando a geometria proposta. Ambas as bobinas modeladas utilizam a propriedade de *Single Turn Coil*<sup>1</sup>, devido às suas geometrias planares espirais. Como a indutância mútua entre duas bobinas pode ser obtida somente entre as relações geométricas entre as bobinas (10), qualquer valor de corrente pode ser utilizado para excitar a bobina transmissora. Dessa maneira, a bobina transmissora é excitada por uma corrente elétrica de  $I_1 = 1 A$ . Já na bobina receptora, para um caso de circuito aberto, a corrente especificada é de  $I_2 = 0 A$ . Dessa maneira a propriedade de *Single Turn Coil* irá introduzir uma tensão elétrica na bobina receptora, causado pelo fluxo da corrente (12). Dessa maneira, o cálculo da indutância mútua é realizada através da equação (13).

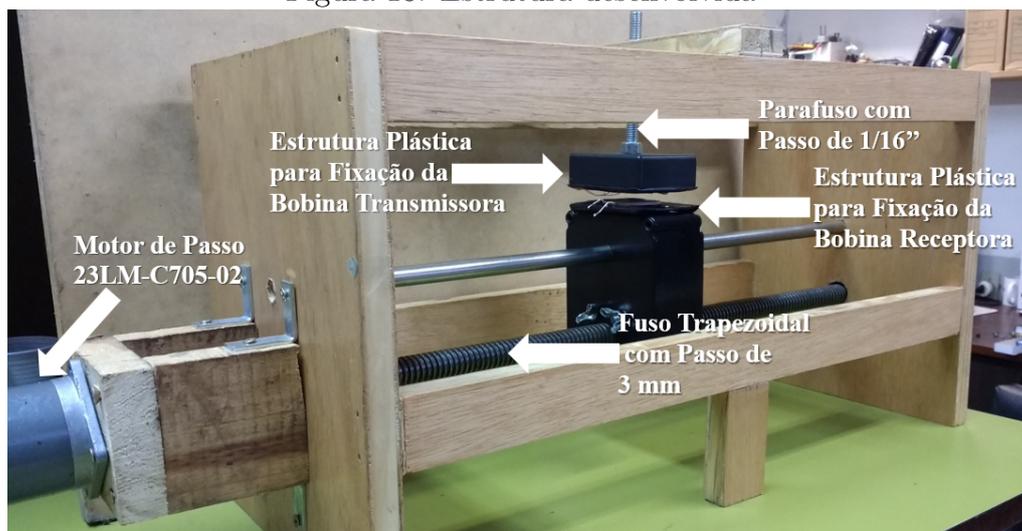
### 3.5.2 MATLAB

O código de simulação utilizado no MATLAB foi desenvolvido com base no mesmo modelo matemático utilizado para o cálculo da potência de saída (43), utilizando  $ESR(\%) = 0,15$  para cada um dos quatro capacitores. Dessa maneira, foi possível obter a resposta da tensão e da potência de saída em função da variação da frequência, capacitor  $C_2$  e do fator de acoplamento  $k$  (três parâmetros que são utilizados nos experimentos como variáveis dentro de uma faixa estabelecida).

## 3.6 Investigação da Influência do Desalinhamento

Como foi mostrado nas seções anteriores, as perturbações mecânicas influenciam na indutância mútua  $M$ , e por consequência no fator de acoplamento  $k$ , causando a perda de sintonia em um acoplamento indutivo ressonante. Em aplicações WPT, uma das principais fontes de perturbação é a variação do posicionamento geométrico entre a bobina transmissora e a bobina receptora.

Figura 18: Estrutura desenvolvida



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

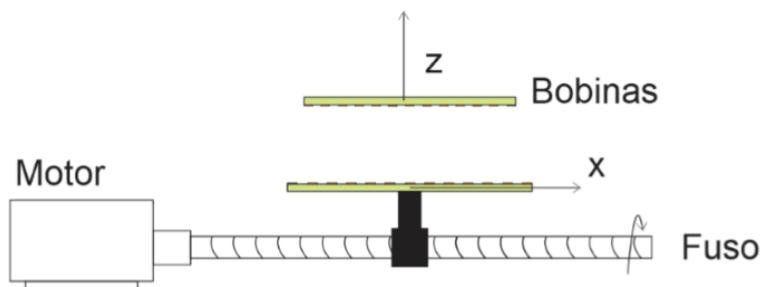
A Figura 18 mostra a estrutura que foi planejada e implementada para realizar

<sup>1</sup>Realiza um caminho único em um domínio condutor sujeito a uma excitação, tal como tensão ou corrente elétrica. A excitação especificada é traduzida numa corrente de condução que flui no domínio. O domínio recebe atribuições características que fornece recursos à Lei de Ampere.

o desalinhamento entre as bobinas transmissora e receptora. Para a criação da estrutura foram evitados o uso de materiais condutores próximos das bobinas, pois os ensaios realizados envolvem transferência de energia pelo ar, através de campos eletromagnéticos, logo qualquer material próximo às bobinas interferirá nos ensaios.

Para realizar o desalinhamento no eixo X foi utilizado um fuso rosca de com passo de  $3\text{ mm}$  e uma castanha de bronze, proporcionando uma movimentação com baixíssimo atrito. Para realizar a movimentação da bobina neste fuso, foi utilizado um motor de passo como ilustra a Figura 19.

Figura 19: Sistema implementado para emular o desalinhamento no eixo X

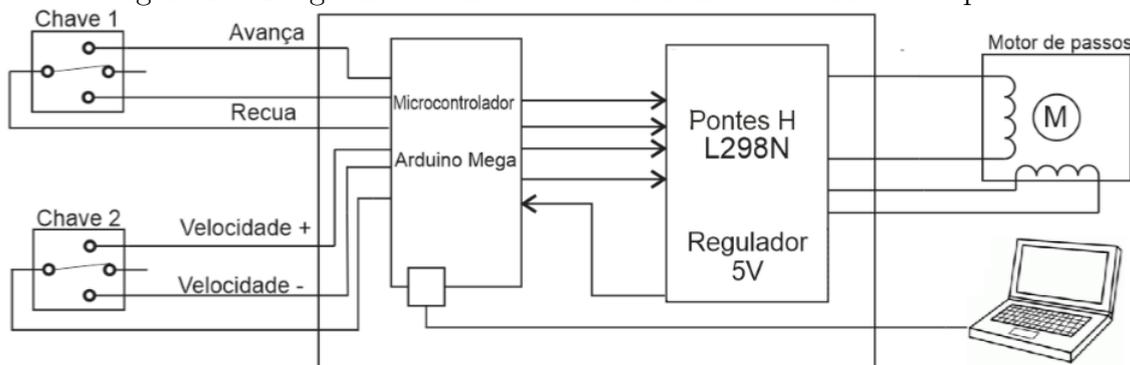


Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Na Figura 19 é ilustrado como o fuso é rotacionado para que a bobina seja movimentada no eixo X. O motor de passo utilizado é um 23LM-C705-02 com *holding torque* de  $7\text{ kgf.cm}$  e com 200 passos por revolução. O acoplamento do fuso ao motor foi realizado através de um acoplamento flexível, compensando possíveis desalinhamentos na estrutura. Dessa forma, cada passo do motor equivale a um deslocamento de  $0,015\text{ mm}$ .

Para acionar o motor de passo, é utilizado a placa L298N, que possui duas pontes H e um regulador de  $5\text{ V}$  embarcado. Cada uma das pontes H faz o acionamento de uma fase do motor de passo. A realização do controle da velocidade do motor ocorre através do microcontrolador Atmega2560 e a plataforma de prototipagem arduino.

Figura 20: Diagrama do circuito de acionamento do motor de passo



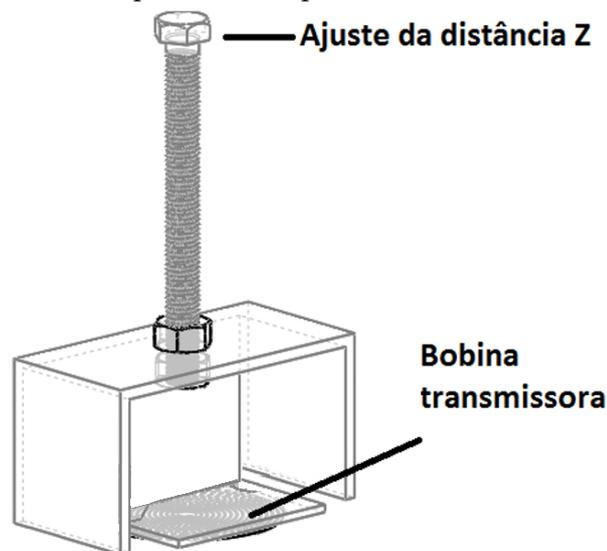
Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Como ilustrado na Figura 20 o motor pode ser acionado de maneira manual usando duas chaves de pulsos. Um par de chaves é utilizada para definir a direção do movimento e o outra para sua velocidade. Há também a implementação de um

protocolo de comunicação que possibilita controlar e monitorar a velocidade do eixo X do sistema. A velocidade em que a bobina pode trafegar sobre o eixo X é de 1 a 22  $mm/s$ .

O deslocamento no eixo Z baseia-se em um parafuso com passo de  $1/16''$  (1,588  $mm$ ) com uma estrutura plástica fixada na sua extremidade para fixação da bobina. O parafuso passa por uma porca fixada na estrutura de madeira, de modo que, quando esse parafuso realizar uma revolução, a estrutura plástica, juntamente da bobina, irá deslocar 1,588  $mm$ .

Figura 21: Sistema implementado para o desalinhamento no eixo Z



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

### 3.7 Sintonização do *Link* Indutivo

Como já foi apresentado nesse trabalho, o *link* indutivo precisa ser sintonizado visando a otimização da PDL ou do WPE. Em (BRUSAMARELLO et al., 2013; ALDHAHER; LUK; WHIDBORNE, 2014a), os autores utilizam a variação da frequência  $f$  para sintonizar o acoplamento indutivo ressonante, com a variação do fator de acoplamento  $k$ . Já em (LIM et al., 2014; PORTO et al., 2017), os autores buscam fixar a frequência de operação do acoplamento indutivo e realizar a variação somente na rede de capacitores. Neste trabalho é aplicado ambos os métodos de compensação, variando a frequência e um valor de capacitância na rede capacitiva, a fim de buscar sintonizar dinamicamente o acoplamento indutivo ressonante.

Como apresentado anteriormente, a rede capacitiva de compensação está presente em ambos os lados do *link* indutivo. No entanto, o lado da carga usualmente é inacessível. Dessa forma, qualquer ajuste na rede capacitiva é feito no lado primário. Nesse caso, há dois capacitores:  $C_1$  e  $C_2$ . Como  $C_1$  está praticamente em paralelo com a fonte (considerando a impedância de saída aproximadamente zero) a sensibilidade da PDL em relação a variação de  $C_1$  é muito baixa. Dessa forma, optou-se pela implementação de um capacitor variável em  $C_2$ .

Como as variáveis analisadas estão localizadas no lado transmissor do *link* indutivo, é utilizado técnicas para realizar a identificação da máxima PDL do *link*

projetado dada as variações de frequência  $f$  e na rede capacitiva  $C_2$ . Os autores em (PORTO et al., 2017; LIM et al., 2014; WANG; STIELAU; COVIC, 2005) buscam determinar um controle da PDL medindo a diferença das fases da tensão  $V_S$  e da corrente elétrica  $I_S$  em um link indutivo. Assim, quando a fase da impedância de entrada é zero, a PDL possuirá um valor próximo da operação desejada. Todavia, somente esta condição não é necessariamente o máximo de PDL (máximo global). Se utilizado  $C_2$  para controlar a diferença de fases, adicionalmente pode ser utilizado um ajuste na frequência para resolver este problema. Como apresentado no capítulo a seguir, quando o ponto de operação desejado é alcançado, a região próxima do máximo da PDL poderá ser associada através da diferença de fases nula e a um ponto máximo de  $|I_S|$ .

Além da compensação dinâmica realizada através da frequência e da variação de  $C_2$ , ambas utilizadas neste trabalho, a literatura fornece outras diferentes técnicas para realizar a sintonização do acoplamento indutivo. Em (PANTIC; LUKIC, 2012; ALDHAHER; LUK; WHIDBORNE, 2014a) os autores investigam uma estratégia de compensação ativa dos pontos de ressonância em cargas caracterizadas por multireceptores. Os autores em (CANNON et al., 2009) abordam um problema de uma fonte emissora com múltiplos receptores. Já (ALDHAHER; LUK; WHIDBORNE, 2014b) utiliza-se de um indutor com núcleo saturável (aplicando corrente), através deste método é feita a sintonização de um oscilador classe E para tentar aumentar a eficiência do sistema. Em (FU et al., 2015) há a busca da sintonização através da variação da carga, buscando assim otimizar o acoplamento indutivo e manter constante a transmissão de energia em casos de desalinhamentos.

Neste trabalho é apresentado um método para otimização da PDL em um acoplamento indutivo ressonante, através do uso de ambas variações, variando a capacitância e a frequência de excitação. Tanto para casos onde há desalinhamento entre as bobinas transmissora ou quando estão em um movimento relativo, o uso do método com duas variáveis demonstra um desempenho melhor na PDL comparado ao uso de apenas uma variável isolada para realizar a sintonização. A solução proposta combina o capacitor controlado por tensão, apresentado em (PORTO et al., 2017), como variação do componente na rede de capacitores, e variação da frequência de excitação a fim de manter o nível da PDL constante quando a carga ou o acoplamento indutivo variam.

### 3.8 Transmissão de Energia Sem Fio Dinâmica

Em algumas aplicações de WPT a aplicação não se encontra em um estado estático, gerando assim uma demanda de controle da energia transferida sem fio para realizar o ajuste dinâmico do sistema (DWPT - *Dynamic Wireless Power*). O trabalho proposto pode ser aplicado nessa área, visto que o mesmo busca melhorar a potência entregue à carga em um sistema WPT quando as bobinas transmissora e receptora estão desalinhadas em relação as posições geográficas do sistema projetado.

Há uma grande área de estudo em DWPT que é dedicado a realizar carregamento de veículos elétricos (EV). Como apresentado em (LEMPIDIS et al., 2014; ZHONG; LIU; HUI, 2011). O uso de EVs está cada vez mais comum, e aplicando técnicas de WPT podem ser resolvidos os problemas de conexão física em uma rede elétrica através de cabos para realizar o carregamento. Através do WPT o carregamento dos EVs pode ser realizado em uma área designada, onde as bobinas transmissoras

estarão alocadas estaticamente.

A Universidade de Auckland desenvolveu o seu primeiro sistema de carregamento de ônibus sem fio (COVIC; BOYS, 2013), utilizando 30 kW de potência. Os mesmos ainda desenvolveram um protótipo de carregamento sem fio de trens de 100 kW com uma área de rastreamento de 400 m (HAO; COVIC; BOYS, 2014).

O instituto de ciência e tecnologia da Coreia (KAIST) implementou um carregamento dinâmico para veículos elétricos (OLEV - *Online Electric Vehicle*) (AHN et al., 2010; HUH et al., 2011; CHOI et al., 2014). Na cidade de Gumi, duas rotas de transporte público com uma distância de 24 km foram implementadas com o OLEV, tendo este sistema uma potência transferida de 100 kW e uma eficiência acima de 85%.

