

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

**LUCAS MURLIKY**

**ESTUDO DE UM SISTEMA DE  
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM  
FIOS COM SINTONIZAÇÃO  
DINÂMICA E COMPENSAÇÃO  
MULTIPARAMÉTRICA**

Porto Alegre  
2022

**LUCAS MURLIKY**

**ESTUDO DE UM SISTEMA DE  
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM  
FIOS COM SINTONIZAÇÃO  
DINÂMICA E COMPENSAÇÃO  
MULTIPARAMÉTRICA**

Tese de doutorado 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 Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Controle e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre  
2022

LUCAS MURLIKY

**ESTUDO DE UM SISTEMA DE  
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM  
FIOS COM SINTONIZAÇÃO  
DINÂMICA E COMPENSAÇÃO  
MULTIPARAMÉTRICA**

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor 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. Sergio Francisco Pichorim, DAELN  
Doutor pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Paraná, Brasil

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

Prof. Dr. Paulo Eckert, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Sérgio Haffner

Porto Alegre, Março de 2022.

## RESUMO

A transferência de energia sem fios pode ser realizada por meio de um acoplamento indutivo conectado a uma rede capacitiva, cuja função é sintonizar o sistema em uma frequência, para otimizar e tornar viável o processo. Porém, se a frequência de excitação e a rede de compensação capacitiva forem constantes, os pontos de operação otimizados só podem ser garantidos para cargas fixas, bem como para posições relativas fixas entre as bobinas transmissora e receptora. Quando as bobinas não são estacionárias ou a carga é variável, a sintonia do acoplamento indutivo deve ser ajustada dinamicamente para manter, por exemplo, uma potência de saída estabilizada. O sistema proposto compensa perturbações, tais como a variação de carga ou ainda desalinhamentos mecânicos entre as bobinas por meio do ajuste dinâmico da frequência e também da capacitância da rede de compensação. Assim, um método multivariável dinâmico para maximização da potência entregue a carga em um sistema de transferência sem fios é apresentado. A implementação realiza a sintonia do acoplamento indutivo através da observação de parâmetros do circuito transmissor. Dessa maneira, o circuito receptor pode ser implementado de maneira reduzida. O método empregado mostrou que consegue estimar o coeficiente de acoplamento magnético de maneira concisa (com variação de até 5,71% do valor de referência) e que também consegue englobar um espectro maior de aplicações que os métodos multivariáveis até então desenvolvidos (inclusive para aplicações de baixo coeficiente de acoplamento magnético  $k < 0,1$ ). Ambos resultados de  $k$ ,  $P_o$  e  $\eta$  são dados com um nível de confiança de 95%:  $k = (3,5 \pm 0,17) \times 10^{-3}$ ,  $P_o = 250 \pm 21,12$  mW e  $\eta = 7,4 \pm 0,32$ . A metodologia proposta ainda pode realizar o controle da potência entregue a carga após sintonizar o acoplamento indutivo. Um estudo de caso com uma cápsula de endoscopia contendo um receptor com três bobinas em quadratura foi simulado e implementado. Essa aplicação contém alguns desafios como assimetria das bobinas bem como coeficientes de acoplamento magnético muito baixos. O sistema proposto foi capaz de monitorar o movimento da cápsula e estimar o fator de acoplamento magnético, mantendo a potência acima do valor crítico pré-estabelecido utilizando a variação da frequência e a capacitância série da rede de compensação. Por fim, também foi implementado um ajuste na magnitude da fonte de tensão visando manter a potência na carga abaixo de um valor máximo a fim de evitar um problema de sobreaquecimento.

**Palavras-chave:** Transferência de energia sem fio, Método de sintonia, Desalinhamento, Transferência Dinâmica de energia sem fio, Cápsula de endoscopia.

## ABSTRACT

Wireless energy transfer can be performed through an inductive link connected to a capacitive network, whose function is to tune the system to a frequency, to optimize and make the process viable. However, if the excitation frequency and the capacitive compensation network are constant, the optimized operating points can only be guaranteed for fixed loads, as well as for fixed relative positions between the transmitter and receiver coils. When the coils are not stationary or the load is variable, the tuning of the inductive link must be dynamically adjusted to maintain, for example, a stabilized output power. The proposed system compensates for disturbances, such as load variation or mechanical misalignments between the coils by dynamically adjusting the frequency and also the capacitance of the compensation network. Thus, a dynamic multivariable method for maximizing the power delivered to the load in a wireless transfer system is presented. The implementation performs the tuning of the inductive link by observing the parameters of the transmitter circuit. In this way, the receiver circuit can be implemented in a reduced way. The used method showed that it is capable of concisely estimating the magnetic coupling coefficient (with a variation of up to 5.71% of the reference value) and that it also manages to encompass a wider spectrum of applications than the multivariable methods developed so far (even for low coefficient applications of magnetic coupling  $k < 0.1$ ). Both results of  $k$ ,  $P_o$  and  $\eta$  are given with 95% confidence level:  $k = (3.5 \pm 0.17) \times 10^{-3}$ ,  $P_o = 250 \pm 21.12$  mW and  $\eta = 7.4 \pm 0.32$ . The proposed methodology can still control the power delivered to the load after tuning the inductive link. A case study with an endoscopy capsule containing a receiver with three quadrature coils was simulated and implemented. This application contains some challenges like asymmetry of the coils as well as very low magnetic coupling coefficients. The proposed system was able to monitor the movement of the capsule and estimate the magnetic coupling factor, keeping the power above the pre-established critical value using the frequency variation and the series capacitance of the compensation network. Finally, an adjustment in the magnitude of the voltage source was also implemented in order to keep the power at the load below a maximum value avoiding an overheating problem.

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

## 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. . . . .	22
Figura 2 –	Dipolo magnético, equivalente a uma espira de corrente . . . . .	23
Figura 3 –	Transferência de energia sem fios por acoplamento indutivo formado por uma fonte elétrica alternada e uma resistência interligadas através do acoplamento magnético de duas bobinas $L_1$ e $L_2$ . . . . .	25
Figura 4 –	Circuitos equivalentes primário e secundário de um sistema de acoplamento indutivo . . . . .	27
Figura 5 –	Modelo T equivalente para o acoplamento indutivo . . . . .	27
Figura 6 –	Circuito equivalente visto pela carga . . . . .	28
Figura 7 –	Topologia P-S-S-P com rede de quatro capacitores considerando as perdas ôhmicas, tanto das bobinas quanto dos capacitores . . .	30
Figura 8 –	Topologia S-P-S-P com rede de quatro capacitores considerando as perdas ôhmicas, tanto das bobinas quanto dos capacitores . . .	31
Figura 9 –	Efeito de <i>splitting</i> de frequência de ressonância para o acoplamento indutivo . . . . .	33
Figura 10 –	Efeito de <i>splitting</i> de frequência de ressonância para o acoplamento indutivo . . . . .	34
Figura 11 –	Acoplamento indutivo sem a carga $R_L$ para aplicar as técnicas de simplificação de circuitos . . . . .	35
Figura 12 –	Acoplamento indutivo sem a carga $R_L$ para aplicar as técnicas de simplificação de circuitos . . . . .	37
Figura 13 –	Circuito equivalente visto pela carga $\mathbf{Z}_L$ . . . . .	37
Figura 14 –	Representação de uma fonte de corrente produzida por um acoplamento indutivo sintonizado com resistência série desprezível conectado a uma ponte de retificação completa . . . . .	39
Figura 15 –	Formas de onda de entrada do retificador (corrente e tensão) simulado (coluna esquerda) e experimental (direita) sob diferentes níveis de carga . . . . .	40
Figura 16 –	Resistência do retificador equivalente versus potência de carga . .	40
Figura 17 –	Controlador PLL em um WPT . . . . .	43
Figura 18 –	Diagrama de bloco da frequência angular como variável para carregar um sistema WPT . . . . .	43
Figura 19 –	Diagrama de bloco de um carregamento com comunicação sem fio	44
Figura 20 –	Acoplamento indutivo e sistema de controle da frequência . . . .	45

Figura 21 – Simulação do controle de atraso em Matlab e Simulink . . . . .	45
Figura 22 – Potência na carga em função da variação de $C_{Ptran}$ para 100000 pontos . . . . .	46
Figura 23 – Potência na carga em função da variação de $C_{Stran}$ para 100000 pontos . . . . .	46
Figura 24 – Controlador ZPA no lado primário do WPT . . . . .	47
Figura 25 – Amplificador de potência Classe E com sintonia capacitiva . . . . .	48
Figura 26 – Conjunto experimental utilizado com uma bobina receptora 3D . . . . .	48
Figura 27 – Amplificador e retificador classe E . . . . .	49
Figura 28 – Bobina e sua cápsula endoscópica com mecanismo WPT proposto . . . . .	50
Figura 29 – Antena planar fabricada e protótipo de cápsula 3D e coração suíno em água salina . . . . .	50
Figura 30 – Conjunto experimental utilizado juntamente do capacitor variável e do meio de propagação . . . . .	51
Figura 31 – Resultados da simulação comparativa da PDL ( $P_o$ ) como função do coeficiente de acoplamento $k$ para os três métodos de sintonia . . . . .	52
Figura 32 – Resultados da simulação comparativa da PDL ( $P_o$ ) como função do coeficiente de acoplamento $k$ utilizando lógica fuzzy . . . . .	53
Figura 33 – Compensação da variação do coeficiente de acoplamento magnético usando apenas uma variável, frequência angular $\omega$ e capacitância $C_2$ , e usando uma combinação multivariável em uma configuração P-S-S-P. Os valores apresentados nos gráficos representam os valores otimizados de potência entregue à carga $P_o$ para cada coeficiente de acoplamento magnético em cada método e com $Z_L$ constante. . . . .	57
Figura 34 – (a) Contorno do plano de $C_2 \times$ frequência de $P_o$ em Watts. (b) Contorno do plano de $ \phi $ em graus. . . . .	58
Figura 35 – Valores de potência na carga $P_o$ associados à amplitude e a fase da corrente da fonte $I_S$ . . . . .	59
Figura 36 – Exemplo de iteração do método de sintonia implementado . . . . .	62
Figura 37 – Fluxograma do método proposto para alcançar a máxima PDL possível . . . . .	64
Figura 38 – Comportamento dos conjuntos de capacitores (Tabela 3) variando o coeficiente de acoplamento magnético $k$ . As linhas das tabelas estão nas respectivas cores: Azul, Laranja, Amarelo, Roxo e Verde. . . . .	68
Figura 39 – Comportamento dos conjuntos de capacitores (tabela 3) realizando a sintonia da frequência angular $\omega$ e do capacitor $C_1$ em cada coeficiente de acoplamento magnético $k$ . As linhas das tabelas estão nas respectivas cores: Azul, Laranja, Amarelo, Roxo e Verde. . . . .	68
Figura 40 – Comportamento dos conjuntos de capacitores (Tabela 4) variando o coeficiente de acoplamento magnético $k$ . As linhas das tabelas estão nas respectivas cores: Azul, Laranja e Amarelo. . . . .	70
Figura 41 – Fluxograma mostrando os passos do desenvolvimento do projeto . . . . .	72
Figura 42 – Bobinas simuladas utilizando o <i>software</i> para simulação eletromagnética . . . . .	72
Figura 43 – Circuitos do amplificador de potência e do acoplamento indutivo utilizado no estudo de caso . . . . .	74