O laboratório nacional de Oak Ridge (ORNL), em (MILLER et al., 2014), apresenta um mecanismo de acoplamento com características de transferência de energia com poucas perdas e com um acoplamento indutivo fraco. Os resultados apresentados mostram que a potência e a eficiência são afetados pela posição relativa entre as bobinas transmissora e receptora.

A universidade de Tokyo desenvolveu motor e uma roda (W-IWM) usando um inversor no primário e um conversor no secundário (GUNJI; IMURA; FUJIMOTO, 2014). A potência de saída obtida foi de 6,6 kW com uma eficiência máxima de 91% com um vão de ar de 10 mm entre o transmissor e o receptor.

Em (SUKPRASERT; NGUYEN; FUJIMOTO, 2014) propõe um método para estimar o desalinhamento do EV em relação ao sistema de transferência de energia sem fio. O método proposto estima a posição do veículo em relação ao sistema transmissor através do uso de sensores de movimento que são enviados do lado receptor ao transmissor. Este trabalho utiliza o filtro de Kalman para realizar a estimação da posição do EV.

Já em (SAMPATH; VILATHGAMUWA; ALPHONES, 2016) apresenta a análise da eficiência do sistema DWPT, onde são utilizados vetores de bobinas transmissoras espaçadas entre si.

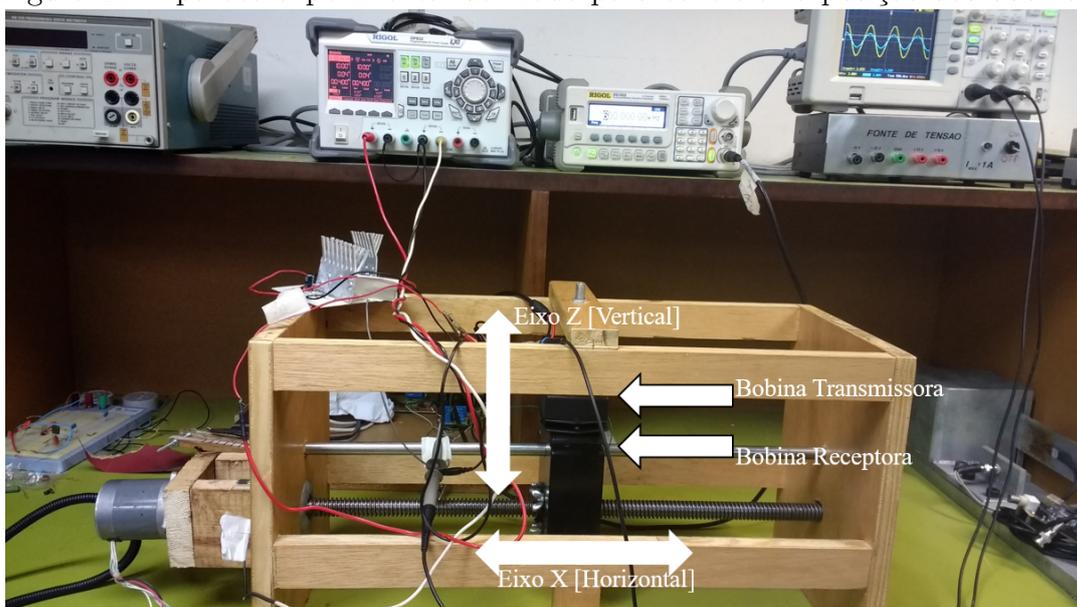
## 4 RESULTADOS

Nesta seção é apresentado o modelo completo do sistema e os resultados do comportamento da indutância mútua  $M$ , e por consequência, do fator de acoplamento  $k$ , entre as bobinas transmissora e receptora neste trabalho. Os dados apresentam uma comparação entre os métodos de otimização de um acoplamento indutivo ressonante, onde são averiguados: apenas o controle de frequência de excitação  $f$ , apenas a variação da capacitância  $C_2$  e um método composto de ambos controles, frequência  $f$  e capacitância  $C_2$ .

Como descrito anteriormente na seção 2.3.2.3, o circuito adotado para realizar a análise do acoplamento indutivo ressonante é dado pela Figura 10. Dessa maneira, há uma compensação dos capacitores em relação à indutância mútua e as indutâncias próprias das bobinas para obtenção de uma maior potência entregue a carga.

Os dados apresentados nessa seção são obtidos através de simulações com os softwares COMSOL Multiphysics e MATLAB, descritos previamente, respectivamente, nas seções 3.5.1 e 3.5.2, e validados por meio de experimentos utilizando a estrutura descrita na seção 3.6, para realizar o desalinhamento controlado entre as bobinas transmissora e receptora.

Figura 22: Aparato experimental utilizado para controlar a posição das bobinas



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Na figura 22 é apresentado o aparato experimental utilizado para realizar o de-

salinhamento das bobinas transmissora e receptora. Para realizar o experimento do método proposto para a otimização da PDL, uma fonte de energia Rigol DP832 combinada com um amplificador de potência linear classe-B foram utilizados como fonte de tensão senoidal para o *link* indutivo.

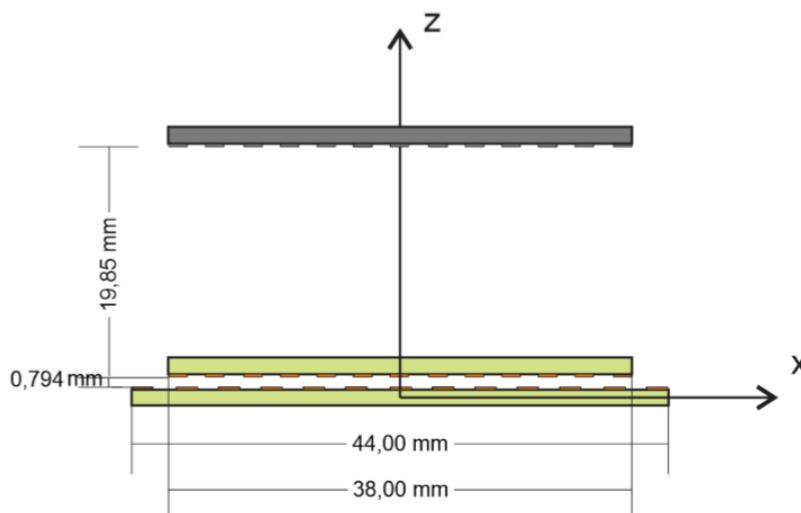
Um experimento foi conduzido a fim de avaliar o efeito das posições relativas entre as bobinas, transmissora e receptora, em relação ao coeficiente de acoplamento  $k$ . O link indutivo básico sem a compensação capacitiva foi avaliada por uma fonte de tensão de entrada senoidal  $V_S$  com amplitude de  $12\text{ V}$  e frequência  $f = 500\text{ kHz}$  na bobina transmissora. A amplitude da bobina receptora  $V_2$  têm seu valor experimental medido a fim de calcular o valor de  $k$  por (15). Para os casos onde as bobinas estão com os eixos alinhados, uma variação vertical  $z$  entre a distância das bobinas é aplicada, sendo essa variação ocorrendo de  $1\text{ mm}$  a  $25\text{ mm}$ , com o passo de  $1\text{ mm}$ . Simulações por meio de elementos finitos são utilizadas como forma de comparação com os resultados experimentais obtidos.

As bobinas são posicionadas a uma distância  $z = 3\text{ mm}$  para realizar o desalinhamento no eixo horizontal. Então, a bobina receptora é movida no plano horizontal (eixo  $x$ ) de  $x = 0$  (eixos alinhados) à  $x = 40\text{ mm}$ .

#### 4.1 Desalinhamento no eixo Z

Na seção 3.6 os mecanismos apresentados anteriormente são utilizados para avaliar como o acoplamento indutivo ressonante com a variação da distância entre as bobinas, quando estas são mantidas paralelas. Na Figura 23 é ilustrado um esquema básico das bobinas transmissora (inferior) e receptora (superior), com distância inicial de  $0,8\text{ mm}$  e deslocando-se até uma distância de  $20\text{ mm}$ . O passo utilizado é de  $0,8\text{ mm}$  (passo de um parafuso). Uma vez que a distância entre as bobinas paralelas é conhecida, pode-se fazer a medição das tensões na bobina transmissora e receptora. Essas variáveis são substituídas em (15) para calcular o fator de acoplamento  $k$ .

Figura 23: Ilustração do ensaio de desalinhamento vertical (eixo Z)



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

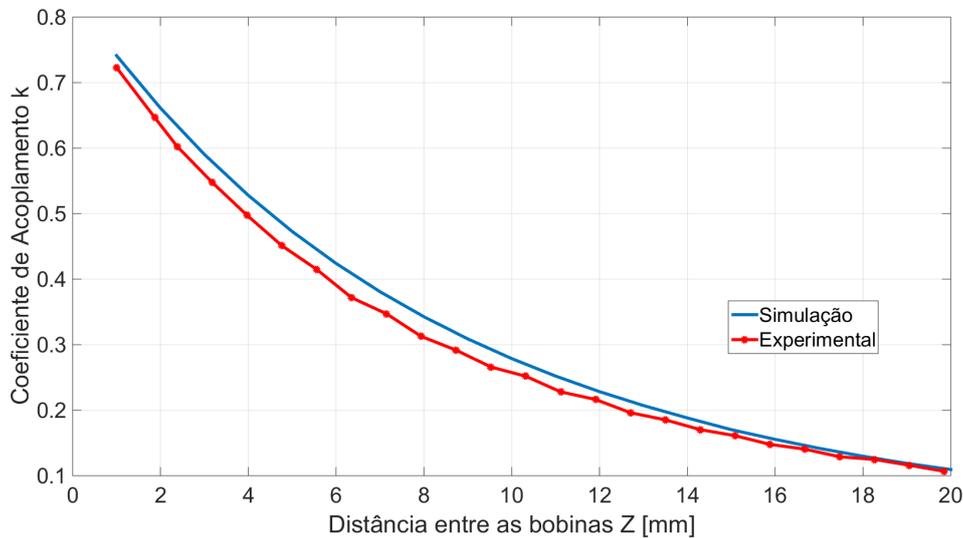
Em (MULTIPHYSICS, 2012) é aprofundado o equacionamento da simulação por elementos finitos que o software utiliza, usando a lei de Ampere e as leis de Maxwell

para determinar os parâmetros elétricos.

Através dos termos das equações utilizadas pelo COMSOL, é definido uma corrente elétrica  $I_1$  circulando pela bobina transmissora, produzindo uma tensão induzida na bobina receptora  $V_2$ . Todavia, o COMSOL não possui uma fórmula para determinar a indutância mútua  $M$ . Dessa maneira,  $M$  é determinado através de (13), visto que os termos desta equação são obtidos na simulação.

A Figura 24 mostra o resultado experimental do coeficiente de acoplamento  $k$  e a distância entre as bobinas transmissora e receptora (quando as mesmas estão se deslocando no eixo  $z$ , dispostas paralelamente) e a comparação com os resultados simulados no COMSOL, utilizando o modelo geométrico dessas bobinas. Pode-se observar que os resultados experimentais seguem o comportamento teórico do fator de acoplamento.

Figura 24: Variação do coeficiente de acoplamento  $k$  em relação a distância  $Z$  entre as bobinas



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

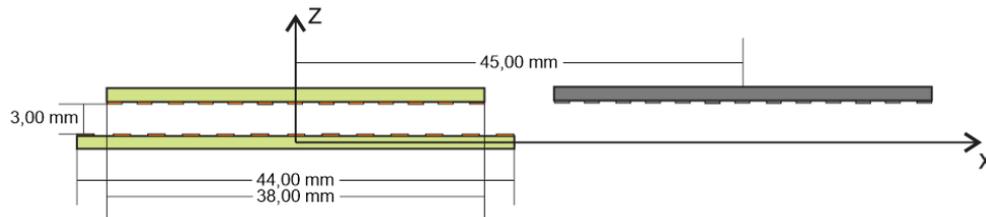
Neste experimento, foi utilizado o link indutivo básico sem a compensação capacitiva. Foram utilizadas uma fonte de tensão de entrada senoidal  $V_S$  com amplitude de  $12\text{ V}$  com frequência de  $f = 500\text{ kHz}$  na bobina transmissora. A amplitude da bobina receptora  $V_2$  têm seu valor experimental medido a fim de calcular o valor de  $k$  através de (15). Inicialmente, a bobina receptora estará completamente alinhada ( $x = 0\text{ mm}$ ) estará a uma distância de  $z = 0,8\text{ mm}$  da bobina transmissora. A cada passo a bobina receptora é afastada a um passo de  $z = 0,8\text{ mm}$ , todavia o alinhamento com a bobina transmissora é mantido a cada passo.

Como informado anteriormente, o fator de acoplamento  $k$  possui um fator importante em relação a potência de saída em um acoplamento indutivo. Se considerado (14), (36) e (43) é possível verificar que  $P_o$  decai em  $\frac{1}{k^2}$ . Através da Figura 24 é possível verificar que para um par de bobinas planares espirais em um desalinhamento vertical, a indutância mútua e o fator de acoplamento  $k$  decaem com a distância das bobinas. Assim,  $P_o$  é altamente dependente da distância entre as bobinas se o acoplamento indutivo ressonante não possuir compensação através de sintonia para compensar os efeitos do desalinhamento na PDL.

## 4.2 Desalinhamento no eixo X

Nesse ensaio são utilizados os mecanismos descritos anteriormente para verificar o comportamento do fator de acoplamento referente ao desalinhamento horizontal entre as bobinas. Como na seção anterior, (15) é utilizado para calcular o acoplamento gerado entre as bobinas transmissora e receptora. Neste experimento uma distância no eixo Z entre as bobinas foi fixada em  $3\text{ mm}$ . Essa distância foi escolhida por fornecer um fator de acoplamento  $k$  elevado no ponto onde as bobinas estão completamente alinhadas. Em seguida, é realizado o deslocamento da bobina de  $0$  a  $45\text{ mm}$ , possuindo um passo de  $1\text{ mm}$ , como ilustrado na Figura 25.

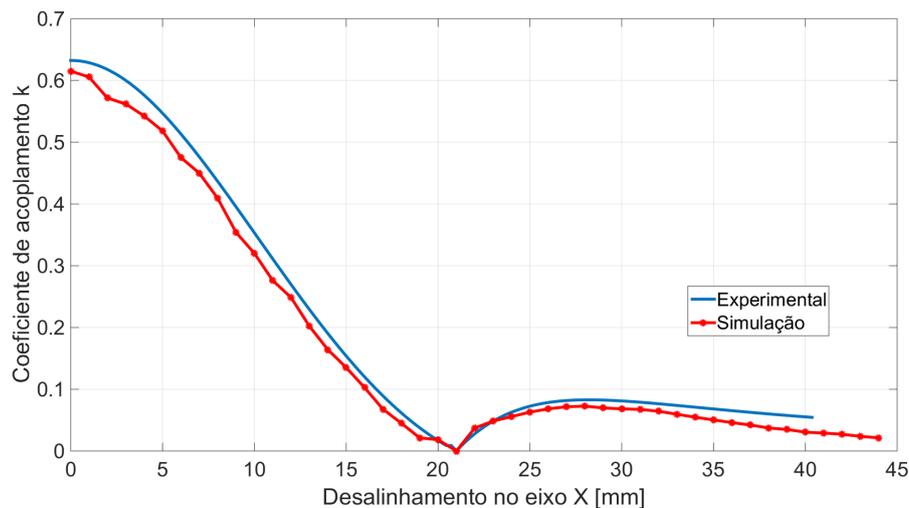
Figura 25: Ilustração do ensaio de desalinhamento horizontal (eixo X)



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Neste sistema, o modelo analítico é o mesmo utilizado na seção anterior. Também há a utilização dos mesmos passos tomados na seção anterior, sendo eles a definição de uma corrente elétrica  $I_1$  circulando pela bobina transmissora, produzindo uma tensão induzida na bobina receptora  $V_2$ . Todavia, a diferença neste sistema está na posição geométrica que se encontra a bobina receptora.

Figura 26: Variação do coeficiente de acoplamento  $k$  em relação ao desalinhamento no eixo X entre as bobinas, utilizando uma distância de  $Z = 3\text{ mm}$  entre as bobinas



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Neste experimento, foi utilizado o link indutivo básico sem a compensação capacitiva. Foram utilizadas uma fonte de tensão de entrada senoidal  $V_S$  com amplitude de  $12\text{ V}$  com frequência de  $f = 500\text{ kHz}$  na bobina transmissora. A amplitude da bobina receptora  $V_2$  têm seu valor experimental medido a fim de calcular o valor de

$k$  através de (15). Inicialmente, a bobina receptora estará completamente alinhada ( $x = 0 \text{ mm}$ ) e estará a uma distância de  $z = 3 \text{ mm}$  da bobina transmissora. A cada passo a bobina receptora é afastada a um passo de  $x = 1 \text{ mm}$ , todavia a distância  $z$  com a bobina transmissora é mantida a cada passo ( $z = 3 \text{ mm}$ ).

Como apresentado na Figura 26, o desalinhamento das bobinas na direção do eixo X provoca um comportamento particular no coeficiente de acoplamento  $k$ . Quando o centro da bobina receptora está na borda da bobina transmissora o  $k$  tende a zero. A explicação física para esse fenômeno está nas linhas do fluxo magnético gerado pela corrente  $I_1$  da bobina transmissora. Um detalhe importante para salientar, como pode ser visto nas Figuras 28(a) e 28(b), é que existem dois lados do plano da bobina receptora  $L_2$  em relação à bobina transmissora  $L_1$ . O lado frontal que é visto pela bobina  $L_1$  e o lado traseiro da bobina que é oculto para a bobina  $L_1$ . As linhas de campo que atravessam apenas o lado traseiro do plano de  $L_2$  contribuem com a parcela negativa do fluxo magnético, já as que atravessam o lado frontal contribuem para o fluxo positivo. Quando  $L_2$  está com um desalinhamento entre  $0 < x < R_1$  a maior contribuição será positiva do fluxo magnético. Já quando  $x > R_1$  a maior contribuição ocorrerá pelo outro plano de  $L_2$ , ou seja, a contribuição será negativa.

Como visto anteriormente, a tensão induzida na bobina receptora é dada pela Lei de Faraday (12). Dessa maneira, quando a bobina  $L_2$  se desalinha de  $L_1$  a tal ponto que o centro de  $L_2$  está na borda de  $L_1$ , ou seja  $x = R_1$ , a indutância mútua é nula, ou seja, a tensão induzida  $V_2$  é zero.

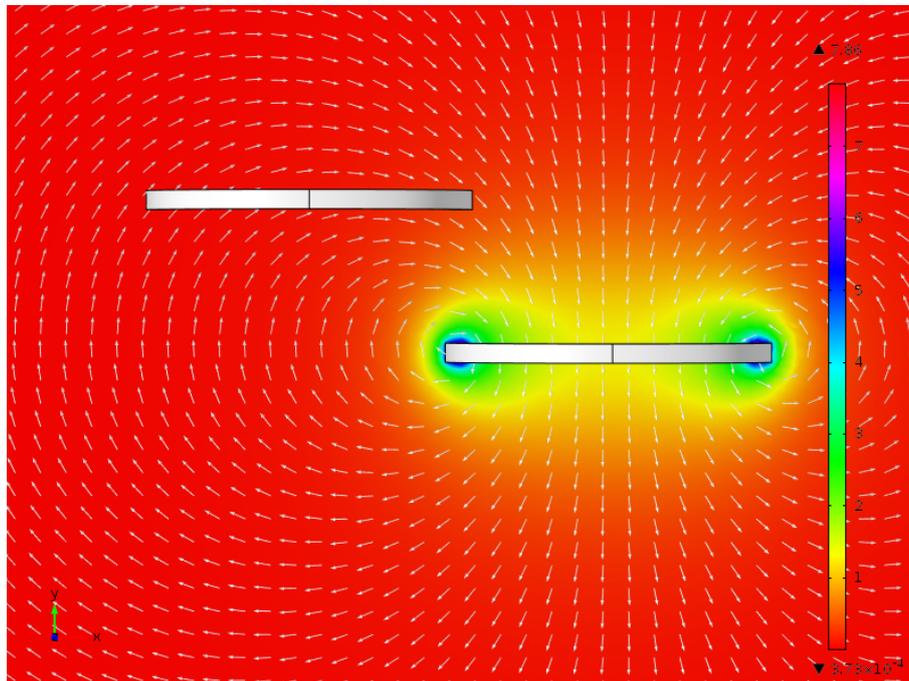
A Figuras 28(a) e 28(b) apresentam um plano com um par de bobinas, transmissora (bobina inferior) e receptora (bobina superior), circulares com uma volta a fim de ilustrar, respectivamente, os campos  $\mathbf{H}$  e  $\mathbf{B}$  simulados pelo software COMSOL, quando a bobina receptora está deslocada a uma distância  $x = R_1$ . A bobina transmissora  $L_1$  gera um fluxo magnético variável no tempo que corta o plano da bobina receptora  $L_2$ . É possível perceber que as linhas de campo que cortam o plano debaixo da bobina receptora são os mesmos que cortam o plano superior. Dessa maneira, a contribuição do fluxo magnético gerado em  $L_2$ , por ambos planos, provocam uma tensão elétrica induzida  $V_2$  nula nesse valor de desalinhamento. Essa contribuição positiva e negativa entregue à bobina receptora pode ser representada como um atraso de fase na onda senoidal em relação de  $L_1$  e  $L_2$ . Dessa maneira, o fator de acoplamento  $k$  não possuirá um valor negativo quando utilizados valores eficazes das tensões nas bobinas. Essa valor nulo também é apresentados em outros trabalhos na literatura, como em (SUKPRASERT; NGUYEN; FUJIMOTO, 2014), (SAMPATH; VILATHGAMUWA; ALPHONES, 2016) e (PORTO et al., 2017).

### 4.3 Projeto do *Link* Indutivo

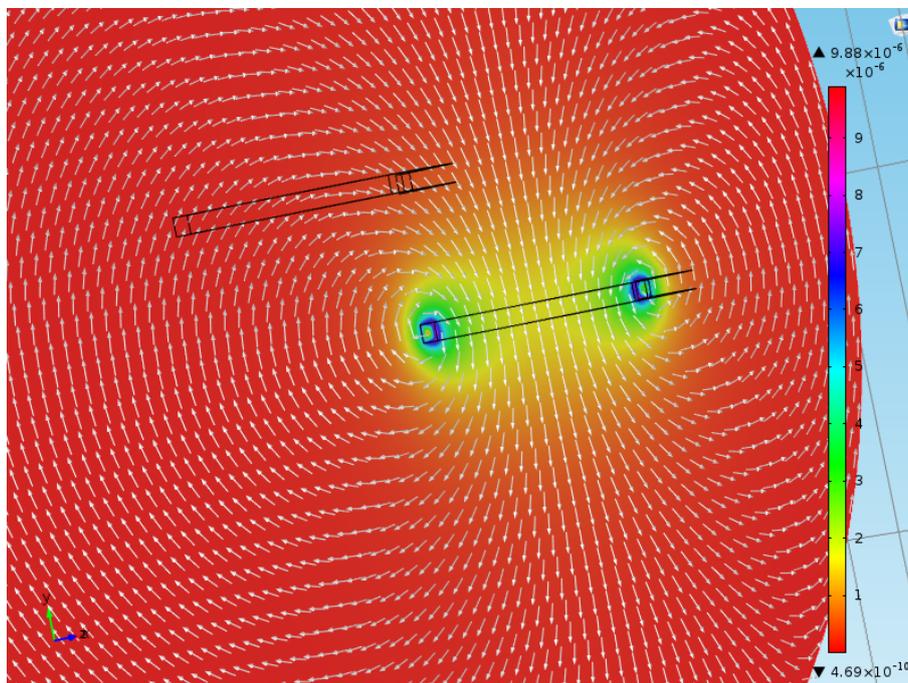
O projeto do *link* indutivo para um sistema baseado em acoplamento indutivo ressonante pode ser dividido em duas etapas: projeto e construção das bobinas e otimização da rede capacitiva. Um conceito geral para o projeto do *link* indutivo de um sistema de acoplamento indutivo ressonante constitui-se da otimização de todas as variáveis envolvidas no projeto a fim de se obter a máxima potência de transmissão (43) ou para a máxima eficiência (44), dependendo do foco que está fundamentado o projeto. Neste trabalho é buscado otimizar a PDL de um sistema WPT.

Para construir o link indutivo é seguido o fluxograma informado pela Figura 12.

Figura 27: Campos  $\mathbf{H}$  e  $\mathbf{B}$  gerado pela bobina transmissora (bobina inferior) quando a bobina receptora (bobina superior) está descolada de  $x = R_1$



(a) Intensidade de campo magnético  $\mathbf{H}$  em  $A/m$ , caso onde a bobina receptora está na borda da bobina transmissora



(b) Densidade do fluxo magnético  $\mathbf{B}$  em  $T$ , caso onde a bobina receptora está na borda da bobina transmissora

Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Como citado anteriormente, o *link* indutivo utilizado nesse trabalho foi originalmente projetado para recarregar as baterias de uma aplicação associada a um nó sensor sem fios, descrita com detalhes em (PORTO et al., 2015) e impõe um diâmetro

máximo da bobina receptora de 38 mm com geometria espiral impressa em placa de circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*). A indutância própria obtida pelo método de Lyle (GROVER, 1946) é de  $L_2 = 18,9 \mu H$  para a bobina receptora. A resistência intrínseca da bobina receptora é estimado por  $R_2 = 9,3 \Omega$ . Como a geometria da bobina transmissora impactará na indutância mútua gerada pelas bobinas, foram realizadas simulações de diâmetros de bobinas transmissoras a fim de obtenção de um valor para uma distância fixa entre as bobinas de  $z = 5 \text{ mm}$ . Essa distância foi definida por determinar o valor do fator de acoplamento  $k$ . O valor de  $k$  é extremamente útil para este estudo. Como  $0 < k < 1$ , e neste trabalho são realizados estudos de desalinhamentos, haverá acréscimos ou decrementos no valor de  $k$  de acordo com a posição entre a bobina transmissora ( $L_1$ ) e a bobina receptora ( $L_2$ ). Dessa maneira a bobina transmissora foi dimensionada para atender um valor de  $k = 0,52$ , gerando uma indutância própria de  $L_1 = 35,2 \mu H$  e a resistência intrínseca estimada por  $R_2 = 13,8 \Omega$ . O fator Q para essas bobinas transmissora e receptora são bons para as frequências acima de  $f = 500 \text{ kHz}$ . Logo, essa frequência foi definida como valor inicial do projeto, visto que nos métodos de sintonização esse valor será variado para averiguar o comportamento do sistema WPT. Já a carga utilizada possui um valor de  $R_L = 47 \Omega$ . Com todos esses parâmetros definidos, a procura dos capacitores da rede de compensação foi realizada. Em (AZAMBUJA et al., 2013) é apresentado em detalhes o algoritmo utilizado para a procura da rede capacitiva para este projeto. Como fator de acoplamento para o par de bobinas é de  $k = 0,72$  (quando  $z = 1 \text{ mm}$ ), o link projetado utiliza um  $k = 0,3$  como valor inicial.

Tabela 1: Parâmetros utilizados no projeto do link indutivo ressonante

	<b>Variável</b>	<b>Valor</b>
Indutância da bobina transmissora	$L_1$	$35,2 \mu H$
Resistência da bobina transmissora	$R_1$	$13,8 \Omega$
Indutância da bobina receptora	$L_2$	$18,9 \mu H$
Resistência da bobina receptora	$R_2$	$9,3 \Omega$
Fator de acoplamento	$k$	$0,3$
Frequência de excitação	$f$	$550 \text{ kHz}$
Tensão elétrica da fonte	$V_S$	$12 \text{ V}$
Resistência da fonte	$R_S$	$0,5 \Omega$
Resistência da carga	$R_L$	$47 \Omega$
Capacitor de compensação 1	$C_1$	$30 \text{ pF}$
Capacitor de compensação 2	$C_2$	$2,4 \text{ nF}$
Capacitor de compensação 3	$C_3$	$4,7 \text{ nF}$
Capacitor de compensação 4	$C_4$	$30 \text{ pF}$

Os parâmetros do link indutivo utilizados são apresentados na Tabela 1, sendo nem todos eles passíveis de uma otimização numérica, já que alguns, são limitados pela aplicação, impondo uma área restrita, materiais disponíveis e tecnologia de fabricação. Esse contexto se aplica especialmente para o caso do projeto das bobinas, onde os valores de indutância própria e resistência equivalente são definidas independentemente da otimização da potência de saída, mas sim por fatores limitantes de construção. Outro fator impactante é que os valores dos capacitores, além do fato de serem discretos, apresentam variabilidade, sendo que os ESRs variam

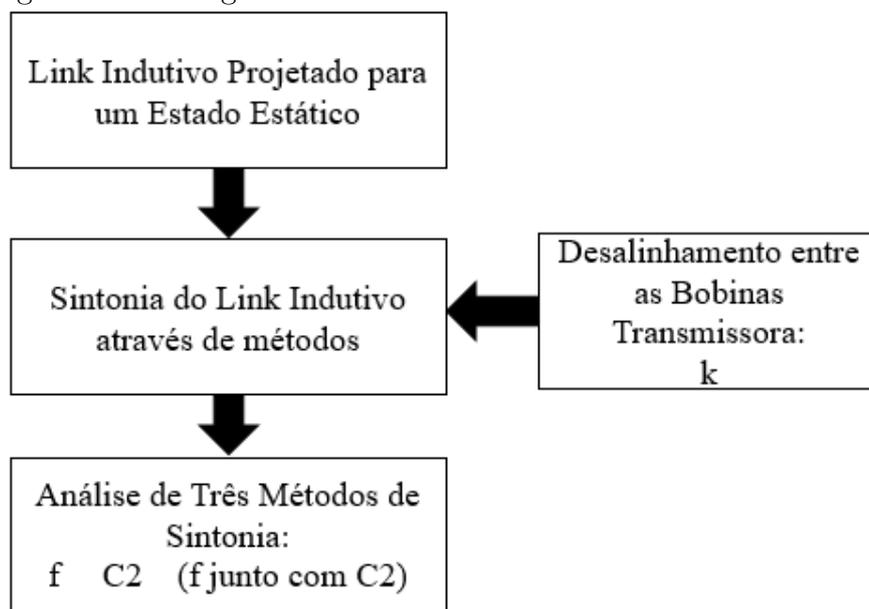
significativamente em capacitores regulares.