Figura 44 – Arquitetura do sistema para rastrear a máxima PDL possível . . .	75
Figura 45 – Modelo de bobina planar circular. 77	
Figura 46 – Coeficiente de acoplamento em função da distância entre as bobinas $z$ e do diâmetro externo da bobina $D_{OT}$ . . . . .	78
Figura 47 – Coeficiente de acoplamento magnético em função da distância $z$ e do número de espiras. . . . .	78
Figura 48 – Par de bobinas transmissora e receptora utilizadas nos experimentos	79
Figura 49 – Estrutura desenvolvida para realizar o controle da movimento no eixos $x$ e $z$ . . . . .	80
Figura 50 – Sistema implementado para emular o desalinhamento no eixo $x$ .	80
Figura 51 – Diagrama do circuito de acionamento do motor de passo . . . . .	80
Figura 52 – Sistema implementado para o desalinhamento no eixo $z$ . . . . .	81
Figura 53 – Ilustração do ensaio de afastamento vertical (eixo $Z$ ) . . . . .	82
Figura 54 – Bobina transmissora com uma corrente alternada $I_1$ induzindo uma tensão elétrica a uma bobina receptora próxima . . . . .	82
Figura 55 – Variação do coeficiente de acoplamento $k$ em relação a distância $Z$ entre as bobinas . . . . .	83
Figura 56 – Ilustração do ensaio de desalinhamento horizontal (eixo $X$ ) . . . . .	84
Figura 57 – Variação do coeficiente de acoplamento $k$ em relação ao desalinhamento no eixo $X$ entre as bobinas, utilizando uma distância de $Z = 3$ mm entre as bobinas . . . . .	84
Figura 58 – (a) PDL para rede de compensação fixa e frequência fixa. (b) PDL para $C_2$ otimizado e frequência angular $\omega$ . . . . .	86
Figura 59 – Coeficiente de acoplamento magnético esperado obtido por (15) e obtido por (55) com diferentes cargas resistivas . . . . .	88
Figura 60 – Comparação entre a simulação e a frequência de ajuste experimental ajustada do acoplamento indutivo após a compensação . . .	89
Figura 61 – PDL simulado e experimental obtido com combinação ajustada de frequência e $C_2$ . . . . .	89
Figura 62 – Exemplo de conjunto de bobinas de raio $R$ a uma distância $h$ da origem . . . . .	91
Figura 63 – Sistema de endoscopia com bobina transmissora externa e detalhe da cápsula de endoscopia com três bobinas receptoras em quadratura . . . . .	92
Figura 64 – Bobinas receptoras da emulação de uma cápsula de endoscopia com três bobinas em quadratura . . . . .	94
Figura 65 – Bobina transmissora comparada com a receptora . . . . .	94
Figura 66 – Comparação dos $k$ produzidos por várias bobinas transmissoras possíveis, quando uma das bobinas no receptor está alinhada com o eixo $z$ . . . . .	95
Figura 67 – Campo magnético produzido pela bobina transmissora proposta. .	96
Figura 68 – Coeficiente de acoplamento magnético $k$ entre a bobina transmissora e a receptora alinhada com eixo $z$ quando o receptor se move em um intervalo de 250 mm . . . . .	97
Figura 69 – Coeficiente de acoplamento magnético $k$ quando uma bobina receptora está alinhada com o eixo $z$ e movendo-se sobre o plano $xy$ (Figura 63). . . . .	98

Figura 70 – Ângulos de rotação das bobinas receptoras $\phi$ e $\theta$ sobre $x, y, z$ espaço (referência da bobina transmissora e receptora alinhados com o eixo $z$ ) . . . . .	99
Figura 71 – Parafuso para controlar desalinhamento no eixo $z$ . . . . .	99
Figura 72 – Coeficiente de acoplamento magnético de cada bobina receptora enquanto $\theta$ varia e $\phi = 90^\circ$ é fixado . . . . .	100
Figura 73 – Giroscópio impresso para realizar o desalinhamento angular da SWEC . . . . .	100
Figura 74 – Acoplamento indutivo com um transmissor e três bobinas receptoras localizadas dentro da cápsula endoscópica, que se move livremente por meio de translações e rotações no trato gastrointestinal . . . . .	101
Figura 75 – Arquitetura do sistema para realizar continuamente o ajuste do sistema sempre que a carga ou a posição relativa das bobinas mudar (simplificação da Figura 44) . . . . .	101
Figura 76 – Três conjuntos diferentes de capacitores $\{S_1, S_2, S_3\} \times$ Potência entregue à carga durante o procedimento de ajuste com varredura de $\omega$ e $C_1$ na faixa de $k$ $[0,001, 0,007]$ . $S_1$ mostra baixo desempenho com altos valores de $k$ no intervalo proposto, porém com a menor variabilidade das variáveis de sintonia. $S_2$ mostra o melhor desempenho para $k > 0,0047$ e $S_3$ para $k < 0,0047$ . . . . .	102
Figura 77 – Distribuição do coeficiente de acoplamento magnético obtido com MMC . . . . .	104
Figura 78 – Distribuição de $P_o$ obtida com MMC . . . . .	104
Figura 79 – Distribuição de $\eta$ obtida com o MMC . . . . .	105
Figura 80 – Sintonias mono e multivariáveis para o acoplamento indutivo informado na Tabela 5.2 . . . . .	105
Figura 81 – Coeficiente de acoplamento magnético de cada bobina receptora enquanto $\theta$ e $\phi$ mudam. a) Coeficiente de acoplamento magnético pela bobina 1 do receptor. b) Coeficiente de acoplamento magnético pela bobina 2 do receptor. c) Coeficiente de acoplamento magnético pela bobina 3 do receptor. d) Coeficiente de acoplamento magnético obtido com a combinação dos coeficientes individuais de cada bobina receptora. . . . .	106
Figura 82 – Potência entregue à quando $\omega$ e $C_1$ são utilizados simultaneamente para sintonizar o acoplamento indutivo. a) Resultados simulados. b) Resultados Experimentais. . . . .	107
Figura 83 – Osciloscópios mostrando a tensão de saída do amplificador de potência (esquerda) e a tensão entregue a carga $R_L$ (direita) . . . . .	109
Figura 84 – Variável $V_S$ simulada durante o processo de controle (ângulos $\theta$ e $\phi$ variando) para manter PDL em 130 mW . . . . .	110
Figura 85 – $P_o$ simulada e experimental entregue à carga após ter o sistema ajustado e controlar a fonte de tensão $V_S$ para evitar o sobreaquecimento na carga quando $k$ estiver variando. . . . .	112
Figura 86 – Variações simuladas e experimentais de magnitude de tensão $V_S$ a fim de limitar a potência entregue à carga (130 mW neste estudo de caso) quando o receptor está alinhado no centro da transmissora e se movendo no eixo $z$ (Figura 68) . . . . .	112

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Alguns métodos de ajuste de sintonia na literatura aplicados a acoplamento indutivo . . . . .	55
Tabela 2 – Parâmetros do acoplamento indutivo utilizado na exemplificação de determinação da rede de compensação capacitiva . . . . .	67
Tabela 3 – Conjunto de capacitores de compensação obtidos utilizando o método de Monte Carlo através dos dados iniciais fornecidos pela Tabela 2 . . . . .	67
Tabela 4 – Conjunto de capacitores de compensação obtidos utilizando os dados iniciais fornecidos pela Tabela 2 e focando em faixas de coeficientes de acoplamentos magnéticos $k$ diferentes . . . . .	71
Tabela 5 – Parâmetros de projeto do acoplamento indutivo . . . . .	85
Tabela 6 – Pontos ótimos destacados das variáveis principais quando $R_L$ e $k$ estão variando . . . . .	87
Tabela 7 – Resumo comparativo dos resultados da literatura empregando WPT no procedimento de cápsula endoscópica . . . . .	93
Tabela 8 – Parâmetros de projeto do acoplamento indutivo utilizado na SWEC103	
Tabela 9 – Dados experimentais e simulados do acoplamento indutivo quando as bobinas receptoras estão no centro das bobinas transmissora .	108
Tabela 10 – Dados simulados e experimentais quando o PDL é limitado a 130 mW . . . . .	109
Tabela 11 – Dados experimentais e simulados do acoplamento indutivo quando é realizado a limitação da potência entregue a carga. A coluna Z representa o desalinhamento em milímetros no eixo $z$ (Figura 68)	111

## LISTA DE ABREVIATURAS

DWPT	<i>Dynamic Wireless Power Transfer</i> (Transferência de Energia Sem Fio Dinâmica)
EV	<i>Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico)
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> (Resistência Equivalente em Série)
OLEV	<i>Online Electric Vehicle</i> (Veículo Elétrico Online)
SWEC	<i>Swallowable Wireless Endoscopy Capsule</i> (Cápsula de Endoscopia Sem Fio Engolível)
PDL	<i>Power Delivered to Load</i> (Potência Entregue a Carga)
RX	Circuito Receptor
TX	Circuito Transmissor
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

$A$	Área da seção transversal do fio;
$b$	Raio da espira de corrente;
$c$	Velocidade da luz no vácuo;
$d$	Distância entre as bobinas transmissoras;
$D$	Espessura do fio da bobina;
$d\phi_{21}$	Varição do fluxo magnético da bobina receptora entrelaçada com a bobina transmissora;
$d\mathbf{I}_1$	Elemento de corrente elétrica circulando pela bobina transmissora;
$D_{OT}$	Diâmetro da bobina transmissora;
$D_{OR}$	Diâmetro da bobina receptora;
$ESR(\%)$	Fator de multiplicação de reatância capacitiva;
$f_R$	Frequência de ressonância;
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico;
$\vec{H}_R$	Vetor campo magnético na direção $a_R$ radial ao centro da espira;
$\vec{H}_\theta$	Vetor campo magnético na direção $a_\theta$ ;
$i(t)$	Corrente elétrica na espira de corrente;
$\mathbf{I}_L$	Corrente elétrica na carga;
$\mathbf{I}_S$	Corrente elétrica da fonte de entrada;
$\mathbf{J}^e$	Densidade de corrente externa gerada;
$k$	Fator de acoplamento;
$l$	Comprimento do fio bobinado;
$L_1$	Indutância da bobina transmissora;
$L_2$	Indutância da bobina receptora;
$M$	Indutância mútua;
$N_1$	Número de espiras na bobina transmissora;
$N_2$	Número de espiras na bobina receptora;

$P_O$	Potência entregue a carga;
$Q_1$	Fator de qualidade da bobina transmissora;
$Q_2$	Fator de qualidade da bobina receptora;
$R$	Distância entre o centro da espira de corrente e o ponto considerado;
$R_1$	Resistência da bobina transmissora;
$R_2$	Resistência da bobina receptora;
$R_{AC}$	Resistência elétrica da bobina para altas frequências;
$R_{DC}$	Resistência elétrica da bobina para baixas frequências;
$\mathbf{R}_{eqL}$	Resistência equivalente;
$R_S$	Resistência intrínseca da fonte de entrada;
$R_L$	Resistência da carga;
$\mathbf{v}$	velocidade do condutor (Termo de Lorentz);
$v_1$	Tensão elétrica na bobina transmissora;
$v_2$	Tensão elétrica na bobina receptora;
$V_S$	Tensão elétrica da fonte de entrada;
$X_1$	Reatância da bobina transmissora;
$X_2$	Reatância da bobina receptora;
$X_{eqL}$	Reatância equivalente;
$X$	Desalinhamento horizontal das bobinas transmissora e receptora;
$X_M$	Reatância da indutância mútua;
$Z$	Distância vertical entre as bobinas transmissora e receptora;
$\mathbf{Z}_{ref1}$	Impedância vista a partir do secundário;
$\mathbf{Z}_{eqL}$	Impedância equivalente;
$\mathbf{Z}_L$	Impedância da carga;
$\mathbf{Z}_{th}$	Impedância de Thevenin;
$\delta$	Profundidade pelicular;
$\varepsilon_0$	Permissividade elétrica do vácuo;
$\eta$	Eficiência da transmissão sem fio;
$\eta_0$	Impedância intrínseca do vácuo;
$\theta$	Ângulo entre o eixo normal ao plano da bobina e o eixo radial de R;
$\lambda$	Comprimento de onda;
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do vácuo;
$\rho$	Resistividade do material condutor;
$\psi$	Razão de ocupação do condutor;

$\omega$       Frequência angular;

$\omega_R$       Frequência angular no ponto de ressonância.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	16
1.1	Motivação	17
1.2	Objetivo	18
1.2.1	Objetivos Específicos	18
1.3	Contribuições Científicas	18
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E ESTADO DA ARTE</b>	21
2.1	Técnicas de Transmissão de Energia Sem Fio	21
2.1.1	Campo de Próximo x Campo Distante	21
2.2	Acoplamento Indutivo	25
2.2.1	Modelo elétrico do acoplamento indutivo não ressonante	27
2.3	Acoplamento Indutivo Ressonante	28
2.3.1	Modelo do acoplamento indutivo ressonante	29
2.3.2	Fenômeno de <i>Splitting</i> de Frequência de Ressonância	32
2.4	Máxima Transferência de Potência Possível	35
2.5	Resistência equivalente da carga em uma ponte de retificação completa	38
2.6	Estado da arte	41
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA DE SINTONIA DO LINK INDUTIVO</b>	56
3.1	Estratégia de rastreamento de máxima PDL possível	57
3.2	Previsibilidade do circuito receptor	59
3.3	Otimização do processo de Transferência de Energia com variação de $\omega$ e $C_{Stran}$	61
3.4	Sintonia do acoplamento indutivo através da escolha dos capacitores de compensação	65
3.4.1	Busca pelo Ponto de Operação	66
3.4.2	Busca pela Faixa de Operação	68
3.5	Etapas de implementação de um acoplamento indutivo	71
3.5.1	Simulação do par de Bobinas	71
3.5.2	Projeto da Fonte de Excitação	73
3.5.3	Arquitetura da proposta de sistema de compensação dinâmica	73
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E VALIDAÇÃO DO MÉTODO DE SINTONIA</b>	76
4.1	Modelagem das Bobinas	76
4.2	Investigação da Influência do Desalinhamento	79
4.2.1	Desalinhamento no eixo z	81
4.2.2	Desalinhamento no eixo x	83