Os parâmetros do link indutivo estudado e utilizado podem ser separados em dois grupos:

- Parâmetros considerados fixos:  $L_1, R_1, L_2, R_2, V_S, R_S, R_L, C_1, C_3, C_4$ ;
- Parâmetros variáveis:  $k, f, C_2$ .

Onde  $k$  é um parâmetro variável causado pelo desalinhamento entre as bobinas, já  $f$  e  $C_2$  são as variáveis utilizadas para compensar esse desalinhamento. Já as resistências dos capacitores não estão listados, para efeitos de simplificação do problema.

Figura 28: Fluxograma do estudo de caso realizado no *link* indutivo

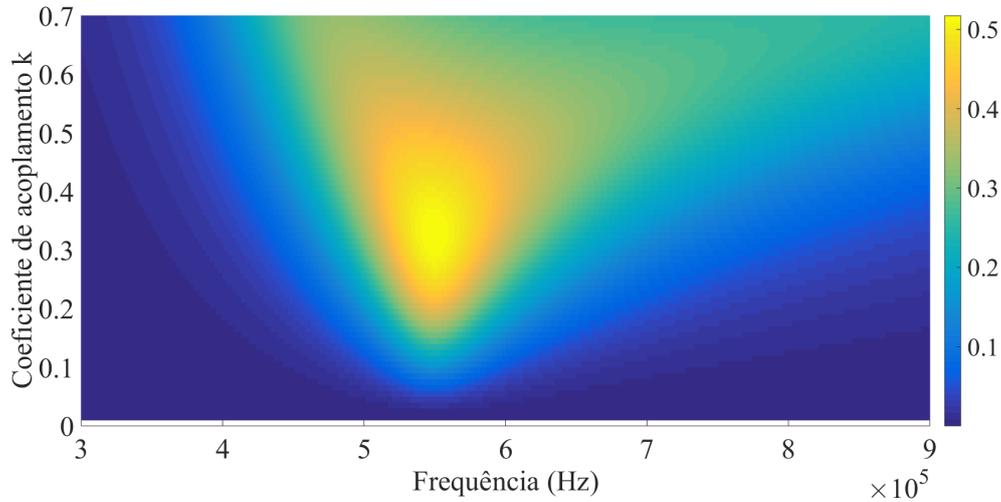


Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Na Figura 28 são apresentados os estudos de caso realizados neste trabalho. Embora o projeto do link indutivo é definido para um estado estático poder haver desalinhamentos no sistema, os quais provocarão variações no coeficiente de acoplamento  $k$ . Quando o sistema estiver deslocado haverá análises de três métodos de sintonia: o controle por variação da frequência, do controle por variação da capacitância  $C_2$  e de um conjunto controle que realize a variação tanto da frequência, como de  $C_2$  ao mesmo tempo.

#### 4.4 Avaliação da Sintonia por Frequência

Para realizar a sintonização do *link* indutivo foram utilizadas as curvas das Figuras 24 e 26 para realizar o ajuste do fator de acoplamento  $k$ . Foi verificado através de simulações, utilizando o modelo matemático do sistema com o software Matlab, que as frequências que obtém os máximos de potência entregue a carga ( $P_o$ ) para os desalinhamentos de  $0 < k < 0,7$ , para este projeto, estão dentro de uma faixa de  $100 \text{ kHz}$  centrada na frequência projetada.

Figura 29: Plano de  $P_o(k, f)$ 

Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Na Figura 29 é apresentado o plano simulado no qual é possível verificar as frequências que proporcionam uma maior potência entregue a carga em relação ao seu respectivo fator de acoplamento  $k$ . Dessa maneira, foi realizada uma varredura de frequência em uma faixa de 450 a 6000 kHz. A busca pela máxima PDL foi conduzida através de valores discretos de  $k$ , apresentados na Tabela 2.

A resposta comparativa entre experimento e simulação é apresentado na Figura 30. A diferença entre a potência simulada e a obtida experimentalmente esta em uma faixa de 2 a 15%. Tanto a potência entregue à carga quanto a frequência de ressonância experimental possuem discrepâncias entre experimento e simulação. Essas diferenças estão associadas à fatores como: o aumento dos ESR dos capacitores, limitações dos transistores da etapa de potência, perdas resistivas ao longo do circuito devido a não linearidade dos componentes e a incerteza dos equipamentos de medição.

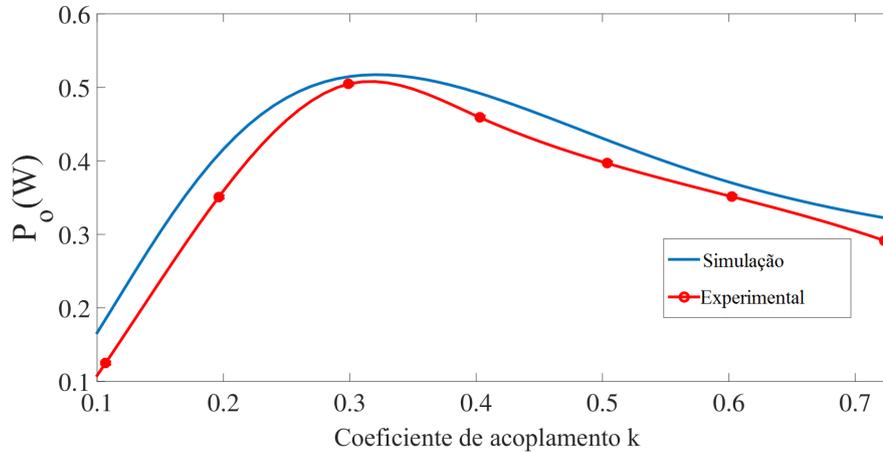
Tabela 2: Valores máximos da PDL ( $P_o$ ) para a frequência otimizada em função de  $k$

$P_o$ [W] (Sim)	$f$ [kHz] (Sim)	$P_o$ [W] (Exp)	$f$ [kHz] (Exp)	$k$
0,16	550	0,12	584	0,1
0,41	550	0,35	583	0,2
0,51	550	0,50	580	0,3
0,49	547	0,46	575	0,4
0,43	537	0,39	570	0,5
0,37	512	0,36	543	0,6
0,32	484	0,29	522	0,7

Os dados da Tabela 2 são apresentados na Figura 30. É importante salientar que experimentalmente os valores do fator de acoplamento  $k$  não são exatamente os valores apresentados na tabela, visto que foram utilizados valores próximos daqueles pontos para realizar a comparação com a simulação. Em ambos casos, simulação e experimental, utilizando o eixo Z como referência, a frequência de sintonia do link

indutivo aumenta com a distância entre as bobinas transmissora e receptora.

Figura 30: Valores de PDL máxima em função de  $k$  quando  $f$  é ótimo



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

A fim de facilitar a comparação entre os métodos, a Figura 30 apresenta dados 3D em uma perspectiva 2D. Esse tipo de gráfico foi adotado por fornecer uma relação direta da função objetivo (PDL) em função do desalinhamento e da distância entre bobinas (variação no fator de acoplamento  $k$ ). Dessa maneira, a variação de frequência ocorre em cada ponto simulado e medido do gráfico, sendo apresentados os pontos nos quais a frequência maximiza a PDL. Os valores de frequências obtidos que otimizam a função objetivo são apresentados na Tabela 2. O comportamento do sistema WPT projetado mostra que a variação da frequência decai com o aumento do fator de acoplamento.

## 4.5 Análise da Sintonia por Capacitância

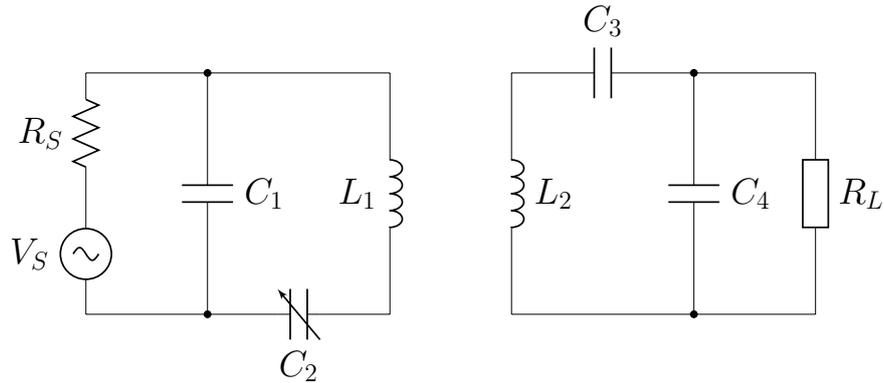
Neste experimento, a frequência de excitação é fixada em 500 kHz, sendo essa a frequência definida inicialmente para o *link* indutivo estudado, e é então induzida a variação do capacitor conectado na bobina transmissora. A Figura 31 apresenta um circuito simplificado a fim de demonstrar o capacitor a ser variado.

Assim como ocorreu no estudo do método anterior, os valores de  $k$  utilizados experimentalmente são obtidos através da calibração das curvas experimentais do desalinhamento e da distância entre as bobinas.

Foi realizado uma varredura em  $C_2$ , de 1 nF a 10 nF, no modelo matemático utilizando o software Matlab a fim de procurar uma faixa de capacitância com sensibilidade dentro da faixa de compensação necessária ao link indutivo projetado. Na Figura 32 é apresentado o plano de  $P_o(k, C_2)$  que demonstra os dados obtidos na simulação. Dessa maneira, foi verificado que os valores encontram-se em uma faixa de 2 nF a 3 nF. Esse espectro pequeno de valores pode ter sido causado pelo fator Q das bobinas na frequência de 500 kHz. Outro fator que contribuiu para este espectro é a escolha dos conjuntos de capacitores.

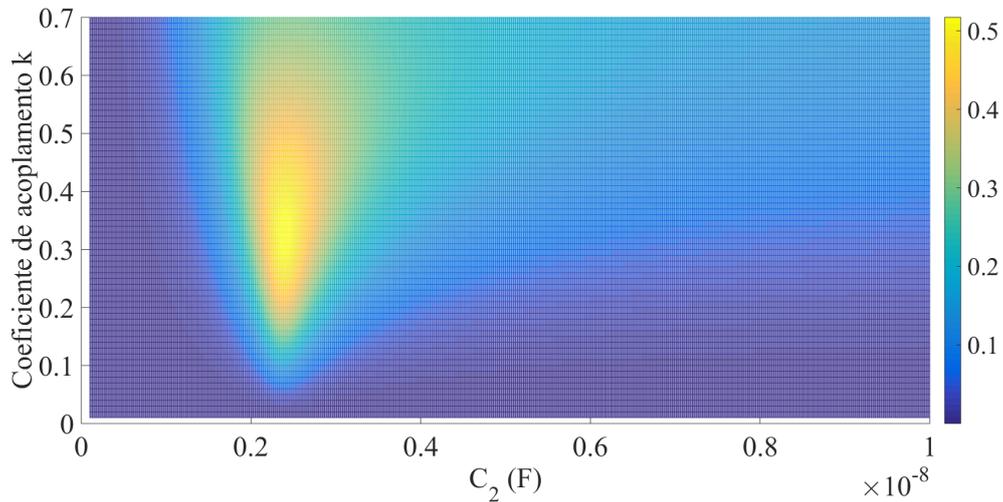
Na tabela 3 o valor ótimo da PDL ( $P_o$ ) é mostrado junto do seu respectivo valor de  $C_2$  para cada  $k$ . A Figura 33 mostra que o valor máximo experimental para a PDL não combina exatamente com a simulação (entre uma faixa de 15 a 39%).

Figura 31: Circuito WPT simplificado demonstrado a variação da capacitância



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Figura 32: Plano de  $P_o(k, C_2)$



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

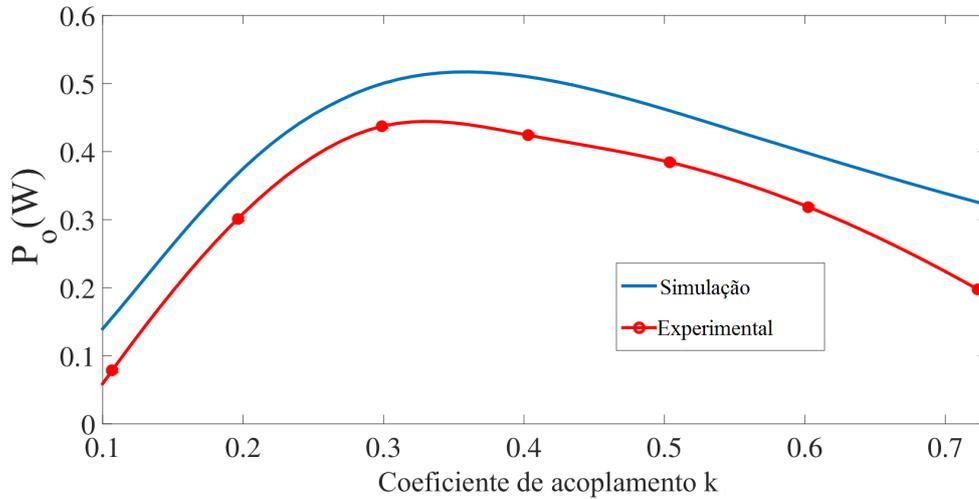
Neste método de sintonia, foram utilizadas associações de capacitores a fim de obter experimentalmente os valores encontrados na simulação. A diferença observada na PDL é atribuída à variabilidade dos capacitores.

Tabela 3: Valor máximo da PDL ( $P_o$ ) e do valor ótimo  $C_2$  como função de  $k$

$P_o$ [W] (sim)	$P_o$ [W] (exp)	$C_2$ [nF] (sim)	$C_2$ [nF] (exp)	$k$
0,18	0,13	2,87	2,85	0,1
0,37	0,30	2,86	2,85	0,2
0,50	0,43	2,84	2,82	0,3
0,51	0,42	2,82	2,82	0,4
0,46	0,39	2,78	2,79	0,5
0,39	0,32	2,74	2,75	0,6
0,33	0,20	2,70	2,63	0,7

Através das curvas apresentadas na Figura 33 e dos valores da Tabela 3, é possível

Figura 33: PDL com  $C_2$  ótimo associado a  $k$ , dados apresentados na Tabela 3



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

perceber que, assim como o outro método, o máximo da PDL não ocorre no fator de acoplamento  $k$  projetado. Cada método apresenta um ponto máximo para a PDL em diferentes valores de  $k$ . Neste método o valor da capacitância  $C_2$  diminui com o aumento de  $k$ , ou seja, a aproximação das bobinas gera um decremento no valor de  $C_2$ .

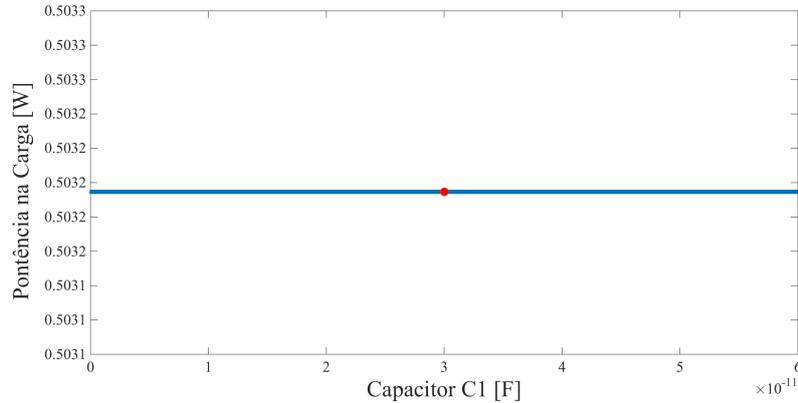
## 4.6 Análise da Sintonia por Frequência e Capacitância

Tem sido bem relatado na literatura que o *link* indutivo deve trabalhar sintonizado para otimizar a PDL (ou WPE). Alguns trabalhos, (BRUSAMARELLO et al., 2013; ALDHAHER; LUK; WHIDBORNE, 2014a), usaram frequência variável para executar o ajuste do acoplamento indutivo ressonante, enquanto  $k$  varia. Outros trabalhos, (LIM et al., 2014; PORTO et al., 2017), consideram a frequência de excitação fixa, mas utiliza uma rede de compensação capacitiva variável. Neste trabalho é implementada a aplicação simultânea dessas duas técnicas para sintonizar dinamicamente o acoplamento indutivo.

Como já discutido anteriormente, um dos objetivos deste trabalho é realizar a detecção da máxima transferência de potência para a carga analisando e variando apenas componentes no lado transmissor do sistema WPT. Dessa maneira, foi verificada a sensibilidade dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  a fim de avaliar qual dos capacitores tem a maior sensibilidade para realizar a sintonia do link indutivo ressonante. O método de Monte Carlo foi utilizado para verificar o comportamento da PDL para variações de até 10% do valor inicial de cada uma dessas capacitâncias.

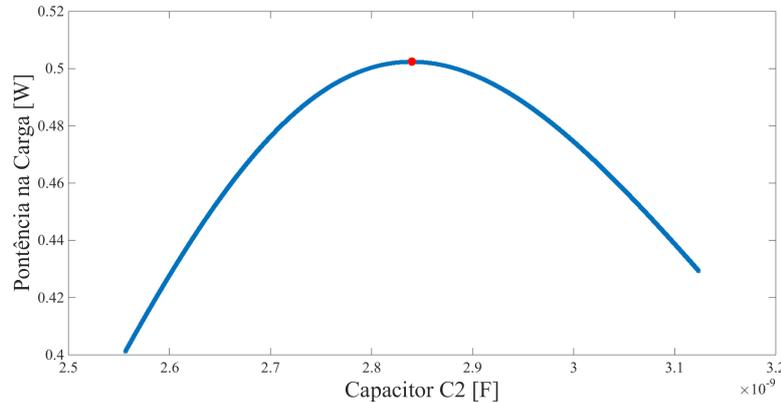
O método de Monte Carlo utiliza amostragem aleatória de distribuições de probabilidades definidas ou desconhecidas que representam a incerteza de eventos ou variáveis de interesse. As distribuições são usadas para gerar entradas aleatórias na função que gera os valores de saída. A simulação é repetida milhares de vezes com amostras aleatórias independentes selecionadas para cada tentativa. Os valores de cada tentativa de saída são armazenados, e depois que todos os ensaios foram executados, os valores de saída são usados para criar distribuições de probabilidade.

Figura 34: Variação da PDL em função da variação de  $C_1$  para 100000 pontos



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Figura 35: Variação da PDL em função da variação de  $C_2$  para 100000 pontos



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

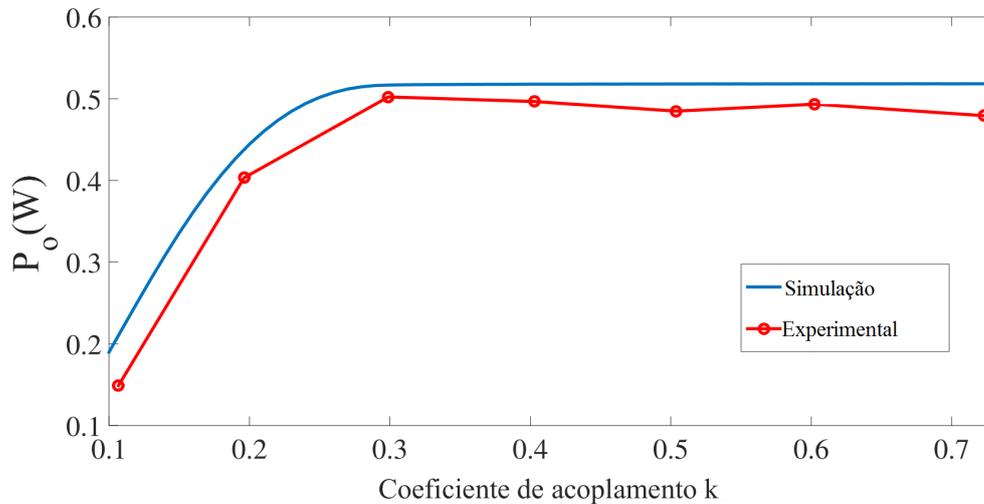
A partir das distribuições de probabilidades de cada incerteza associada aos componentes,  $C_1$  e  $C_2$ , foram gerados 100000 valores para cada componente, fixando o valor dos demais e calculando a função objetivo. Foi utilizada a tolerância de cada componente como uma distribuição uniforme de limites estabelecidos (distribuição retangular), com variação de valores de 10% em torno do nominal.

Como pode ser visto na Figura 34 a variação da PDL em relação à capacitância  $C_1$  é linear. Porém observa-se que a sensibilidade da PDL para a variação de  $C_1$  é praticamente nula, uma vez que esse capacitor está praticamente em paralelo com a fonte. Já a Figura 35 apresenta o comportamento da PDL em relação à capacitância  $C_2$ . Pode-se observar nesse caso que a sensibilidade de PDL para a variação da capacitância é significativa e dessa forma o capacitor  $C_2$  é usado como elemento variável para a sintonia do acoplamento indutivo. Uma rede de acoplamento contendo um capacitor controlado por tensão elétrica é descrito por (PORTO et al., 2017), onde é apresentada a implementação do mesmo.

A tabela 4 e a Figura 36 mostra o resultado do método proposto para o controle da PDL. O desempenho do sistema WPT é melhorado quando controladas ambas variáveis,  $C_2$  e  $f$ . Em outras palavras, quando é introduzida uma segunda variável é possível melhorar o desempenho do sistema quando comparado com o resultado da compensação feita por apenas  $f$  ou  $C_2$  isolados.

Tabela 4: PDL com variação de  $k$ , com os valores de  $C_2$  e  $f$  ótimos

PDL [W] (sim)	PDL [W] (exp)	$f$ [kHz] (sim)	$f$ [kHz] (exp)	$C_2$ [nF] (sim)	$C_2$ [nF] (exp)	$k$
0,18	0,15	673	672	1,6	1,4	0,1
0,44	0,40	679	670	1,6	1,4	0,2
0,51	0,49	593	591	2,1	2,2	0,3
0,51	0,48	464	458	3,2	3,2	0,4
0,51	0,47	411	407	3,9	3,8	0,5
0,51	0,48	375	369	4,5	4,6	0,6
0,51	0,47	349	335	5,0	4,9	0,7

Figura 36: PDL com o ajuste combinado da frequência com  $C_2$  com os dados descritos na Tabela 4

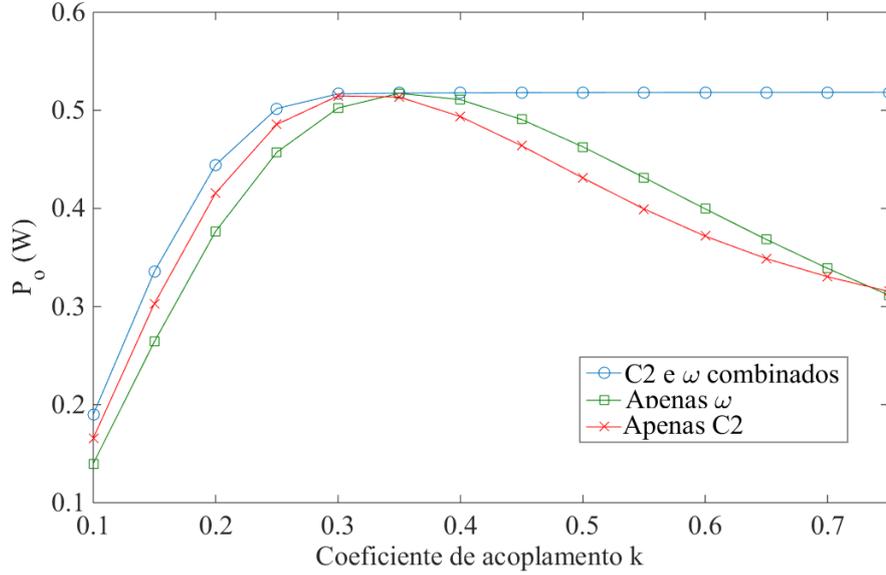
Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Através da Tabela 4 é possível perceber que o comportamento das variáveis de sintonia,  $f$  e  $C_2$ , quando comparados aos demais métodos apresentados neste capítulo, continuam a apresentar um decaimento em função do aumento do fator de acoplamento  $k$ . Uma desvantagem do método multivariável é a necessidade de haver uma faixa larga de operação das variáveis utilizadas. O comportamento do sistema WPT projetado prevê frequências ( $f$ ) de 300 a 700  $kHz$  e capacitâncias ( $C_2$ ) de 1 a 5  $nF$  quando utilizado o método multivariável.

Na Figura 36 é apresentada a potência de saída entregue a carga  $P_O$  em função do fator de acoplamento  $k$  quando utilizado o método de sintoniza multivariável. É possível perceber que  $P_O$  é mantido constante quando  $k \geq 0,3$ , como mostrado na Tabela 4, utilizando o ajuste conjunto da frequência  $f$  e da capacitância  $C_2$ . O comportamento experimental e simulado são muito semelhantes em relação a variação de  $k$ . As diferenças de PDL ficaram dentro de uma faixa de 4 à 17%. Pequenas variações dos valores obtidos experimentalmente podem ser atribuídos as não idealidades presentes no processo de medida e nos componentes do link indutivo.

A Figura 37 mostra os resultados de simulação comparativa para a PDL variando apenas  $C_2$ , apenas  $f$  e com o ajuste de ambas variáveis. É observado que a potência de saída  $P_o$  permanece constante pelo menos para  $k > 0,3$  no método multivariável. Como o comportamento da PDL em função da frequência de excitação  $P(f)$  é ligeiramente diferente do comportamento de  $P(C_2)$ , pode-se esperar que  $P(f, C_2)$  possa produzir melhores resultados, por haver mais um grau de liberdade.

Figura 37: Resultados da simulação comparativa da PDL ( $P_o$ ) como função do coeficiente de acoplamento  $k$  para os três métodos de sintonia



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

#### 4.6.1 Estratégia de Sintonia

Um dos objetivos do trabalho proposto é realizar o ajuste da PDL usando o controle de variáveis apenas do lado primário, é buscado a utilização apenas das características da corrente elétrica  $\mathbf{I}_S$  descrita por (39). Através das equações de malha no circuito da Figura 10:

$$\begin{cases} (R_S + \mathbf{Z}_{C1})\mathbf{I}_S - \mathbf{Z}_{C1}\mathbf{I}_1 = V_S \\ -\mathbf{X}_M\mathbf{I}_1 + (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4})\mathbf{I}_2 - \mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_L = 0 \\ -\mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_2 + (\mathbf{Z}_{C4} + R_L)\mathbf{I}_L = 0 \end{cases} \quad (51)$$

Uma relação entre as correntes  $\mathbf{I}_L$  e  $\mathbf{I}_S$  pode ser definida:

$$\mathbf{I}_L = \mathbf{T}\mathbf{I}_S + \mathbf{Q} \quad (52)$$

Onde:

$$\mathbf{T} = \frac{\mathbf{X}_M(R_S + \mathbf{Z}_{C1})\mathbf{Z}_{C4}}{\mathbf{Z}_{C1}(R_L\mathbf{Z}_2 + R_L\mathbf{Z}_{C3} + R_L\mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_2\mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{C3}\mathbf{Z}_{C4})} \quad (53)$$

$$\mathbf{Q} = -\frac{V_S}{R_S + \mathbf{Z}_{C1}}\mathbf{T} \quad (54)$$

sendo  $\mathbf{Z}_{C1} = R_{C1} - j/\omega C_1$ ;  $\mathbf{Z}_{C3} = R_{C3} - j/\omega C_3$ ;  $\mathbf{Z}_{C4} = R_{C4} - j/\omega C_4$ ;  $\mathbf{Z}_2 = R_2 + j\omega L_2$ ;  $\mathbf{X}_M = j\omega M$ .

A função objetivo utilizada neste trabalho é dada por:

$$P_o = \frac{1}{2}|\mathbf{I}_L|^2 \cdot R_L \quad (55)$$

Assumindo que a carga  $R_L$  do sistema WPT tenha valor fixo, o máximo de  $P_o$  (55) ocorrerá no máximo de  $I_L$ . A condição que irá maximizar  $P_o$  (55) é dada por:

$$\frac{\partial \mathbf{I}_L}{\partial X} = 0 \quad (56)$$

Onde  $X$  é a variável de sintonização do *link* indutivo.

Logo, como nem  $T$  (53) e nem  $Q$  (54) dependem de  $C_2$ , se (52) for derivada em relação a  $C_2$  é obtido:

$$\frac{\partial \mathbf{I}_L}{\partial C_2} = \mathbf{T} \frac{\partial \mathbf{I}_S}{\partial C_2} \quad (57)$$

Aplicando a condição (56) em (57):

$$0 = \mathbf{T} \frac{\partial \mathbf{I}_S}{\partial C_2} \quad (58)$$

Para que  $T$  (53) tenha valor nulo, é necessário que  $M$  seja zero. Já que  $M$  não poderá possuir valor nulo, o valor máximo de  $I_L$  (56) ocorrerá no máximo de  $I_S$ :

$$0 = \frac{\partial \mathbf{I}_S}{\partial C_2} \quad (59)$$

Em um sistema que utilize a frequência para realizar a sintonia do *link* indutivo, o mesmo procedimento pode ser utilizado. Assumindo que  $R_L$  e todos os demais parâmetros do sistema sejam também fixados, derivando (52) em relação a frequência é obtido:

$$\frac{\partial \mathbf{I}_L}{\partial \omega} = \mathbf{T} \frac{\partial \mathbf{I}_S}{\partial \omega} + \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \omega} \mathbf{I}_S + \frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial \omega} \quad (60)$$

Aplicando a condição de máximo (56) na em (60), a mesma pode ser reduzida para:

$$0 = \mathbf{T} \frac{\partial \mathbf{I}_S}{\partial \omega} + \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \omega} \mathbf{I}_S + \frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial \omega} \quad (61)$$

Em (61) é demonstrado que o máximo da função objetivo (55) não ocorrerá necessariamente no máximo da corrente de entrada ( $\frac{\partial I_S}{\partial \omega} = 0$ ). A Figura 38 demonstra que picos de máxima PDL, num sistema utilizando somente sintonia por frequência, não estão associados ao valor máximo de  $\mathbf{I}_S$ .