<b>4.3</b>	<b>Exemplo de projeto de um acoplamento indutivo . . . . .</b>	<b>84</b>
<b>5</b>	<b>ESTUDO DE CASO: PROJETO DE UM SISTEMA WPT PARA UMA CÁPSULA ENDOSCÓPICA . . . . .</b>	<b>90</b>
<b>5.1</b>	<b>Modelagem das Bobinas . . . . .</b>	<b>91</b>
5.1.1	Influência do Desalinhamento . . . . .	95
<b>5.2</b>	<b>Aplicação do método de sintonia . . . . .</b>	<b>99</b>
<b>5.3</b>	<b>Resultados . . . . .</b>	<b>106</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>113</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>115</b>

# 1 INTRODUÇÃO

A evolução da eletrônica, bem como a miniaturização dos componentes permitiu a instalação de sistemas de monitoramento em ambientes restritos. Muitas vezes, dispositivos eletrônicos devem operar em ambientes de difícil acesso, tais como os implantes no corpo humano. Nestes casos, a substituição da bateria se torna um procedimento indesejável por se tratar de um processo invasivo. Em tais aplicações, as técnicas de transmissão de energia sem fio são um meio eficaz para alimentação de dispositivos biomédicos (WU *et al.*, 2014; HUI; ZHONG; LEE, 2014; OLIVO; CARRARA; MICHELI, 2012; RIANO; SOUSA, 2014). De fato, a transferência de energia sem fio (WPT - *Wireless Power Transfer*) é uma alternativa atraente para todos os sistemas alimentados por baterias, cuja substituição ou recarga precisa ser de alguma forma realizada (PORTO *et al.*, 2015), tais como dispositivos de medição embutidos em paredes de concreto (MAYORDOMO *et al.*, 2013), recarga de baterias de sistemas lacrados (BRUSAMARELLO *et al.*, 2013), eletrônicos de consumo como telefones móveis, (WAFFENSCHMIDT; STARING, 2009) veículos elétricos (HUI; ZHONG; LEE, 2014; HUH *et al.*, 2011; BUDHIA; COVIC; BOYS, 2011; AHN *et al.*, 2010), entre outros. Dessa forma, é um assunto de grande interesse para a alimentação de sistemas de instrumentação em geral, principalmente em se tratando de dispositivos remotos.

Aplicações que utilizam transferência de energia sem fios (WPT) podem ser classificadas como aplicações de curto alcance e de médio alcance. Esta última refere-se à situação em que a distância de transmissão entre a fonte de energia e a carga é maior do que a dimensão das bobinas ressonantes (HUI; ZHONG; LEE, 2014). Existem alguns procedimentos semelhantes para o projeto de um acoplamento indutivo entre as diferentes aplicações de WPT. No entanto, cada aplicação tem restrições de projeto distintas (MASUCH; RESTITUTO, 2009). Por exemplo, em aplicações biomédicas, a área total da bobina receptora é uma questão importante, porque o espaço disponível para a carga é limitado. A energia transferida para o dispositivo implantado é outra restrição que deve ser observada (TROYK; RUSH, 2009) porque o calor resultante da dissipação pode ser prejudicial aos tecidos vivos. Em algumas aplicações, as bobinas do acoplamento indutivo devem ser concebidas para o transporte de dados e de energia e assim, as restrições são ainda mais severas (RUSH; TROYK, 2011). Já em outras aplicações de grandes distâncias são requeridas entre as bobinas transmissora e receptora (RAMRAKHYANI; MIRABBASI; CHIAO, 2011).

O acoplamento indutivo pode ser construído com duas ou mais bobinas. De acordo com KIANI; GHOVANLOO (2013), a configuração com duas bobinas deve ser escolhida em situações onde há forte acoplamento magnético e necessidade de

grande potência entregue à carga (PDL - *Power Delivered to the Load*). Já as configurações com três bobinas devem ser escolhidas quando há baixo acoplamento magnético. As configurações com quatro bobinas são preferidas quando é exigida baixa PDL, alta eficiência na transferência de energia (PTE - *Power Transfer Efficiency*) e as bobinas são de baixo acoplamento, mas têm alinhamento e uma distância de acoplamento estável. As bobinas são separadas por ar ou outro material, dependendo da aplicação.

O acoplamento indutivo deve ser conectado a uma rede de capacitores, a fim de sintonizar o circuito. Este é um processo fundamental para transferir energia e os capacitores devem ser escolhidos para maximizar a PDL ou para maximizar a PTE. Em AZAMBUJA *et al.* (2014), um método numérico para calcular uma rede com quatro capacitores foi proposto, considerando uma carga estática ligada à saída do acoplamento indutivo. No entanto, muitas aplicações têm cargas dinâmicas e (ou) a posição relativa entre as bobinas transmissora e receptora não são fixas, as quais exigem a variação da frequência de trabalho ou de algum outro parâmetro de circuito para manter o sistema sintonizado. Isso significa que o acoplamento indutivo deve ser sintonizado dinamicamente para garantir o melhor desempenho sob condições variáveis. Diferentes técnicas de ajuste dinâmico têm sido apresentadas na literatura tais como o ajuste ativo (PANTIC; LUKIC, 2012), a varredura de frequência (BRUSAMARELLO *et al.*, 2013), usando indutores variáveis saturáveis (ALDHAHER; LUK; WHIDBORNE, 2014), usando uma rede de comutação de capacitores (LIM *et al.*, 2014), entre outros (DAS; YOO, 2017), (CANNON *et al.*, 2009).

Este trabalho apresenta uma abordagem de sintonia dinâmica que utiliza duas variáveis controláveis: frequência da fonte de excitação  $\omega$  e a capacitância série  $C_{Stran}$  do circuito transmissor que compõe a rede de compensação. O trabalho considera como premissa que o circuito do receptor é inacessável e assim todo o processo é realizado a partir do transmissor.

Para que o sistema seja dinâmico é necessário monitorar continuamente o circuito, medindo a tensão e a corrente de entrada. A partir dessas medidas um coeficiente de acoplamento magnético é estimado, o que permite calcular  $\omega$  e  $C_{Stran}$  para rastrear a sintonia do circuito. A sintonia com dois parâmetros (ao invés de apenas um) apresenta um desempenho melhor, principalmente em valores de acoplamento magnético baixos (como será mostrado ao longo dessa tese), mantendo a potência praticamente constante ao longo de uma grande faixa de variação de  $k$ .

## 1.1 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, as baterias de implantes utilizados no monitoramento de sinais vitais em aplicações biomédicas podem ser carregadas por meio de transferência de energia sem fios, ou mesmo, toda a energia do dispositivo por ser transmitida a distância, sem utilizar baterias (obviamente, dependendo da aplicação). Ainda em implantes, a temperatura do dispositivo ligado na saída do acoplamento indutivo pode ser controlada ou mesmo limitada por meio de WPT. Em redes de sensores sem fios, alguns dos nós remotos podem ser alimentados por sistemas de coleta de energias renováveis, como solar e eólica e transferidos ao

dispositivo via WPT. Em veículos elétricos, o WPT pode fornecer uma facilidade de carregamento da bateria nos períodos em que se encontram estacionados ou mesmo em movimento, em pavimentos devidamente construídos com sistema de coleta de energia e transmissão sem fios.

Embora existam muitas aplicações potenciais, a transferência de energia sem fios é fortemente dependente da posição relativa entre as bobinas transmissora e receptora e assim, qualquer movimento relativo desloca o sistema do ponto de sintonia. O mesmo efeito acontece quando a carga na saída do acoplamento indutivo varia. Isso pode tornar o sistema ineficiente ou mesmo inútil, uma vez que os níveis de potência transferida para a carga podem ser reduzidos drasticamente. Este trabalho propõe a pesquisa de sistemas capazes de compensar dinamicamente a variação da carga e da posição relativa entre as bobinas emissora e receptora.

## 1.2 Objetivo

Este trabalho propõe o estudo, concepção e implementação de uma estratégia de ajuste dinâmico implementado por meio do rastreamento contínuo da sintonia a fim de manter na carga a máxima potência possível durante ao longo de um intervalo de variações do coeficiente de acoplamento magnético. O processo desenvolvido deve atuar em dois parâmetros (frequência angular da fonte  $\omega$  e capacitância da rede de compensação  $C_{Stran}$ ), maximizando a potência na carga em função de ambos. O sistema deve apresentar também toda a sua estratégia de controle no lado do transmissor.

### 1.2.1 Objetivos Específicos

- Elaborar uma estratégia de rastreamento de potência, atuando em ambas as variáveis de sintonia, a frequência da fonte de excitação e a capacitância série da rede de compensação do circuito transmissor, baseada em parâmetros mensuráveis do acoplamento indutivo.
- Avaliar analiticamente as diferenças do sistema atuando em duas variáveis e de um sistema atuando em apenas uma variável.
- Elaborar o modelo por meio de elementos finitos de estruturas de acoplamentos indutivos, visando a validação do sistema em um estudo de caso.
- Validar os resultados simulados por meio de uma implementação de um estudo de caso.

## 1.3 Contribuições Científicas

Essa tese de doutorado propõe o desenvolvimento de estratégias para executar o rastreamento dos pontos de máxima potência possível de um sistema de transferência de energia sem fios composto por um conjunto de bobinas transmissoras e receptoras de geometrias fixas. O sistema proposto considera um acoplamento indutivo com a variação da posição das bobinas e também com a variação dos valores da carga. Observa-se que os pontos de otimização que serão buscados configuram os máximos sob as condições apresentadas, mas que não, necessariamente, representam os pontos de máxima transferência de potência.

Uma das contribuições dessa tese está no desenvolvimento de metodologias de rastreamento e otimização, ou maximização, da potência transferida para a carga atuando em duas variáveis de sintonia do circuito transmissor (usualmente feito em apenas uma). Essa estratégia visa compensar os possíveis desalinhamentos relativos entre as disposições física das bobinas transmissora e receptora ou flutuações no valor da resistência da carga. A metodologia apresentada nesta tese realiza, de maneira geral, a formulação analítica para dois tipos de topologias de redes de compensação capacitiva com 4 capacitores (MURLIKY *et al.*, 2018, 2020).

Embora a literatura apresente estratégias de sintonia do acoplamento indutivo que buscam compensar as variações de  $k$ , tratam-se de abordagens de sintonia monovariáveis, o que não permite garantir um valor constante de potência na presença de desalinhamentos que provocam uma variação muito grande do  $k$  em que o acoplamento indutivo foi projetado. Por outro lado, a abordagem multivariável de sintonia aumenta o alcance de compensação. O trabalho apresenta uma formulação geral que pode ser implementada tanto em uma sintonia mono ou multivariável que pode ser aplicado no lado do circuito transmissor em todo o espectro de variações do coeficiente de acoplamento magnético  $k$ , inclusive quando o fator de acoplamento entre as bobinas é baixo ( $k < 0,1$ ). Essa situação é caracterizada quando uma das bobinas é afastada em relação a outra (MURLIKY *et al.*, 2020, 2021).

Outra contribuição científica da tese diz respeito à escolha da rede de compensação capacitiva, de fundamental importância para compensar as impedâncias geradas pelas bobinas transmissora e receptora e pela indutância mútua gerada entre essas bobinas. Normalmente, esse conjunto de capacitores é calculado a fim de realizar a operação do sistema WPT para um determinado valor de coeficiente de acoplamento magnético  $k$ , ou seja, o acoplamento indutivo fica sintonizado apenas para uma determinada disposição física entre as bobinas e qualquer variação que essa disposição possa vir a sofrer irá acarretar no decréscimo da potência ou da eficiência do acoplamento indutivo projetado. A tese apresenta uma análise para a determinação do melhor conjunto de compensação capacitiva para uma determinada faixa de operação de coeficientes de acoplamento magnético  $\Delta k$ . Essa estratégia permite determinar o melhor conjunto para a operação do WPT para a faixa de operação, considerando a possível re-sintonia que o circuito virá a sofrer caso perturbações venham a ocorrer no circuito.