Como descrito em (WANG; STIELAU; COVIC, 2005; PORTO et al., 2017; LIM et al., 2014), medindo a diferença de fase entre a tensão da fonte  $\mathbf{V}_S$  e a corrente da fonte  $\mathbf{I}_S$ , pode-se medir o fluxo de potência do enlace indutivo. O método proposto é baseado na estratégia de sintonia conhecida como *Zero-Phase-Angle* (ZPA), que permite rastrear a potência entregue a carga através da medição da impedância equivalente de entrada do link indutivo. Assim, quando a amplitude da fonte de excitação e os componentes do link indutivo, bem como a carga são mantidos constantes, o ponto de máxima transferência de potência da bobina transmissora para a receptora pode ser detectado quando a seguinte condição é dada:

$$\phi(\omega) = \theta_{V_S}(\omega) - \theta_{I_S}(\omega) = 0 \quad (62)$$

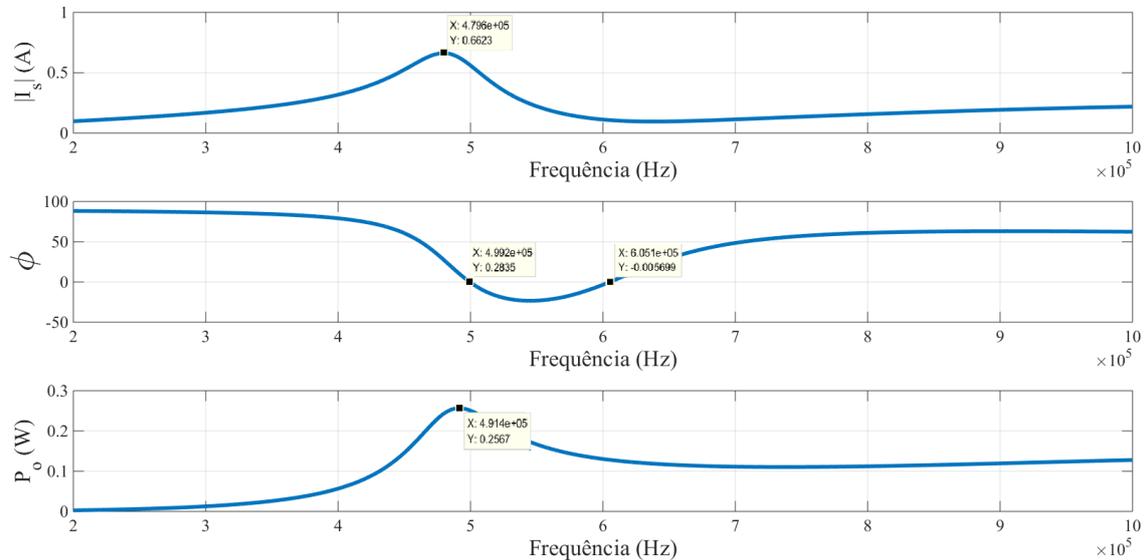
Onde  $\phi(\omega)$  é o ângulo da impedância de entrada do link indutivo ( $Z_i = \frac{V_S}{I_S}$ ),  $\theta_{V_S}$  é o ângulo da fase da tensão elétrica de  $\mathbf{V}_S$ , e  $\theta_{I_S}$  é o ângulo da fase da corrente de entrada  $\mathbf{I}_S$ .

No método multivariável, a condição estabelecida por (62) é necessária, mas não é o suficiente para determinar o máximo de PDL para qualquer  $k$ . A frequência de ressonância do *link* indutivo é afetada por  $k$ , visto que a PDL pode decair quando a posição relativa das bobinas transmissora e receptora é alterada (LIM et al., 2014; WANG; STIELAU; COVIC, 2005). No ponto de ressonância, para os terminais de terminais de entrada, o link indutivo pode ser visto como uma rede resistiva. Então, uma região de interesse da PDL pode ser adicionalmente detectada quando a amplitude da corrente  $I_S$  é próxima do máximo. Dessa maneira, o método proposto utiliza  $C_2$  e  $\omega$  como variáveis para maximizar a PDL, sendo esse ponto encontrado quando a amplitude de  $I_S$  é próximo do máximo.

$$\nabla|I_S| \approx \nabla f(C_2, \omega) = 0 \quad (63)$$

Um detalhe importante a se considerar é que (62) e (63) sozinhos não garantem o máximo valor de potência entregue a carga em um método multivariável. Outro detalhe é que (62) e (63) não são redundantes. Uma condição não implica necessariamente na outra. Na Figura 38 são apresentadas as discrepâncias das frequências de operação do máximo valor de  $I_L$ , da fase zero de  $I_S$  e do valor máximo de  $I_S$ .

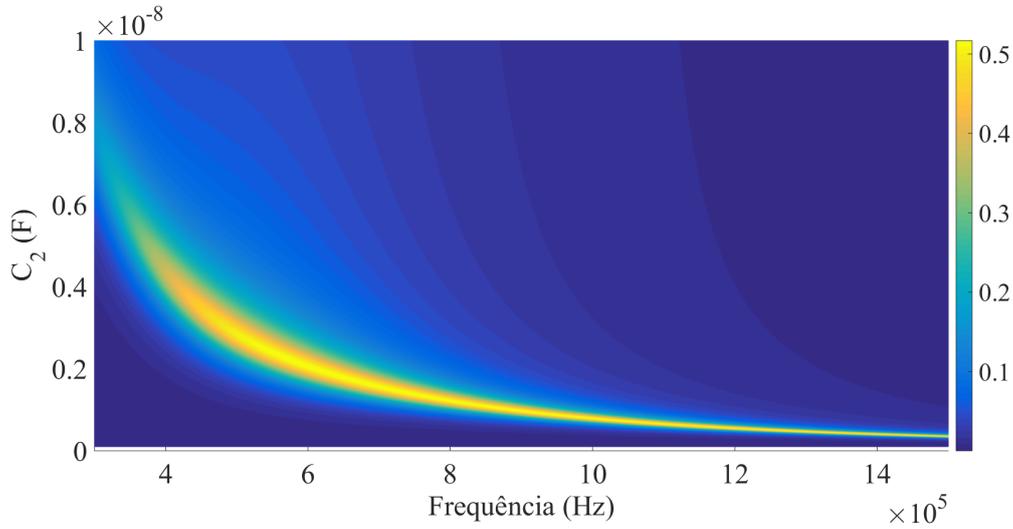
Figura 38: Máxima transferência de potência na fase zero não coincide na máxima amplitude de  $I_S$ . Amplitude  $I_S$  ocorre em  $f = 479,6k$  Hz, a fase zero de  $I_S$  ocorre em  $f = 499,2k$  Hz e  $f = 605,1k$  Hz, já o máximo da potência entregue a carga ocorre em  $f = 491,4k$  Hz



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

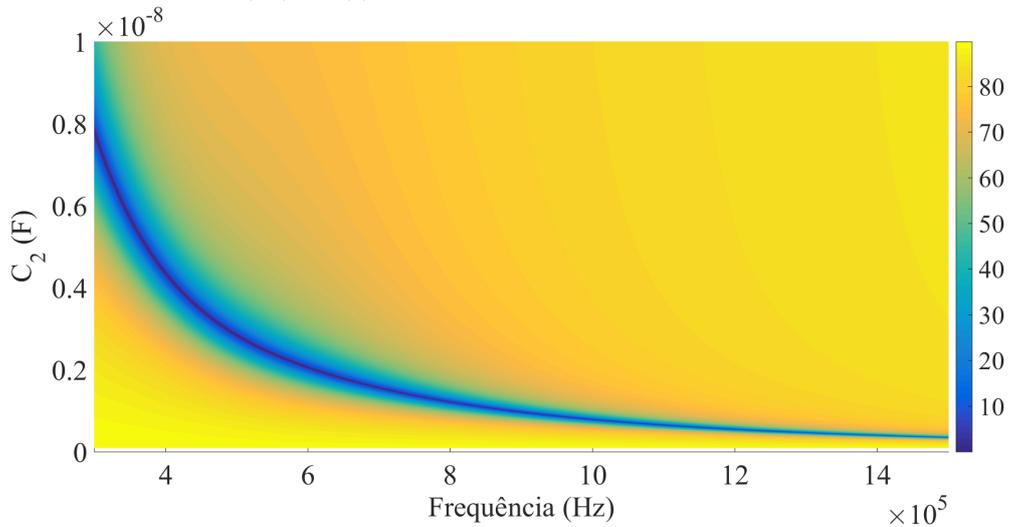
Quando utilizado duas variáveis,  $f$  e  $C_2$ , para realizar a sintonia do *link* indutivo as condições (62) e (63) podem ser utilizadas para encontrar valores próximos da região da máxima transferência de potência para a carga. Ou seja, a informação pode ser utilizada na implementação de um procedimento de busca de ponto de trabalho próximo da potência máxima.

Figura 39: Plano da potência entregue a carga  $P_o(f, C_2)$  quando o fator de acoplamento é fixado em  $k = 0,3$



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Figura 40: Plano de  $|\phi(f, C_2)|$  quando o fator de acoplamento é fixado em  $k = 0,3$



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Na Figura 39 é apresentado o plano de  $P_o(f, C_2)$ . O plano apresentado possui um valor de fator de acoplamento fixo de  $k = 0,3$ . É possível perceber que há uma região de interesse onde a PDL possui um valor muito próximo do valor máximo. O método proposto neste trabalho foi implementado em um procedimento numérico que tende a convergir para uma região próxima do máximo de  $I_L$  em ZPA.

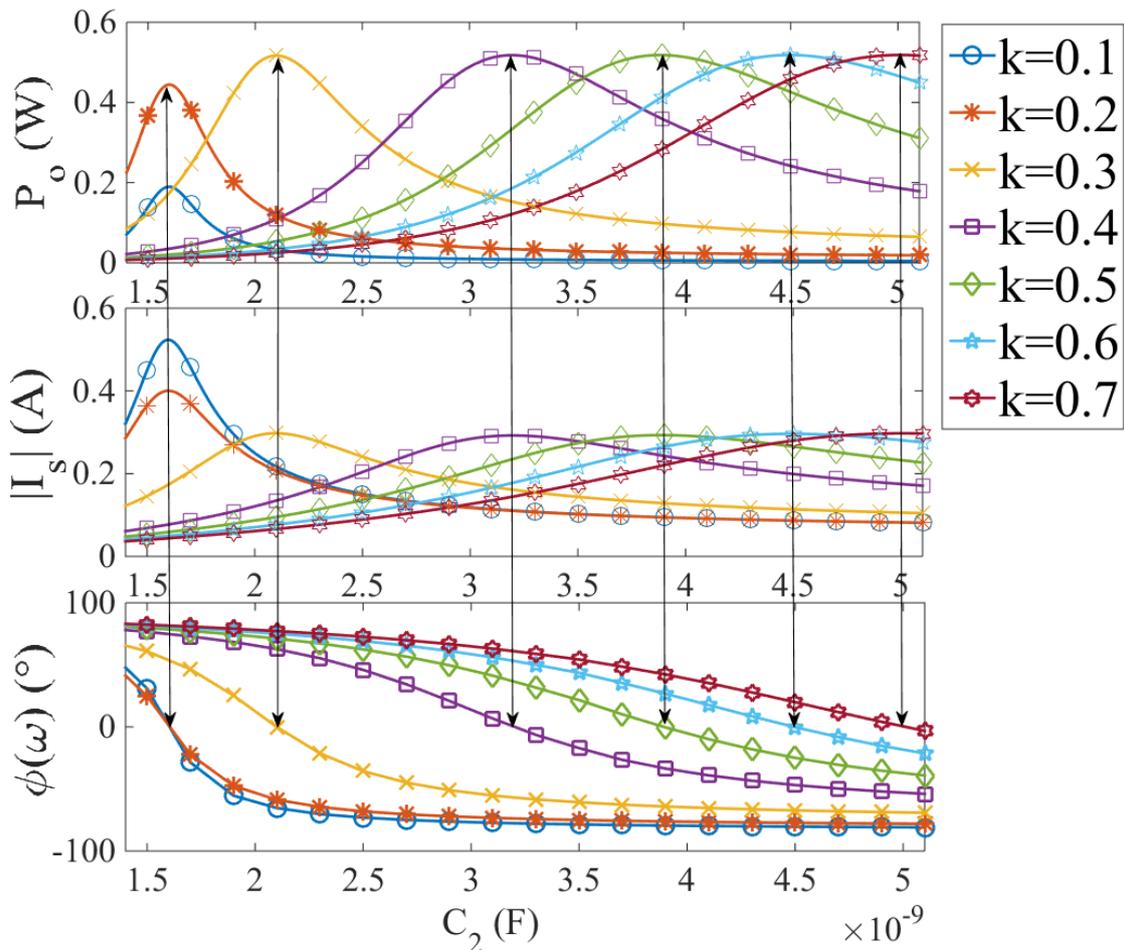
Um detalhe importante de ressaltar é que a Figura 38 em conjunto a Figura 39 demonstram que a fase zero de  $\mathbf{I}_S$  é um meio que pode ser utilizado para detectar uma região próxima de um máximo local da PDL. Todavia, como há duas variáveis na sintonia do link indutivo, existe a necessidade de acrescentar um novo mecanismo a fim de verificar qual é o maior dos picos desta PDL. No método proposto e imple-

mentado, a verificação da região de maior PDL ocorre através das condições (62) e (63).

Através das Figuras 39 e 40 é possível perceber que o máximo valor de potência entregue a carga possui um comportamento muito similar a fase zero da corrente de  $\mathbf{I}_S$ . Dessa maneira, o valor em ZPA estará em valores próximos dos máximos de  $P_o$ . Esse comportamento é fundamental para realizar o rastreamento através do método proposto.

A Figura 41 mostra os resultados da simulação, e os pontos em destaque indicam o máximo da PDL nas condições de (62) e (63). Cada curva de  $P_o=f(k,C_2)$  pode ser obtida através de uma determinada frequência  $f$  que maximiza  $P_o$ , esses valores de frequência são apresentados na Tabela 5. A Tabela 5 indica os valores mais importantes da simulação da Figura 41. Para  $k > 0.3$  a PDL se manteve constante quando utilizado  $C_2$  e  $\omega$  no processo de sintonia do ponto ressonante. O valor da PDL decai quando  $k < 0.3$ , todavia as condições (62) e (63) ainda são aplicadas.

Figura 41: Amplitude e fase de  $I_S$  em função de  $C_2$ . O máximo valor de  $I_S$  ocorre em conjunto da ZPA, indicando o máximo da PDL



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

A Tabela 5 apresenta os pontos máximos da PDL, que estão em destaque na Figura 41, associado aos valores de amplitude e da fase da corrente  $|\mathbf{I}_S|$ . É possível perceber que para valores de  $k \geq 0,3$  o valor de  $\mathbf{I}_S$  pode ser considerado constante e

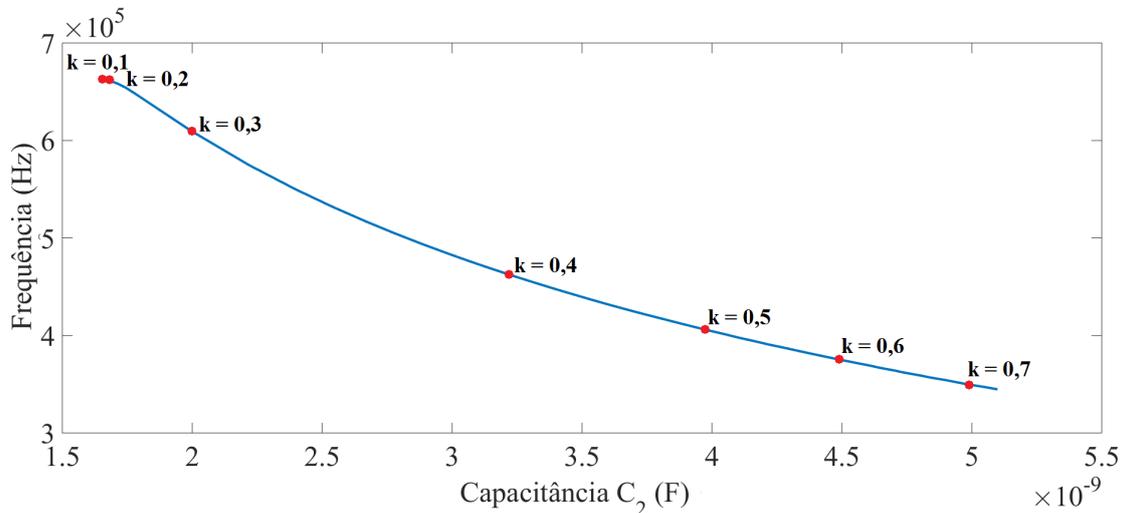
o valor da fase é aproximadamente zero.

Tabela 5: Pontos destacados da Figura 41

$k$	$P_O$ (W)	$ I_S $ (A)	$\phi(\omega)$ (°)	$f$ (kHz)	$C_2$ (nF)
0,1	0,1899	0,5235	0,0397	684,0	1,55
0,2	0,4444	0,4004	0,0602	682,0	1,59
0,3	0,5168	0,2952	0,0978	603,5	2,04
0,4	0,5178	0,2933	0,0563	463,0	3,21
0,5	0,5181	0,2938	0,0381	410,5	3,90
0,6	0,5182	0,2937	0,0284	376,5	4,46
0,7	0,5183	0,2937	0,0196	351,0	4,95

A variação de frequência  $f$  para os pontos de máxima PDL em função dos pontos de capacitância  $C_2$  é apresentado na Figura 42. É possível perceber que  $f$  decai com o aumento do fator de acoplamento  $k$ . Já  $C_2$  tem o comportamento oposto, aumentando em relação a  $k$ . A Figura 42 apresenta uma combinação de valores de convergência da busca para  $f$  e  $C_2$  que maximizam a PDL para cada  $k$ . Um detalhe interessante na curva apresentada é que a mesma pode ser aproximada por uma reta assumido valores próximos aos valores ótimos de  $P_o$ .

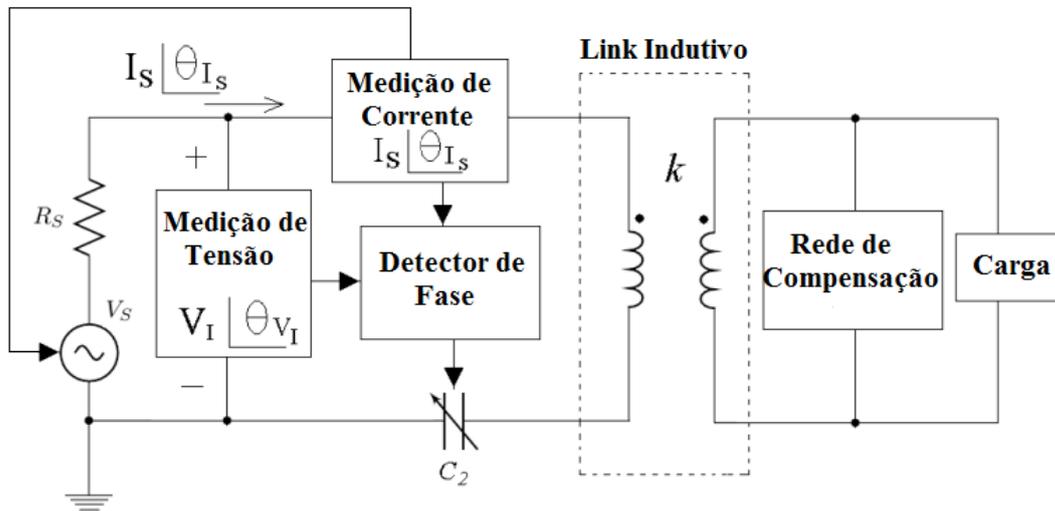
Figura 42: Frequência  $f$  otimizada pela variação da capacitância  $C_2$  para cada fator de acoplamento  $k$



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

Assim, para monitorar a PDL no lado transmissor do link indutivo, podem ser medidas: a amplitude da corrente de entrada  $I_S$  e a fase entre a mesma e a tensão de entrada  $V_S$ . A Figura 43 apresenta um circuito simplificado, semelhante ao apresentado em (PORTO et al., 2017), a fim de ilustrar os pontos medidos no circuito para realizar a sintonia do link indutivo. O circuito apresentado é semelhante ao apresentado na Figura 31, todavia são acrescentados sensores de detecção de fase e de amplitude da corrente de  $I_S$  para realizar a sintonia por frequência e de capacitância  $C_2$ , conforme a estratégia apresentada.

Figura 43: Estratégia de sintonização através da variação de  $f$  e  $C_2$  no lado transmissor do *link* indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

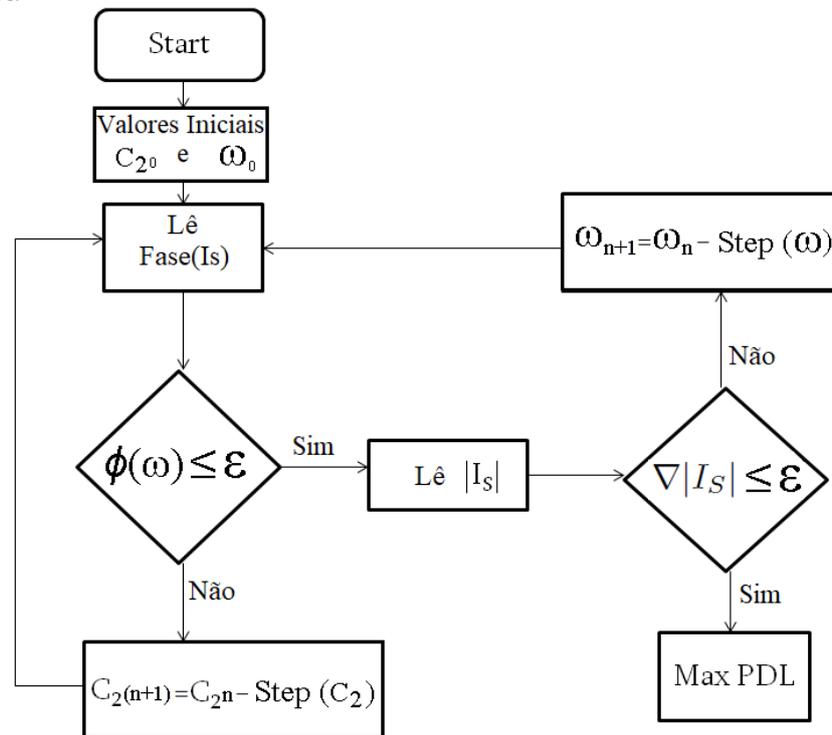
O fluxograma proposto que é apresentado na Figura 44 implementa um procedimento de busca pelo máximo da PDL em ZPA. Quando  $C_2$  é ajustado para a variação da fase ser zero (utilizando o método de Newton), um máximo local de PDL é alcançado. Todavia, é necessário verificar se a amplitude da corrente  $I_S$  é constante. Caso não seja, é realizada a variação da frequência de operação  $f$ . Dessa maneira, um novo valor de  $C_2$  será buscado para a nova frequência  $f$  de operação. Esse processo continua até o gradiente de  $I_S$  se aproximar de zero.

No fluxograma apresentado na Figura 44, as variáveis de sintonização são interdependentes, ou seja, a variação realizada em uma variável não acarreta necessariamente no ajuste da outra. Quando ocorre uma variação na fase de  $I_S$  (variando  $C_2$ ) uma nova curva de amplitude de  $I_S$  (variando  $f$ ) é obtida e vice-versa. No link indutivo projetado há um par de valores  $(C_2, f)$  que maximiza a PDL para cada coeficiente de acoplamento  $k$ . O método proposto não realiza a variação simultânea de  $C_2$  e  $f$ .

A Figura 45 apresenta o resultado de PDL para o procedimento proposto na Figura 44, apresentando pontos a cada iteração do método até uma região próximo ao valor máximo da potência entregue a carga. Dada as condições iniciais, o valor encontrado para a potência entregue a carga é de  $P_o = 0,5093$  W quando o fator de acoplamento  $k = 0,3$  é utilizado. O ponto inicial utilizado foi de  $f = 380$  kHz e  $C_2 = 4,4$  F. O valor de máximo nesse ponto é de  $P_o = 0,5168$  W, ou seja, o valor encontrado está apenas com uma diferença de 1,47% do valor máximo. O par de pontos na Figura 45 representa um passo para  $C_2$ , acompanhado de um passo para o ajuste da frequência  $f$ , até chegar na condição de parada do procedimento. A iteração do método acaba quando a fase de  $I_S$  é zero e o valor de amplitude de  $I_S$  é constante de maneira que maximiza a PDL (neste estudo de caso  $|I_S| = 293$  mA).

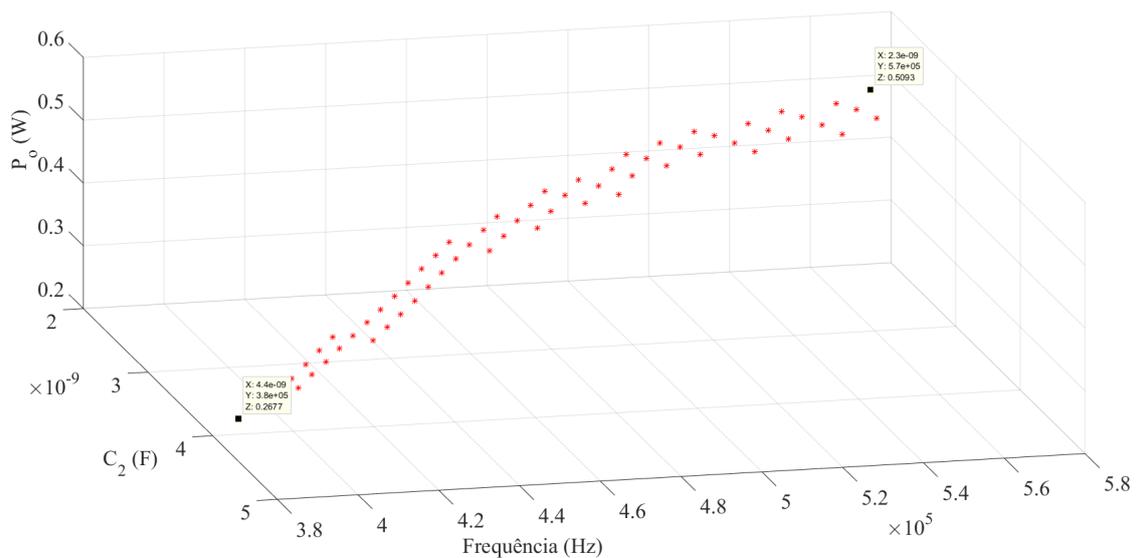
Já o fluxograma apresentado na Figura 46, apresenta um procedimento que procura um valor de corrente constante que maximiza a PDL através das variáveis  $\omega$  e  $C_2$ . O comportamento deste fluxograma é similar ao apresentado anteriormente.

Figura 44: Fluxograma para procurar o máximo valor da PDL utilizando otimização matemática



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

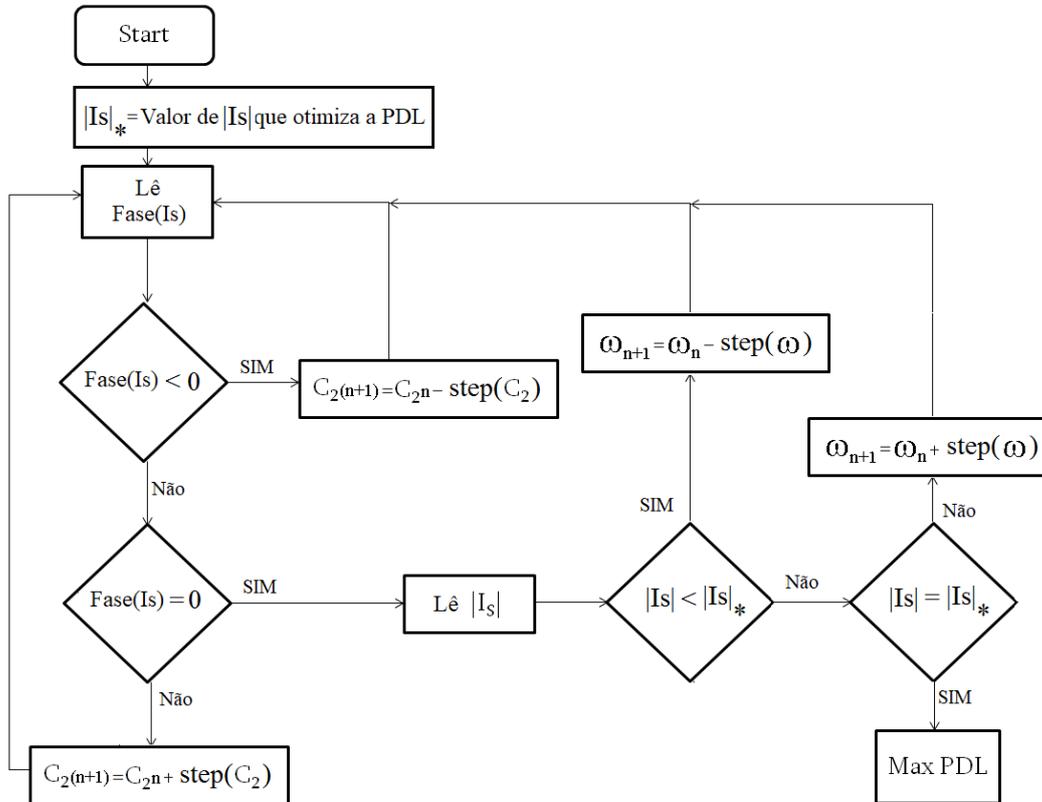
Figura 45: Convergência do primeiro método proposto, ponto inicial:  $f = 380$  kHz;  $C_2 = 4,4$  nF;  $P_o = 0,267$  W. Ponto de convergência:  $f = 571$  kHz;  $C_2 = 2,3$  nF;  $P_o = 0,5093$  W



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

A diferença de fase da tensão  $V_S$  em relação a corrente  $I_S$  continua sendo monitorada, todavia é procurado um valor de amplitude  $I_S$  fixo. Logo, um problema deste

Figura 46: Fluxograma para procurar o máximo valor de PDL através da busca por valor fixo de  $I_S$



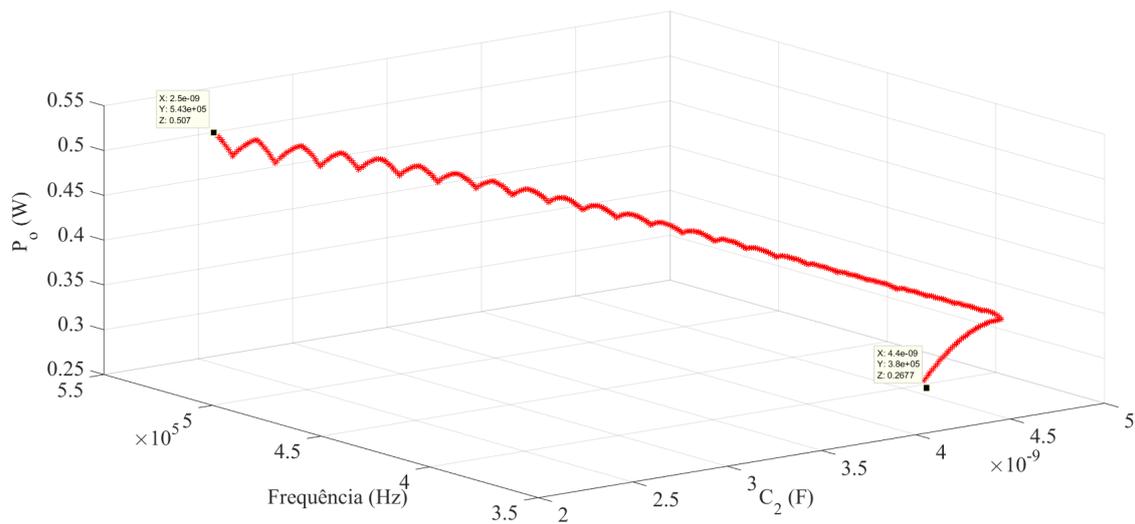
Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

fluxograma de sintonia é que ele somente funcionará neste estudo de caso quando  $k \geq 0,3$ , ou seja,  $0 < x < 10 \text{ mm}$  ou  $1 < z < 8 \text{ mm}$ . A vantagem deste método é procurar apenas o valor constante de  $I_S$  que está associado à fase zero e maximiza a PDL.