Para validar a proposta apresentada nesse tese foi implementado um estudo de caso que constitui a emulação de uma aplicação de uma cápsula de endoscopia. Essa aplicação foi escolhida por apresentar desafios como: limitação do espaço que a bobina receptora deve possuir ( $\approx 26.1 \times 9$  mm para uma cápsula de tamanho 000); uma assimetria em relação à geometria das bobinas bobinas transmissora e receptora (visto que  $R_{tran} \gg R_{rec}$ ), o que provoca um coeficiente de acoplamento magnético muito baixo  $k \approx 0,003$ ; a necessidade de energizar o circuito receptor e atender um requisito mínimo de potência para qualquer desalinhamento, incluindo movimentos de rotação da cápsula durante a sua deglutição. Para resolver esse último desafio, o receptor foi implementado com três bobinas em quadratura. Finalmente, também foi estabelecida a necessidade de evitar possíveis sobreaquecimentos da carga (MURLIKY *et al.*, 2021).

Os seguintes artigos científicos podem ser citados como parte dos resultados dessa tese de doutorado:

- MURLIKY, L. et al. Study of a Wireless Energy Transmission System for

an Endoscopy Capsule with Dynamic Tuning. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2021., 2021. Proceedings [ . . . ] [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.

- MURLIKY, L. et al. Active Tuning of Wireless Power Transfer System for compensating coil misalignment and variable load conditions. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, [S.l.], v. 119, p. 153-166, 2020.
- MURLIKY, L. et al. Robust Active Tuning for Wireless Power Transfer to Support Misalignments and Variable Load. In: IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE (WPTC), 2018., 2018. Proceedings [ . . . ] [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4.
- PORTO, R. W. et al. Multivariable compensation for wireless power transfer systems in dynamic environments. In: TRIVINO-CABRERA, A.; AGUADO, J. A. (Ed.) *Emerging capabilities and applications of wireless power transfer*. Hershey: IGI Global, 2018. p. 69–101.
- DINIZ, W. F.; MURLIKY, L.; BRUSAMARELLO, V. J. Automatic control to compensate misalignments of a wireless power system. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2018., 2018. Proceedings [ . . . ] [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.
- MURLIKY, L.; PORTO, R. W.; BRUSAMARELLO, V. Multivariable optimization method for inductive power transfer in wireless sensor nodes. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC) PROCEEDINGS, 2017. Proceedings [ . . . ] [S.l.: s.n.], 2017 (Mestrado)
- PORTO, R. W. et al. Multivariable automatic compensation method for inductive power transfer system. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENVIRONMENT AND ELECTRICAL ENGINEERING (EEEIC), 17., 2017, Milan. Proceedings [ . . . ] Piscataway: IEEE, 2017. p. 1–6. (Mestrado)

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E ESTADO DA ARTE

Esse capítulo apresenta uma breve revisão sobre o acoplamento indutivo ressonante e de como é realizada a modelagem do sistema. A análise detalhada do acoplamento indutivo do ponto de vista de circuitos elétricos é apresentada com o intuito de mostrar as variáveis que podem ser utilizadas para controlar a potência na carga.

### 2.1 Técnicas de Transmissão de Energia Sem Fio

Os métodos de transmissão de energia sem fio (abordados nessa tese) baseiam-se nos campos eletromagnéticos. O que diferencia o modo de transmissão, basicamente é o alcance dessa transmissão, ou seja, a manifestação de campos eletromagnéticos próximos (*near-field*) ou distantes (*far-field*). Na transmissão de campos próximos, a energia é transmitida por meio da indução dos 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 transmitida de forma irradiada 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.

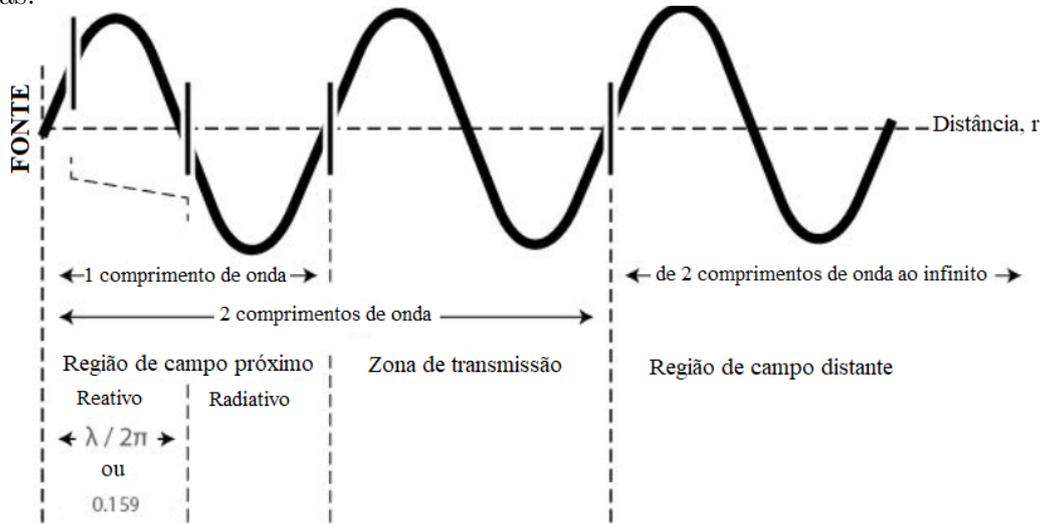
As leis que regem os fenômenos eletromagnéticos podem não deixar clara a distinção entre métodos de transmissão de energia *near-field* e *far-field*, exceto, obviamente, pelo alcance da aplicação. Os autores em AGBINYA (2012) e SHINOHARA (2014) apresentam abordagens nítidas com base nos próprios fundamentos 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 por 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: Modificado de (UMENEI, 2011).

A intensidade dos campos distantes (elétrico  $E$  e magnético  $H$ ) 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 próximos apresentam a intensidade reduzida muito mais rapidamente em relação à distância. 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  $H$  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 por 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  $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ ;

$\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo;

$\epsilon_0$  é a permissividade elétrica do vácuo;

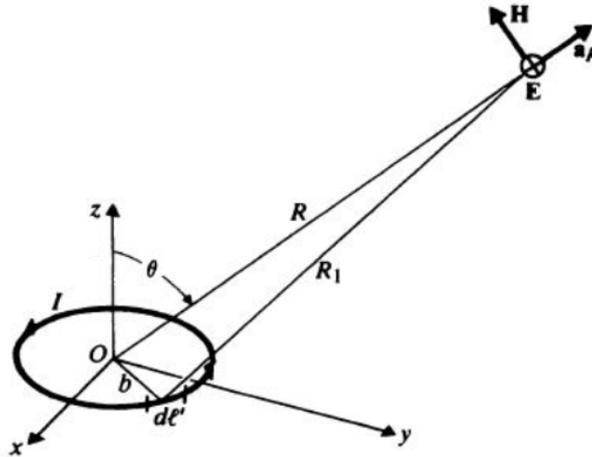
$R$  é a distância entre o centro da espira de corrente e o ponto espacial considerado;

$b$  é o raio da espira de corrente;

$\omega$  é a frequência angular da corrente alternada  $i(t)$ .

$\theta$  é o ângulo entre o eixo normal ao plano da bobina e o eixo radial de  $R$ .

Figura 2: 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 serem adotadas 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

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

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

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

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  $\lambda = 3$  m, logo  $\frac{R}{\lambda} \ll 1$ . Assim têm-se que  $e^{-\frac{j2\pi R}{\lambda}} \approx 1$  e  $\frac{\lambda}{j2\pi R} \ll \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^2$ . Ao aplicar essas simplificações nas equações (1), (2) e (3) tem-se:

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

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

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

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 frequência 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 pequena, e que  $E_R$  seja desprezível para frequências  $\omega < 10^7$ .

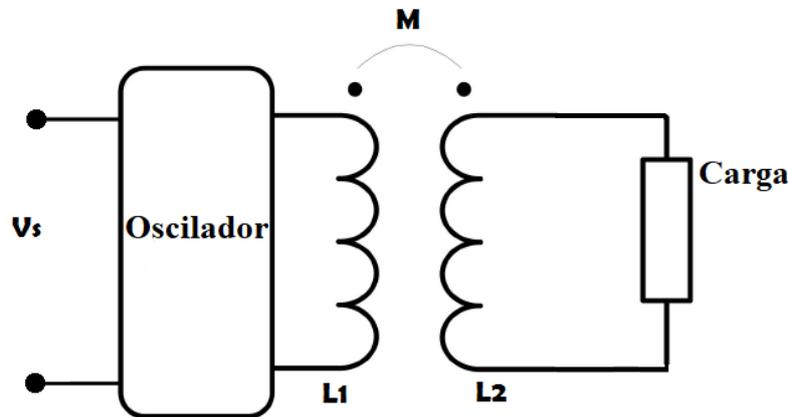
Os campos próximos apesar de serem oscilantes no tempo, não oscilam em função da distância, ou seja, não existem efeitos propagativos típicos de ondas, logo os campos são meramente oscilatórios e não ondulatórios. Esse conceito permite concluir que para distâncias muito menores que  $1\lambda$  em relação 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 magnético, é baseado num campo magnético induzido que transfere energia elétrica entre duas bobinas. VALTCHEV *et al.* (2009) mostram 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 fios por acoplamento indutivo formado por uma fonte elétrica alternada e uma resistência interligadas através do acoplamento magnético de duas bobinas  $L_1$  e  $L_2$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A energia transmitida em um acoplamento indutivo é fortemente afetada pela indutância mútua. Neumann observou que a indução mútua depende da geometria das bobinas, do meio delas e também da disposição física entre elas. Como informado por BANSAL (2006), a fórmula de Neumann para determinar a indutância mútua entre duas bobinas é

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

onde  $r$  representa a distância entre os filamentos de corrente  $d\vec{l}_1$  e  $d\vec{l}_2$ , sendo  $d\vec{l}_1$  e  $d\vec{l}_2$  as variáveis vetoriais infinitesimais relacionadas às geometrias das bobinas.

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

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

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.

Ao ser aplicada 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 equação que permite realizar o cálculo da indutância mútua, considerando que não há capacitância parasita nas bobinas:

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

Os autores HUI; ZHONG; LEE (2014) demonstram que a potência transmitida em um sistema indutivo 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. A indutância mútua também pode ser determinada através do coeficiente de acoplamento magnético  $k$

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

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) (PORTO *et al.*, 2015)

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

onde  $V_1$  é a tensão na bobina transmissora,  $V_2$  é a tensão na bobina receptora em circuito aberto,  $\omega$  a frequência 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

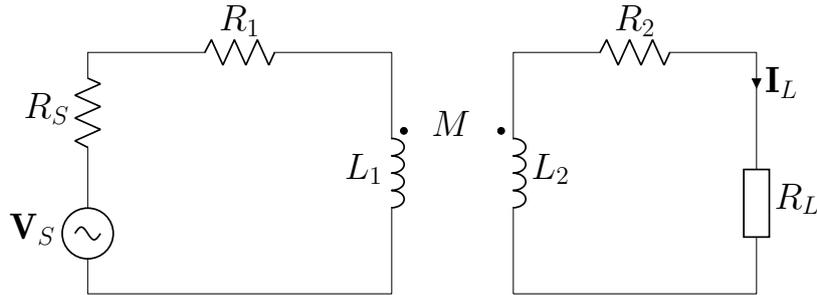
$$k \cong \frac{V_2}{V_1} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}. \quad (16)$$

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. MUR-MIRANDA *et al.* (2010) demonstram 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, da ordem de 5 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 não ressonante

Os circuitos transmissores e receptores são representados 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,  $R_L$  é uma carga conectada ao secundário e  $M$  representa a indutância mútua entre as bobinas.

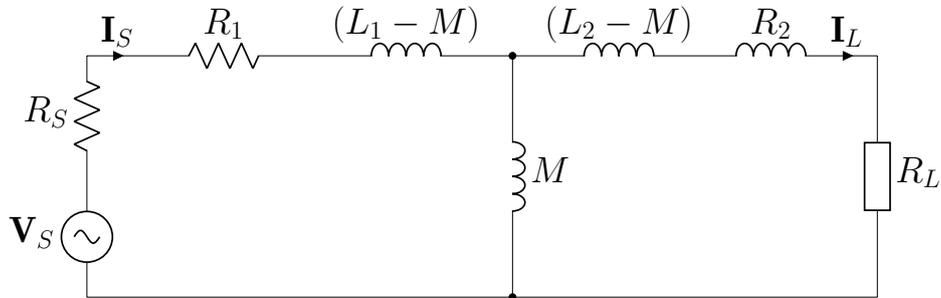
Figura 4 – Circuitos equivalentes primário e secundário de um sistema de acoplamento indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O circuito apresentado na Figura 4 pode ser descrito através de 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 (2021).