A função *step* apresentada na Figura 46, representa um passo a ser dado pela variável analisada. Essa função poderá decair em função do número de interações a fim de proporcionar passos cada vez mais menores. Além deste método prover limitações em relação ao desalinhamento aplicado nas bobinas, há também um aumento no número de iterações necessárias para alcançar o máximo da PDL em ZPA. Como o segundo fluxograma proposto procura por valores fixos, o mesmo não apresentará problemas com máximos locais ou globais tendendo a convergir com mais facilidade para o ponto de interesse.

A Figura 47 mostra a convergência do segundo fluxograma proposto. Como a função *step* está definida apenas um passo fixo na direção de cada variável, há um grande número de iterações até realizar a convergência para a região próxima de ponto final. O ponto inicial utilizado foi o mesmo do primeiro método ( $f = 380 \text{ kHz}$ ;  $C_2 = 4,4 \text{ F}$ ). A potência entregue a carga obtida é de  $P_o = 0,507 \text{ W}$ , ou seja, uma diferença de 1,93% do valor máximo para o fator de acoplamento  $k = 0,3$  é utilizado.

Figura 47: Convergência do segundo método proposto, ponto inicial:  $f = 380$  kHz;  $C_2 = 4,4$  nF;  $P_o = 0,267$  W. Ponto de convergência:  $f = 543$  kHz;  $C_2 = 2,5$  nF;  $P_o = 0,507$  W



Fonte: Elaborado pelo autor (2017).

## 5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma metodologia para rastrear a máxima de potência transferida para a carga em um link indutivo ressonante utilizando variações de capacitância e de frequência. Em aplicações como recarga de células para armazenamento de energia, a otimização multivariável oferece mais graus de liberdade para o posicionamento remoto dos aparelhos que serão carregados. Em adição, o método presente não é limitado a aplicações estáticas. Um algoritmo de busca poderá permanentemente amostrar a condição ZPA. Dessa maneira o dispositivo a ser carregado poderá estar em movimento relativo em relação ao circuito transmissor.

O desempenho do método proposto é claramente superior aos outros métodos que utilizam apenas um parâmetro para sintonizar o link indutivo. Quando usada apenas uma variável há apenas um único valor de  $k$  que otimiza a PDL. Através do uso de  $C_2$  e  $\omega$ , o valor da PDL alcançado é constante para  $k > 0.3$  para o estudo de caso apresentado. O procedimento de busca tende a estimar uma região próxima da máxima transferência de potência para a carga, através da procura do valor ótimo de  $C_2$  para a frequência de trabalho. Uma vez que o ponto de fase zero (ZPA) seja obtido, uma região próximo do máximo da PDL é alcançada. Todavia, não é garantido que o ponto seja um máximo global. Uma nova frequência de trabalho pode produzir um maior valor de PDL quando a fase for reajustada para zero. Para alcançar a frequência ótima associada ao ZPA, é necessário verificar o gradiente da corrente no circuito transmissor  $|\mathbf{I}_S|$ . As limitações para o método proposto está para  $k < 0.3$ , onde a PDL decai rapidamente. Futuros trabalhos poderão conduzir a implementação de um método que proporcione operações quando  $k < 0.3$ . Mais variáveis podem ser incorporadas no sistema a fim de manter constante a PDL.

O método proposto de sintonia do link indutivo a fim de aumentar a PDL foi bastante eficaz. Foi possível verificar os valores máximos da PDL através de condições estabelecidas no sistema transmissor. Essa técnica permite que sistemas WPT possam ser implementados e monitorados apenas através de sua perturbação no sistema transmissor. Outros trabalhos encontrados na literatura não conseguiram manter a PDL constantes, quando aplicado desalinhamentos entre o par de bobinas. No estudo de caso utilizado neste trabalho, foi conseguido manter a PDL praticamente constante para coeficiente de acoplamentos maiores que  $k > 0,3$ . Todavia, em outros links indutivos, utilizando outros pares de bobinas e/ou utilizando outra rede capacitiva de compensação, é possível obter valores constantes para coeficiente de acoplamentos ainda menores.

Foi buscado estabelecer mecanismos que possibilitassem que técnicas de sintonias univariáveis fossem implementadas em conjunto do método proposto. O sistema estabelece uma sintonia por frequência e capacitância dependentes, porém o trata-

mento dessas variáveis ocorre de maneira independente. Para que fosse possível implementar sistemas univariáveis no método proposto é utilizado um modelo de iteração que busca convergir o sistema para o ponto de objetivo.

Ambas estratégias multivariáveis apresentadas neste trabalho realizam a sintonia de cada variável de maneira distinta, porém a interação tende a convergir o sistema para o mesmo ponto. As etapas das estratégias implementadas são simples de serem seguidas e fornecem uma boa base para exploração. É necessário apenas seguir as duas restrições impostas neste trabalho, sendo elas a amplitude e a fase da corrente da fonte.

## 5.1 Trabalhos Futuros

- Projeto e implementação de um controlador multivariável que realize a variação conjunta de  $f$  e  $C_2$ ;
- Utilização de mais variáveis para realizar a compensação do método quando  $k < 0,3$ ;
- Implementação de um sistema de controle em tempo real para realizar o controle da potência transferida para a carga enquanto a bobina receptora está em movimento constante em relação a bobina transmissora;
- Associar o modelo de duas variáveis em função da eficiência do sistema WPT, possibilitando assim realizar um ajuste dinâmico que permita modelar eficiência ou potência.

## REFERÊNCIAS

- AGBINYA, J. I. **Wireless power transfer**. Aalborg: River, 2012. p. 10-20.
- AHN, S. et al. Low frequency electromagnetic field reduction techniques for the on-line electric vehicle (olev). In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, 2010, Fort Lauderdale. **Proceedings...** New York: IEEE, 2010. p. 625-630.
- ALDHAHER, S.; LUK, P.; WHIDBORNE, J. F. Electronic tuning of misaligned coils in wireless power transfer systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.29, n.11, p. 5975-5982, Nov. 2014.
- ALDHAHER, S.; LUK, P.; WHIDBORNE, J. F. Tuning class e inverters applied in inductive links using saturable reactors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.29, n.6, p. 2969-2978, Jun. 2014.
- 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.
- BANSAL, R. **Fundamentals of engineering electromagnetics**. New York: Taylor & Francis, 2006. p. 150-223.
- BOSSHARD, R. et al. Optimized magnetic design for inductive power transfer coils. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC 2013), 28., 2013, Long Beach, US. **Proceedings...** New York: IEEE, 2013. p. 17-21.
- BRUSAMARELLO, V. J. et al. A study on inductive power transfer with wireless tuning. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE PROCEEDINGS, 2012, Graz. **Proceedings...** New York: IEEE, 2012. p. 1098-1103.
- BRUSAMARELLO, V. J. et al. Power transfer with an inductive link and wireless tuning. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v.62, n.5, p. 924-931, May 2013.

- 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.
- CHOI, S. Y. et al. Advances in wireless power transfer systems for roadway-powered electric vehicles. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, New York, p. 18-36, Aug. 2015.
- CHOI, S. Y. et al. Asymmetric coil sets for wireless stationary EV chargers with large lateral tolerance by dominant field analysis. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.29, n.12, p. 6406-6420, Feb. 2014.
- COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Modern trends in inductive power transfer for transportation applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, New York, v.1, n.1, p. 28-41, May 2013.
- FU, M. et al. Analysis and tracking of optimal load in wireless power transfer systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.30, n.7, p. 3952-3963, Jul. 2015.
- GROVER, F. W. **Inductance calculations**: working formulas and tables. New York: Dover, 1946.
- GUNJI, D.; IMURA, T.; FUJIMOTO, H. Fundamental research of power conversion circuit control for wireless in-wheel motor using magnetic resonance coupling. In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 40., 2014, Dallas. **Proceedings...** New York: IEEE, 2014. p. 3004-3009.
- HAO, H.; COVIC, G. A.; BOYS, J. T. An approximate dynamic model of LCL-T based Inductive Power Transfer power supplies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.29, n.10, p. 5554-5567, Oct. 2014.
- HARRISON, R. Designing efficient inductive power links for implantable devices. In: IEEE INTL. SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS (ISCAS 2007), 2007, New Orleans. **Proceedings...** New York: IEEE, 2007. p. 2080-2083.
- HUH, J. et al. Narrow-Width inductive power transfer system for online electrical vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.26, n.12, p. 3666-3679, Dec. 2011.
- 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, n.9, p. 4500-4511, Sept. 2014.
- HURLEY, W. G.; DUFFY, M. C. Calculation of self and mutual impedances in planar magnetic structures. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.31, n.4, p. 2416-2422, July 1995.

- 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.
- KIANI, M.; GHOVANLOO, M. An RFID - based closed-loop wireless power transmission system for biomedical applications. **IEEE Transactions on Circuits and Systems. II. Express Briefs**, New York, v.57, n.4, p. 260-264, Apr. 2010.
- KUPHALDT, T. R. **Lessons in electric circuits, volume II - AC**. 6.ed. [S.l.: s.n.], 2007.
- KURS, A. et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. **Science**, Washington, v.317. p. 83-86, 2007.
- LEMPIDIS, G. et al. Wired and wireless charging of electric vehicles: a system approach. In: INTERNATIONAL ELECTRIC DRIVES PRODUCTION CONFERENCE, 4., 2014, Nuremberg. **Proceedings...** New York: IEEE, 2014. p. 1-7.
- LEUNG, H. Y. et al. Design methodology for inductive power transfer systems targeting high power implantable devices. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS, 2013, Beijing. **Proceedings...** New York: IEEE, 2013. p. 2787-2791.
- LIM, Y. et al. An adaptive impedance-matching network based on a novel capacitor matrix for wireless power transfer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.29, n.8, p. 4403-4413, Aug. 2014.
- MARINO, P. et al. An experimental ad-hoc wsn for the instrumentation of biological models. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v.59, n.11, p. 2936-2948, Nov. 2010.
- MARTON, F. TESLA X EDISON. **Revista Aventuras na História**, São Paulo, n.151. p. 5-17, 2016.
- MILLER, J. M. et al. Demonstrating dynamic wireless charging of an electric vehicle: the benefit of electrochemical capacitor smoothing. **IEEE Power Electronics Magazine**, New York, v.1, n.1, p. 12-24, Mar. 2014.
- MULTIPHYSICS, C. **4.3 user's guide**. [S.l.]: COMSOL, 2012.
- 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.
- OLETIC, D.; RAZOV, T.; BILAS, V. Extending lifetime of battery operated wireless sensor node with DC-DC switching converter. In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2011 IEEE, 2011, Hangzhou, China. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011.

- PANTIC, Z.; LUKIC, S. M. Framework and topology for active tuning of parallel compensated receivers in power transfer systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.27, n.11, p. 4503-4513, Nov. 2012.
- PORTO, R. W. et al. Design and characterization of a power transfer inductive link for wireless sensor network nodes. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2015, Pisa. **Proceedings...** NewYork: IEEE, 2015. p. 1261-1266.
- PORTO, R. W. et al. Design and optimization of a power inductive link. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2014, Montevideo. **Proceedings...** NewYork: IEEE, 2014. p. 648-653.
- PORTO, R. W. et al. Fine tuning of an inductive link through a voltage-controlled capacitance. **IEEE Transactions Power Electronics**, New York, v.5, n.32, p. 4115-4124, May 2017.
- SAMPATH, J. P. K.; VILATHGAMUWA, D. M.; ALPHONES, A. Efficiency enhancement for dynamic wireless power transfer system with segmented transmitter array. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, New York, v.2, n.1, p. 76-85, Mar. 2016.
- SHINOHARA, N. **Wireless power transfer via radiowaves**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2014. p. 9-13.
- SILVA, A. R.; MOGHADDAM, M. Design and implementation of low-power and mid-range magnetic-induction-based wireless underground sensor networks. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v.65, n.4, p. 821-835, Apr. 2016.
- STOECKLIN, S. et al. Efficient wireless powering of biomedical sensor systems for multichannel brain implants. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v.65, n.4, p. 754-764, Apr. 2016.
- SUKPRASERT, P.; NGUYEN, B. M.; FUJIMOTO, H. Estimation of lateral displacement of electric vehicle to an alignment of wireless power transmitters. In: IEEE/SICE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SYSTEM INTEGRATION, 2014, Tokyo. **Proceedings...** New York: IEEE, 2014. p. 625-630.
- 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**, NewYork, v.59, n.11. p. 3247-3254, Nov. 2012.
- UMENEI, A. E. **Understanding low frequency non-radiative power transfer**. Chicago: Fulton Innovation, LLC 7575, 2011. p. 2-4.
- VALTCHEV, S. et al. Resonant contactless energy transfer with improved efficiency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.24, n.3, p. 685-699, Mar. 2009.

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.

WHEELER, H. A. Formulas for the skin effect. **Proceedings of the IRE**, New York, v.30, n.9, p. 412-424, Sept. 1942.

ZHANG, Y.; ZHAO, Z.; CHEN, K. Frequency splitting analysis of magnetically-coupled resonant wireless power transfer. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, 2013, Denver. **Proceedings...** New York: IEEE, 2013. p. 2227-2232.

ZHONG, W.; LIU, X.; HUI, S. Y. R. A novel single-layer winding array and receiver coil structure for contactless battery charging systems with free-positioning and localized charging features. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v.58, n.9, p. 4136-4144, Sept. 2011.

ZOU, Y.; O'DRISCOLL, S. Implant position estimation via wireless power link. **IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs**, New York, v.62, n.2, p. 139-143, Feb. 2015.