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

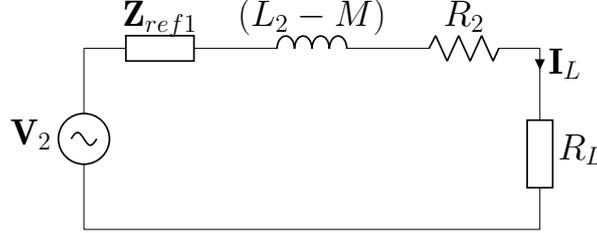
$$\mathbf{Z}_{ref1} = X_M \frac{R_1 + R_S + j(X_1 - X_M)}{R_1 + R_S + jX_1}, \quad (17)$$

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:

$$\mathbf{V}_2 = \mathbf{V}_S \frac{jX_M}{R_1 + R_S + jX_1} \quad (18)$$

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

Figura 6: Circuito equivalente visto pela carga



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

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

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

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

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

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

Esse fenômeno é um dos motivadores do 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, buscando assim, tentar atender o teorema da máxima transferência de potência.

### 2.3 Acoplamento Indutivo Ressonante

As aplicações de WPT de campos próximos (ou de acoplamento indutivo) 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 fixa para uma carga que se desloca espacialmente em relação a bobina transmissora, como, por exemplo, em carregamento de veículos elétricos em uma autoestrada. Já no 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 campos próximos, os autores HUI; ZHONG; LEE (2014) definem a necessidade de dois princípios básicos, oriundos dos estudos de Tesla (TESLA, 1914): 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 contrabalancear os efeitos das reatâncias indutivas das bobinas. Os autores HUI; ZHONG; LEE (2014) e AZAMBUJA *et al.* (2014) demonstram ainda que a rede capacitiva é de extrema importância para o desenvolvimento de um sistema WPT, uma vez que a potência transferida para a carga (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 Modelo do acoplamento indutivo ressonante

Na rede de capacitores utilizada, nesta tese, 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. AZAMBUJA *et al.* (2014) apresentam 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.

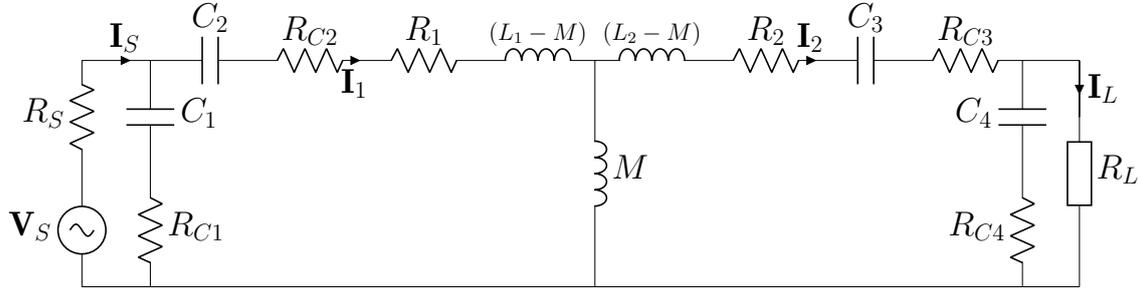
Dois tipos de topologias de redes de compensação capacitiva foram utilizadas no trabalho, sendo elas formadas por quatro capacitores de compensação, dois no circuito transmissor e dois no receptor.

Através das equações de malha no circuito P-S-S-P (Paralelo-Série-Série-Paralelo) da Figura 7 é possível obter as seguintes equações lineares:

$$\begin{cases} (R_S + \mathbf{Z}_{C1})\mathbf{I}_S - \mathbf{Z}_{C1}\mathbf{I}_1 = \mathbf{V}_S \\ -\mathbf{Z}_{C1}\mathbf{I}_S + (\mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_1)\mathbf{I}_1 - \mathbf{X}_M\mathbf{I}_2 = 0 \\ -\mathbf{X}_M\mathbf{I}_1 + (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4})\mathbf{I}_2 - \mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_L = 0 \\ -\mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_2 + (\mathbf{Z}_{C4} + R_L)\mathbf{I}_L = 0 \end{cases} \quad (23)$$

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

Figura 7 – Topologia P-S-S-P com rede de quatro capacitores considerando as perdas ôhmicas, tanto das bobinas quanto dos capacitores



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Através do sistema apresentado em (23) é possível obter a seguinte equação para a corrente na carga:

$$\mathbf{I}_L = \frac{\mathbf{Z}_{C1}\mathbf{Z}_{C2}\mathbf{X}_M\mathbf{V}_S}{\mathbf{A}(R_S + \mathbf{Z}_{C1})(\mathbf{B}(\mathbf{Z}_{C4} + R_L - \mathbf{Z}_{C4}^2))} \quad (24)$$

onde

$$\mathbf{A} = \mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1} - \frac{\mathbf{Z}_{C1}^2}{R_S + \mathbf{Z}_{C1}} \quad (25)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{Z}_{L2} + \mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} - \mathbf{X}_M^2 \cdot \mathbf{A}^{-1}. \quad (26)$$

A corrente de entrada do acoplamento indutivo  $\mathbf{I}_S$  também é importante para realizar a análise do sistema WPT. Como apresentado pelos autores WANG; STIE-LAU; COVIC (2005) e PORTO *et al.* (2017), o valor da fase pode indicar a máxima potência entregue a carga.  $\mathbf{I}_S$  pode ser expresso por

$$\mathbf{I}_S = \frac{\mathbf{V}_S(\mathbf{Z}_{C4}\mathbf{D} + \mathbf{Z}_L\mathbf{G})}{\mathbf{Z}_{C4}(\mathbf{H} + R_s\mathbf{D}) + \mathbf{Z}_L(\mathbf{N} + R_s\mathbf{G})} \quad (27)$$

onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \mathbf{X}_M^2 - (\mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1})(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2}) \\ \mathbf{G} &= \mathbf{X}_M^2 - (\mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1})(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2}) \\ \mathbf{H} &= \mathbf{Z}_{C1}(\mathbf{X}_M^2 - (\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1})(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2})) \\ \mathbf{N} &= \mathbf{Z}_{C1}(\mathbf{X}_M^2 - (\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1})(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2})). \end{aligned}$$

Através das equações de malha do circuito (23) é possível determinar a relação da corrente na carga  $I_L$  com a corrente da fonte de tensão  $I_S$

$$\mathbf{I}_L = \mathbf{T} \left( \mathbf{I}_S - \frac{\mathbf{V}_S}{R_S + \mathbf{Z}_{C1}} \right) \quad (28)$$

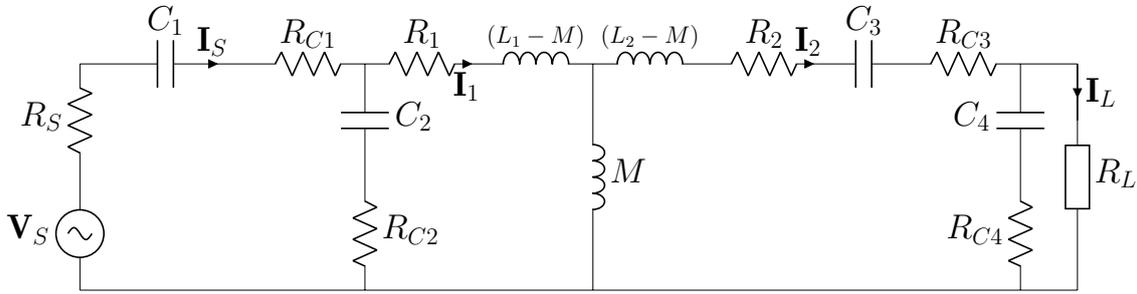
onde,

$$\mathbf{T} = \frac{\mathbf{X}_M(R_S + \mathbf{Z}_{C1})\mathbf{Z}_{C4}}{\mathbf{Z}_{C1}(R_L(\mathbf{Z}_{L2} + \mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4}) + \mathbf{Z}_{C4}(\mathbf{Z}_{L2} + \mathbf{Z}_{C3}))}. \quad (29)$$

Já na outra configuração de rede de compensação capacitiva utilizada apresentada na Figura 8 a seguinte relação de equações lineares pode ser obtido para a configuração S-P-S-P:

$$\begin{cases} (R_S + \mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2})\mathbf{I}_S - \mathbf{Z}_{C2}\mathbf{I}_1 = \mathbf{V}_S \\ -\mathbf{Z}_{C2}\mathbf{I}_S + (\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_1)\mathbf{I}_1 - \mathbf{X}_M\mathbf{I}_2 = 0 \\ -\mathbf{X}_M\mathbf{I}_1 + (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4})\mathbf{I}_2 - \mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_L = 0 \\ -\mathbf{Z}_{C4}\mathbf{I}_2 + (\mathbf{Z}_{C4} + R_L)\mathbf{I}_L = 0 \end{cases} \quad (30)$$

Figura 8 – Topologia S-P-S-P com rede de quatro capacitores considerando as perdas ôhmicas, tanto das bobinas quanto dos capacitores



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Através do sistema apresentado em (30) é possível obter a seguinte equação para a corrente a corrente da fonte

$$\mathbf{I}_S = \frac{\mathbf{V}_S(\mathbf{Z}_{C4}(\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_3) + R_{L12}\mathbf{A}_8)}{\mathbf{Z}_{C4}(\mathbf{A}_6 + \mathbf{Z}_{C1}(\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_3 - \mathbf{X}_{M12}^2)) + R_{L12}(\mathbf{A}_7 + \mathbf{Z}_{C1}\mathbf{A}_8)} \quad (31)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \mathbf{Z}_{C3}\mathbf{Z}_{L1} + \mathbf{Z}_{L1}\mathbf{Z}_{L2} - \mathbf{X}_{M12}^2 \\ \mathbf{A}_2 &= \mathbf{Z}_{C3}\mathbf{Z}_{L1} + \mathbf{Z}_{C4}\mathbf{Z}_{L1} - \mathbf{X}_{M12}^2 \\ \mathbf{A}_3 &= \mathbf{Z}_{C2}(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2}) \\ \mathbf{A}_4 &= \mathbf{Z}_{C2}(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2}) \\ \mathbf{A}_5 &= \mathbf{Z}_{L1}\mathbf{Z}_{L2} \\ \mathbf{A}_6 &= \mathbf{Z}_{C2}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{X}_{M12}^2) + R_S(\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_3 - \mathbf{X}_{M12}^2) \\ \mathbf{A}_7 &= \mathbf{Z}_{C2}(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_5 - \mathbf{X}_{M12}^2) + R_S(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_5 + \mathbf{A}_4) \\ \mathbf{A}_8 &= \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_5 + \mathbf{A}_4. \end{aligned}$$

E a equação da corrente da carga  $\mathbf{I}_L$  pode ser definida através da corrente da fonte  $\mathbf{I}_S$  através de

$$\mathbf{I}_L = \frac{(\mathbf{I}_S(R_S + \mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2}) - \mathbf{V}_S)\mathbf{Z}_{C4}\mathbf{X}_M}{\mathbf{Z}_{C2}(R_L(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2}) + \mathbf{Z}_{C4}(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2}))}. \quad (32)$$

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

$$P_o = \frac{1}{2} |\mathbf{I}_L|^2 R_L \quad (33)$$

$$\eta = \frac{P_o}{\frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V_S \mathbf{I}_S^*\}} \quad (34)$$

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 Fenômeno de *Splitting* de Frequência de Ressonância

Quando dois circuitos de razão tendo bobinas com fatores de qualidade série  $Q$  iguais que não são muito baixos são sintonizados na mesma frequência e acoplados, o comportamento resultante depende muito do grau de acoplamento, como visto na Fig. 9. A medida que o coeficiente de acoplamento aumenta um pouco, a curva da corrente primária torna-se mais ampla, como resultado de uma redução na corrente primária na ressonância e um aumento na corrente primária em frequências ligeiramente fora da ressonância. Ao mesmo tempo, o pico da corrente secundária se torna mais alto e a curva da corrente secundária um pouco mais ampla. Essas tendências continuam à medida que o coeficiente de acoplamento é aumentado até que o acoplamento seja tal que a resistência que o circuito secundário acopla ao primário na ressonância seja igual à resistência primária. Isso é chamado de acoplamento crítico e faz com que a corrente secundária tenha o valor máximo que pode atingir. A corrente primária agora tem dois picos, sendo maior nas frequências fora da ressonância do que na frequência ressonante (TERMAN, 1955).

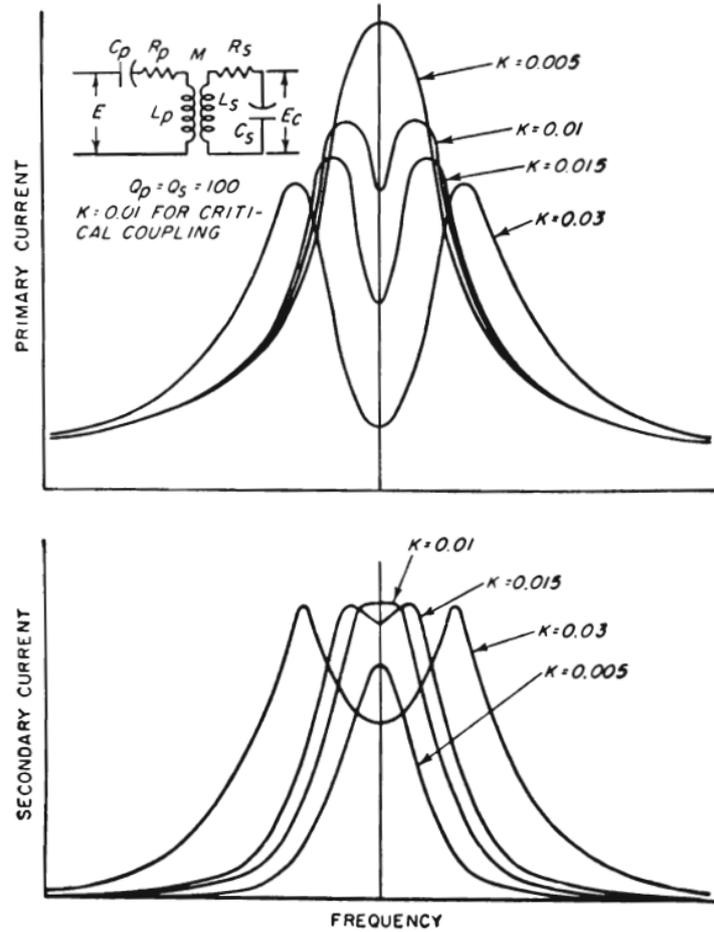
Como pode ser visto na Figura 9, a medida que o coeficiente de acoplamento é aumentado além do valor crítico, as saliências duplas na corrente primária tornam-se mais proeminentes e os picos se espalham mais. A curva da corrente secundária agora também começa a exibir curvas duplas, com os picos se tornando mais pronunciados e se espalhando mais à medida que o acoplamento aumenta. O valor da corrente primária nos picos torna-se menor quanto maior for o acoplamento, mas no circuito secundário não apenas os dois picos têm substancialmente a mesma altura, também é independente do coeficiente de acoplamento (como também pode ser visto na Figura 10), desde que o acoplamento não seja menor que o valor crítico. O coeficiente de acoplamento crítico  $k_c$  é definido por

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_P Q_S}} \quad (35)$$

onde  $Q_P$  é o fator de qualidade da bobina transmissora e  $Q_S$  é o da bobina receptora. O fator de qualidade é normalmente definido de maneira simplificada em frequências não muito elevadas por

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (36)$$

Figura 9 – Efeito de *splitting* de frequência de ressonância para o acoplamento indutivo



Fonte: (TERMAN, 1955).

Quando os  $Q_s$  do circuito são iguais e não muito baixos, os picos da corrente secundária para  $k > k_c$  terão quase exatamente a mesma altura que o pico ressonante da corrente secundária no acoplamento crítico. Essa relação é mantida independentemente da localização exata nesses picos, desde que o coeficiente de acoplamento envolvido seja pequeno em comparação com a unidade e que os  $Q_s$  não sejam muito baixos. A relação entre os picos de *splitting* de frequência pode ser definido, neste caso, por (TERMAN, 1955)

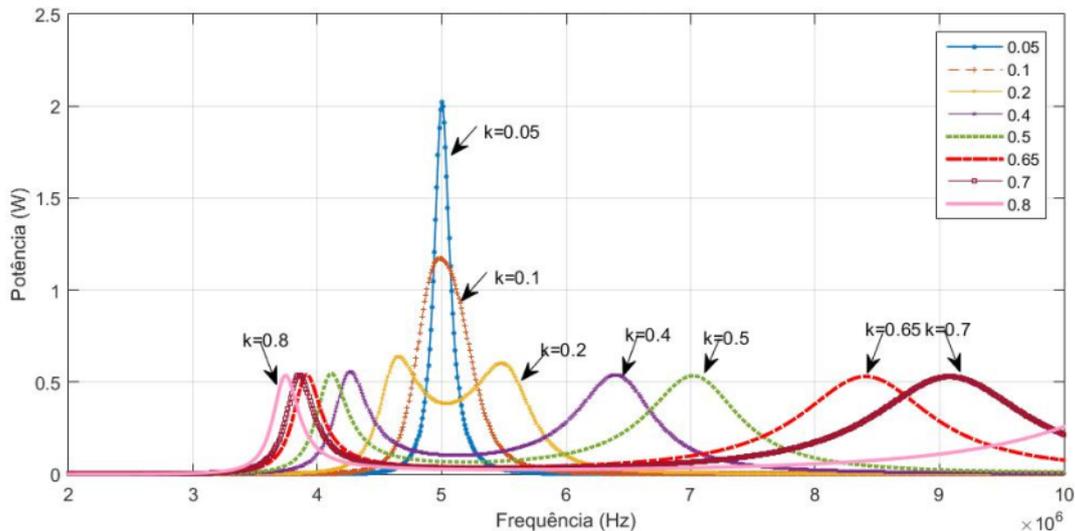
$$\frac{\omega_r}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm k \left[ 1 - \frac{k_c^2}{2k^2} \left( \frac{Q_P}{Q_S} + \frac{Q_S}{Q_P} \right) \right]^{\frac{1}{2}}}} \quad (37)$$

onde  $\omega_r$  é a frequência de pico da tensão elétrica no receptor,  $\omega_0$  é a frequência de sintonia dos circuitos,  $k$  o coeficiente de acoplamento magnético,  $k_c$  o coeficiente de acoplamento magnético crítico,  $Q_P$  e  $Q_S$ , respectivamente, os fatores de qualidade das bobinas transmissora e receptora.

ZHANG; ZHAO; CHEN (2013) também realizam a análise do fenômeno chamado de *splitting* de frequência ressonância em um acoplamento indutivo. Esse fenômeno pode ser melhor entendido ao se observar um exemplo ilustrado na Figura 10 (circuito compensado com dois capacitores série-série), onde a potência de saída

é expressada em função da frequência para vários coeficientes de acoplamento  $k$ .

Figura 10 – Efeito de *splitting* de frequência de ressonância para o acoplamento indutivo



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Através da Figura 10 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 (por exemplo), 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 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, 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.

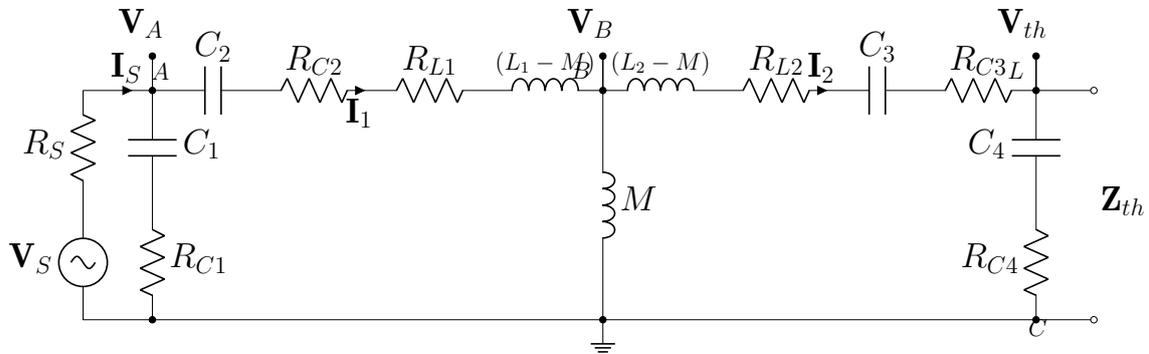
Um detalhe importante de salientar a respeito da Figura 10 é que se o mesmo conjunto de bobinas for utilizado com outra rede de compensação capacitiva é possível obter níveis de potência maiores para os coeficientes de acoplamento magnético  $k$  mais elevados. Assim, é possível perceber que ao sintonizar o acoplamento indutivo com um determinado conjunto de rede de compensação o projeto irá atender a maximização nas regiões para as quais a compensação foi projetada. No projeto apresentado na Figura 10 foi utilizado os seguintes valores para os parâmetros do link indutivo com dois capacitores em série (S-S):  $L_1 = 10 \mu\text{H}$ ,  $L_2 = 25 \mu\text{H}$ ,  $R_1 = 5 \Omega$ ,  $R_2 = 20 \Omega$ ,  $C_1 = 50,6 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 101,36 \text{ pF}$ ,  $V_s = 20 \text{ V}$  e  $f = 5 \text{ MHz}$ .

## 2.4 Máxima Transferência de Potência Possível

Um dos objetivos dessa proposta é apresentar um método de compensação multivariável, variando a frequência angular  $\omega$  da fonte do WPT e uma capacitância da rede de compensação, a fim de alcançar a máxima transferência de potência possível para a carga, o que não necessariamente significa atender ao teorema da máxima transferência de potência. Assim, torna-se necessário realizar uma distinção dos termos de máxima transferência de potência possível e do teorema da máxima transferência de potência. As análises ao longo dessa tese utilizam o equivalente T do circuito WPT com uma rede de compensação capacitiva de quatro capacitores, conforme Figura 7. Assim, técnicas tradicionais de equivalência de Thévenin para simplificação do circuito elétrico serão aplicadas para exemplificar a distinção do teorema da máxima transferência de potência e da máxima potência possível transferida para a carga.

A tensão e a impedância de Thévenin do circuito da Figura 8 vistos da carga  $\mathbf{Z}_L$  são calculados para determinar a expressão da potência na carga. Segundo a teoria de circuitos elétricos, para determinar a tensão de Thévenin é necessário retirar a carga  $\mathbf{Z}_L$  do circuito e aplicar as leis de Kirchhoff para correntes nos nós  $\mathbf{V}_A$  e  $\mathbf{V}_B$  do acoplamento indutivo da Figura 11. Finalmente, a partir da tensão de nó  $\mathbf{V}_B$  é possível determinar a tensão de Thévenin  $\mathbf{V}_{th1}$  pelo divisor de tensão do ramo LC da Figura 11.

Figura 11 – Acoplamento indutivo sem a carga  $R_L$  para aplicar as técnicas de simplificação de circuitos



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Aplicando as leis de Kirchhoff para correntes nas tensões de nós  $\mathbf{V}_A$  e  $\mathbf{V}_B$  do acoplamento indutivo da Figura 11 se obtêm o sistema de duas equações e duas incógnitas (38).

$$\begin{cases} \frac{\mathbf{V}_A - \mathbf{V}_S}{R_S} + \frac{\mathbf{V}_A - \mathbf{V}_B}{\mathbf{Z}_1} + \frac{\mathbf{V}_A}{R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1}} = 0 \\ \frac{\mathbf{V}_B - \mathbf{V}_A}{\mathbf{Z}_1} + \frac{\mathbf{V}_B}{j\omega M} + \frac{\mathbf{V}_B}{\mathbf{Z}_2} = 0 \end{cases} \quad (38)$$

As impedâncias  $\mathbf{Z}_1$  e  $\mathbf{Z}_2$  dos ramos AB e BLC, respectivamente, são definidas conforme equações (39).

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_1 = R_{C2} + R_{L1} + j \left( \omega(L_1 - M) - \frac{1}{\omega C_2} \right) \\ \mathbf{Z}_2 = R_{L2} + R_{C3} + R_{C4} + j \left( \omega(L_2 - M) - \frac{1}{\omega C_3} - \frac{1}{\omega C_4} \right) \end{cases} \quad (39)$$

Como o objetivo é determinar a tensão  $\mathbf{V}_{th}$  do acoplamento indutivo da Figura 11 será oportuno escalonar o sistema de equações (39) para isolar a tensão de nó  $\mathbf{V}_B$ . Assim, após resolver o sistema de equações se obtêm a expressão  $\mathbf{V}_B$  na equação (40).

$$\mathbf{V}_B = \frac{\frac{\mathbf{V}_S}{R_S} \left[ -\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]}{\left[ \frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{j\omega M} + \frac{1}{\mathbf{Z}_2} \right] \left[ \frac{1}{R_S} + \frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1}} \right] + \left[ -\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]^2} \quad (40)$$

A tensão de Thévenin  $\mathbf{V}_{th}$  do acoplamento indutivo da Figura 11 é a tensão sobre a impedância do ramo LC. Logo, como já foi determinada a tensão de nó  $\mathbf{V}_B$  é possível determinar a tensão  $\mathbf{V}_{th}$  realizando um divisor de tensão sobre a impedância do ramo LC conforme equação (41).

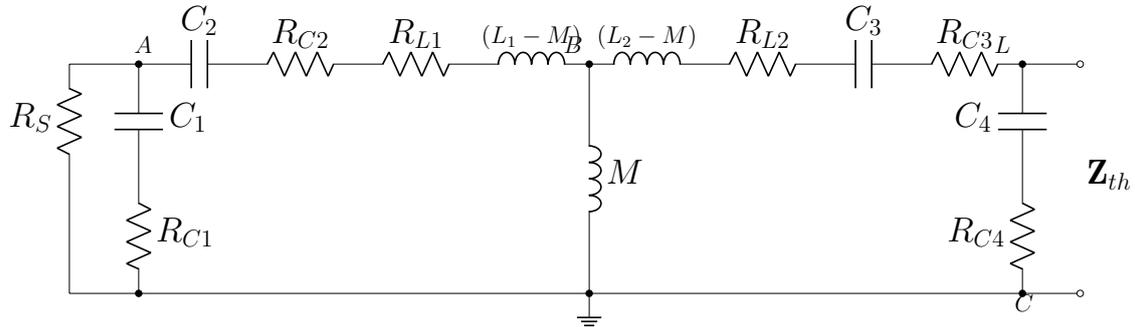
$$\mathbf{V}_{th} = (R_{C4} - \frac{j}{\omega C_4}) \frac{\frac{\mathbf{V}_S}{R_S} \left[ -\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]}{\left[ \frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{j\omega M} + \frac{1}{\mathbf{Z}_2} \right] \left[ \frac{1}{R_S} + \frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1}} \right] + \left[ -\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]^2} \quad (41)$$

A impedância de Thévenin é a impedância equivalente do circuito elétrico da Figura 7 visto da carga  $R_L$  considerando a fonte aterrada, ou seja, a fonte  $\mathbf{V}_S$  em curto-circuito. Esse processo de determinar a impedância de Thévenin permite simplificar qualquer circuito elétrico em apenas uma impedância a partir de quaisquer terminais do circuito que se deseja. Por exemplo, como se deseja simplificar o acoplamento indutivo pelos terminais da carga  $R_L$  será a partir desses terminais que se determinará a impedância equivalente vista. Portanto, foi curto-circuitada a fonte de tensão  $\mathbf{V}_S$  e retirada a carga  $R_L$  do acoplamento indutivo para determinar a impedância de Thévenin  $\mathbf{Z}_{th}$  vista dos terminais LC, conforme pode ser visualizado no circuito da Figura 12.

As impedâncias  $\mathbf{Z}_3$  (pontos A e B) e  $\mathbf{Z}_4$  (pontos B e L) representam a simplificação do circuito elétrico da Figura 12 da resistência  $R_S$  até os terminais LC

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_3 = \frac{R_S(R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1})}{R_S + (R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1})} + R_{C2} + R_{L1} + j(\omega(L_1 - M) - \frac{1}{\omega C_2}) \\ \mathbf{Z}_4 = \frac{\mathbf{Z}_3 j \omega M}{\mathbf{Z}_3 + j \omega M} + R_{C3} + R_{L2} + j\omega(L_2 - M) - \frac{j}{\omega C_3} \end{cases} \quad (42)$$

Figura 12 – Acoplamento indutivo sem a carga  $R_L$  para aplicar as técnicas de simplificação de circuitos



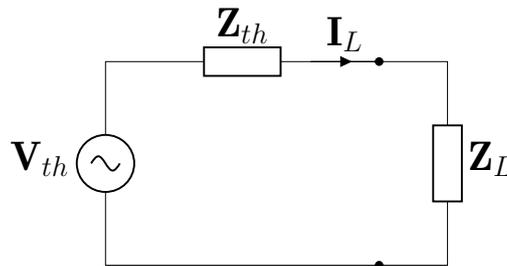
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A impedância de Thévenin  $\mathbf{Z}_{th}$  é, portanto, resultante da impedância  $\mathbf{Z}_4$  paralela à impedância de ramo LC, de acordo com a equação (43).

$$\mathbf{Z}_{th} = \frac{\mathbf{Z}_4(R_{C4} - \frac{j}{\omega C_4})}{\mathbf{Z}_4 + R_{C4} - \frac{j}{\omega C_4}} \quad (43)$$

Dessa forma, o circuito equivalente de Thévenin com a tensão  $\mathbf{V}_{th}$ , impedância  $\mathbf{Z}_{th}$  e carga  $R_L$  pode ser visualizado na Figura 13.

Figura 13: Circuito equivalente visto pela carga  $\mathbf{Z}_L$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A corrente  $\mathbf{I}_L$  é determinada dividindo a tensão de Thévenin  $\mathbf{V}_{th}$  pela soma da impedância de Thévenin  $\mathbf{Z}_{th}$  com a carga  $\mathbf{Z}_L$

$$\mathbf{I}_L = \frac{\mathbf{V}_{th}}{\mathbf{Z}_{th} + \mathbf{Z}_L} = \frac{\mathbf{V}_{th}}{(R_{th} + jX_{th}) + (R_L + jX_L)} \quad (44)$$

A partir da equação (44), a potência média transmitida à carga é

$$P = \frac{1}{2} |\mathbf{I}|^2 R_L = \frac{|\mathbf{V}_{th}|^2 R_L}{2((R_{th} + R_L)^2 + (X_{th} + X_L)^2)} \quad (45)$$

Para ajustar os parâmetros  $R_L$  e  $X_L$  da carga de tal forma que  $P$  seja máxima é necessário derivar a equação (45) em relação à esses termos. Ajustando  $\frac{\partial P}{\partial X_L}$  para zero obtem-se:

$$X_L = -X_{th} \quad (46)$$

e ajustando  $\frac{\partial P}{\partial R_L}$  para zero:

$$R_L = \sqrt{R_{th}^2 + (X_{th} + X_L)^2}. \quad (47)$$

Combinando as equações (46) e (47) é possível concluir que a máxima transferência de potência média ocorre quando

$$\mathbf{Z}_L = R_L + jX_L = R_{th} - jX_{th} = \mathbf{Z}_{th}^*. \quad (48)$$

Para a máxima transferência de potência média, a impedância da carga  $\mathbf{Z}_L$  deve ser igual ao conjugado complexo da impedância de Thevenin  $\mathbf{Z}_{th}$ . Logo, se o objetivo da sintonia do acoplamento indutivo é buscar atender o teorema da máxima transferência de potência média, será necessário que os termos  $\mathbf{V}_{th}$  (41) e  $\mathbf{Z}_{th}$  (43) sejam ajustados para compensar o carregamento de uma carga  $\mathbf{Z}_L$  de uma aplicação alvo. Todavia, em um sistema WPT estático ou dinâmico nem sempre será possível realizar os ajustes dos parâmetros do circuito para atender o teorema de máxima transferência de potência. As complexidades de  $\mathbf{V}_{th}$  (41) e  $\mathbf{Z}_{th}$  (43) são elevadas para atender um valor constante ou variável de  $\mathbf{Z}_L$  e o sistema também possuirá problemas devido à não idealidade dos componentes utilizados no circuito. Desta maneira, para atender o teorema da máxima transferência de potência é necessário haver mais graus de liberdade para realizar a sintonia do acoplamento indutivo.

## 2.5 Resistência equivalente da carga em uma ponte de retificação completa

A rede ressonante tem o efeito de filtrar as componentes harmônicas mais altas da excitação. Assim, a forma de onda que chega até o retificador é uma onda senoidal. Isso permite que sejam utilizadas técnicas clássicas de análise AC para simplificar a presença de uma ponte retificadora no circuito receptor modelando-a com uma resistência (STEIGERWALD, 1988).

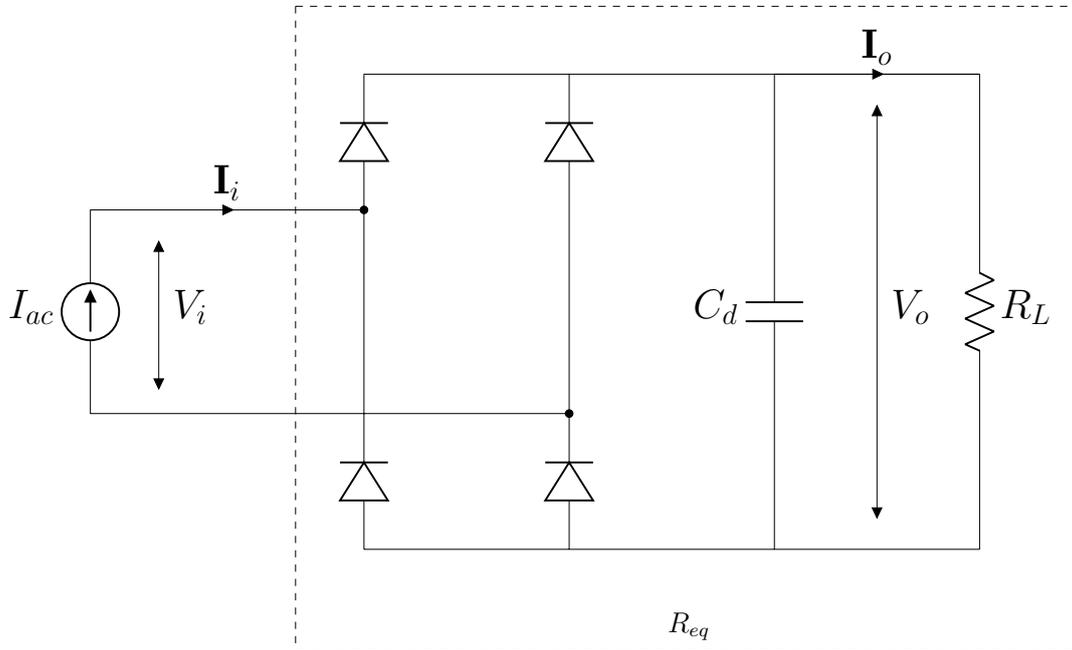
A Figura 14 ilustra uma resistência equivalente utilizada para modelar uma carga ligada na saída de um circuito ressonante com retificador. Supondo que a componente fundamental é suficiente para descrever a excitação, a resistência AC equivalente pode ser definida

$$V_i = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o \quad (49)$$

$$I_i = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_o \quad (50)$$

$$R_{eq} = \frac{V_i}{I_i} = \left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \right)^2 \frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2} R_L. \quad (51)$$

Figura 14 – Representação de uma fonte de corrente produzida por um acoplamento indutivo sintonizado com resistência série desprezível conectado a uma ponte de retificação completa

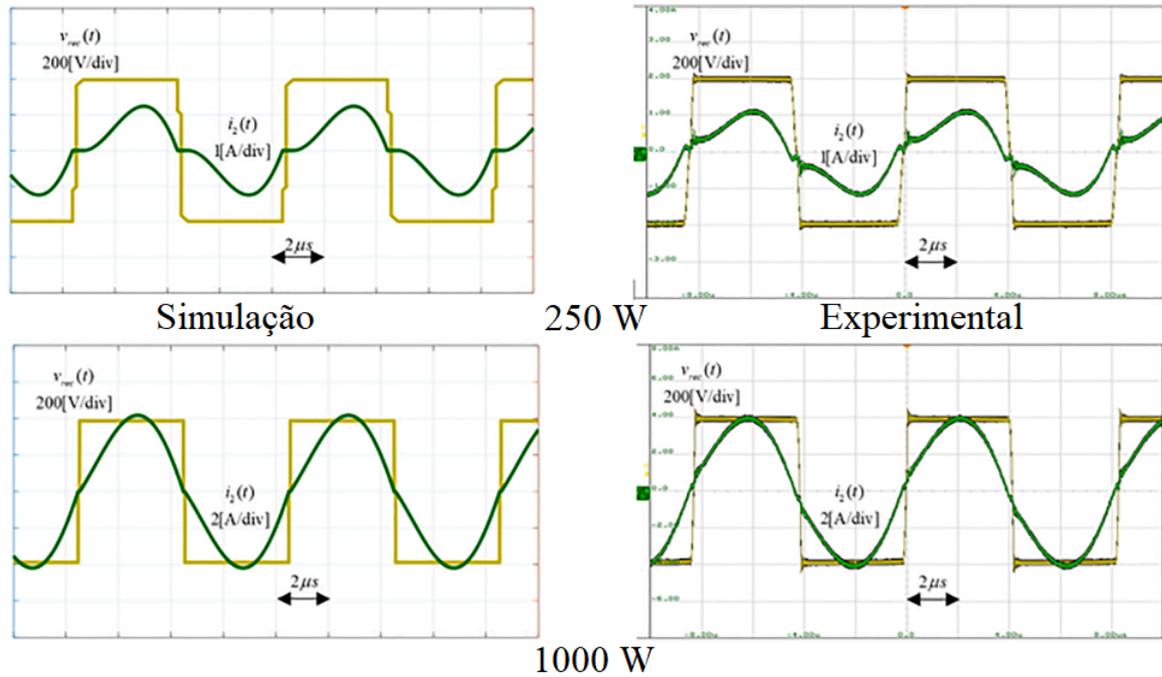


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

O objetivo da aproximação é eliminar o bloco retificador de diodos para simplificar a análise, podendo-se observar a equação (51) que ainda inclui a resistência real de carga  $R_L$ . Portanto, o resistor equivalente  $R_{eq}$  irá variar com  $R_L$ , o que indica que a equação (51) é adequada para simplificar tanto para a carga linear quanto para a carga não linear. Em particular, a equação (51) apareceu nos trabalhos de JIANG *et al.* (2019) e WANG *et al.* (2021) para simplificar a resistência equivalente de um retificador de ponte completa com uma carga do motor (carga não linear), e no trabalho de CHENG *et al.* 2020 com uma carga de resistor (carga linear).

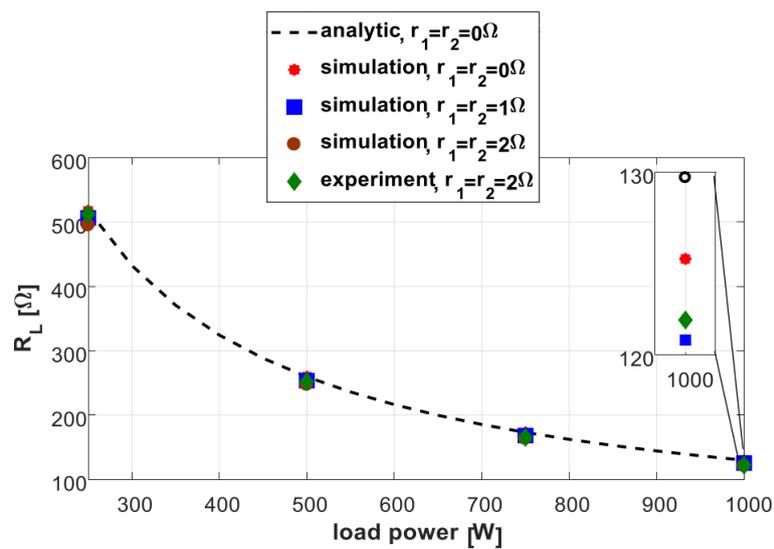
Os autores em (TRACHTENBERG; BAIMEL; KUPERMAN, 2021) apresentam a mesma conclusão apresentada por (51) através da análise do acoplamento indutivo no domínio tempo. Os autores realizam um modelo de resistência  $R_L$  e da reatância  $jX_L$  através do uso da carga eletrônica M9715B DC. Assim, a resistência da carga  $R_L$  obtém um valor mínimo de  $130 \Omega$  no carregamento nominal e aumenta com a redução da carga. Portanto, a influência da reatância equivalente não é desprezível. Uma vez que as resistências em série equivalentes das bobinas são negligenciado na análise no domínio do tempo, o sistema foi inicialmente simulado usando o *software* PSIM com as resistências séries do circuito transmissor ( $r_1$ ) e do receptor ( $r_2$ ) definidos como zero. Então, a fim de demonstrar a influência de resistências em série equivalentes diferentes de zero, o sistema foi simulado empregando 1 e 2  $\Omega$  para  $r_1$  e  $r_2$ . A Figura 15 apresenta as formas de onda de entrada do retificador (corrente e tensão) simulados e experimentais. Já a Figura 16 apresenta os valores de resistência equivalente obtidos através de (51).

Figura 15 – Formas de onda de entrada do retificador (corrente e tensão) simulado (coluna esquerda) e experimental (direita) sob diferentes níveis de carga



Fonte: Modificado de (TRACHTENBERG; BAIMEL; KUPERMAN, 2021)

Figura 16: Resistência do retificador equivalente versus potência de carga



Fonte: Modificado de (TRACHTENBERG; BAIMEL; KUPERMAN, 2021)

## 2.6 Estado da arte

O carregamento de baterias sem fio pode ser classificado em estacionário, quase estacionário e dinâmico (PATIL *et al.*, 2017). O carregamento sem fio estacionário é adequado para estações de recarga, residências e locais de trabalho públicos. A carga quase estacionária é uma extensão da carga estacionária, mas os circuitos transmissores podem estar localizados em locais próximos do circuito receptor. Já em um sistema dinâmico, a energia transferida para carregar a bateria do circuito receptor ocorre ao longo de um percurso, por exemplo, o sistema transmissor poderia ser um trilho de transmissão de energia ao longo do percurso da bobina receptora.

Avanços recentes na tecnologia tornaram o carregamento estacionário comercialmente viável em veículos elétricos. A história do carregamento estacionário começou em 1997/1998 quando a IPT - *Charge Technology* demonstrou a recarga sem fios em um veículo elétrico (EV) no Rotorua Geothermal Park na Nova Zelândia e o posteriormente um ônibus energizado sem fios em paradas de ônibus em Gênova e Turim em 2002. As principais empresas trabalhando em WPT estacionário são WiTricity, Qualcomm, Conductix-Wampfler, Momentum Dynamics e Bombardier. A Witricity foi criada por professores do MIT. Eles desenvolveram transmissores e receptores que operam em ressonância magnética fortemente acoplada. A Witricity relatou eficiência do sistema de cerca de 90% para uma potência de 3,3 kW operando a 145 kHz com desalinhamento lateral de para-choques de  $\pm 20$  e de  $\pm 10$  cm (WITRICITY, 2011).

A Qualcomm's Halo em colaboração com a Universidade de Auckland patenteou a estratégia de utilizar blocos magnéticos polarizados *Double D* capazes de fornecer o dobro de energia com uma eficiência mais alta em comparação com sistemas transmissores circulares operando na frequência de 20 kHz. A Conductix-Wampfler implementou o carregamento estacionário de ônibus elétrico em Turim, na Itália. Eles ajustam a frequência de ressonância de cada sistema para atingir 90% de eficiência na distância de 40 mm para transferência de potência de 60 kW (QUALCOMMHALO, 2011).

A Momentum Dynamics desenvolveu um sistema WPT estacionário para uma distância de 24 polegadas para uma potência de 3,3 kW com eficiência de WPE de 92%. Além disso, o carregador pode ser atualizado para potências de 7,2 e 10 kW, que pode carregar um Chevy Volt em aproximadamente uma hora (FISHER *et al.*, 2014).

O uso da técnica de WPT para veículos elétricos é composta por três elementos principais: grandes lacunas de ar entre as bobinas transmissoras e receptoras, alta eficiência e uma grande quantidade de energia. A técnica de acoplamento ressonante é uma técnica que usualmente lida com esses três elementos. Recentemente, pesquisas sobre os métodos de acoplamento indutivo usados para EVs adotam bobinas retangulares ao invés das bobinas circulares convencionais. Por exemplo, BUDHIA; COVIC; BOYS (2010) apresentam bobinas com tubulação de fluxo (*Flux pipes*), já BUDHIA *et al.* (2011) utiliza estruturas de Dupla-D-Quadratura (DDQ), e CHIGIRA *et al.* (2011) apresentam bobinas de formato H. Já para um bonde elétrico moderno, JIN; YANG; LIN (2017) utilizam a técnica de WPT para realizar o rastreamento da eficiência do sistema de transmissão de energia sem fio e também buscar identificar o coeficiente de acoplamento magnético.

O uso de técnicas de carregamento através do uso de WPT está se popularizando devido às necessidades impostas por aplicações relacionadas ao manuseio de cabos e

também devido ao fato de ser uma estratégia conveniente para o usuário carregar alguma aplicação. HE; BITO; TENTZERIS (2017) apresentam uma plataforma para realizar o carregamento de um VANT (Veículo Aéreo Não Tripulado) e simultaneamente realizar a comunicação sem fio com a base para a transferência de dados. Os autores relatam que foram realizados testes de carregamento estático e dinâmico no protótipo.

A técnica de WPT é atrativa em aplicações para internet das coisas (IoT) por permitir carregar ou alimentar dispositivos onde a troca da bateria é de difícil acesso ou há uma grande custo de manutenção. LEE *et al.* (2017) apresentam uma antena de comutação de polarização WPT para aplicações IoT usando tecnologia 5G. A antena proposta pode reduzir o consumo dos aparelhos em espera e atingir requisitos de vida da bateria para mais de dez anos.

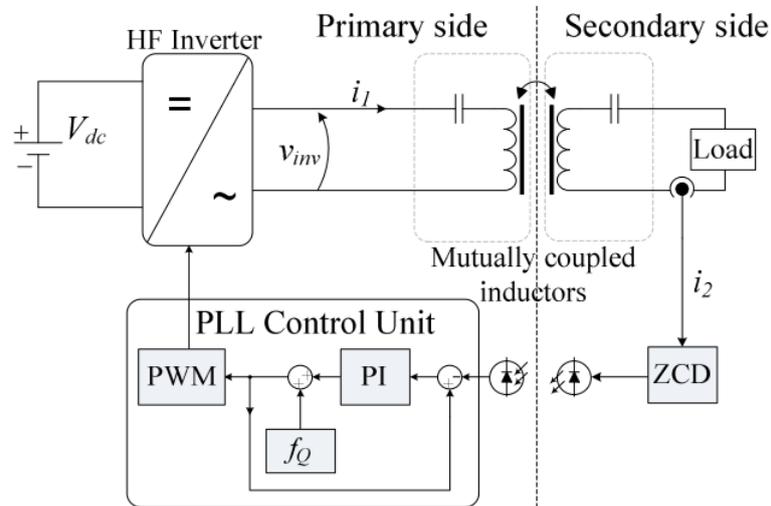
Nas aplicações de colheita de energia (*Energy Harvesting*) também é possível utilizar técnicas de WPT para realizar carregamento ou disparo de sinais em ambientes com baixo consumo de energia. PRAWIRO; MURTI (2018) apresentam um sistema inteligente de carregamento da bateria utilizando WPT. Os autores concluem que o método de coleta de energia em torno de sensores em áreas públicas permite o prolongamento da vida útil da bateria.

Muitas aplicações em várias áreas podem utilizar a técnica de WPT para realizar o carregamento da bateria do dispositivo ou mesmo alimentar diretamente sem a necessidade de acumuladores de energia. Quando o sistema é projetado, a restrição de potência mínima na carga usualmente é um ponto de partida. Entretanto, outras variáveis podem influenciar no projeto, como a distância entre bobinas, modelos de bobinas, eficiência, temperatura na carga, entre outros (HUI; ZHONG; LEE, 2014; AZAMBUJA *et al.*, 2013; KHAN; DESMULLIEZ, 2019). Assim, quando o sistema WPT é projetado, normalmente, ele é definido para um conjunto restrito de operação e qualquer perturbação que ele pode vir a sofrer pode afetar na PDL ou na WPE. Assim, alguns trabalhos na literatura têm o seu foco em mecanismos para realizar a sintonia do acoplamento indutivo.

GATI *et al.* (2015) utilizam um sistema de controle, conforme Figura 17, com PLL (phase locked loop) e um acoplamento indutivo com topologia de dois capacitores, um série no primário e outro série no secundário. Nesse sistema, o PLL sintoniza a frequência quiescente de ressonância do acoplamento indutivo mesmo quando há desalinhamentos nas bobinas, ou seja, variação de  $k$ . A estratégia de controle abordada nesse artigo monitora a fase da corrente da carga, no secundário, e compara com a fase da tensão da fonte no primário, continuamente. Dessa maneira, a fonte do primário é colocada em fase com a corrente da carga, no secundário.

Para alcançar o ponto de operação de ressonância, BRUSAMARELLO *et al.* (2013) utilizam o ajuste de frequência através de um sistema microprocessado com comunicação sem fios. Assim, é possível que um microcontrolador ligado na bobina receptora de um acoplamento indutivo envie as informações sobre os parâmetros do circuito para a bobina do transmissor, onde outro sistema de microprocessador pode receber essa informação e alterar a frequência de trabalho. A Figura 18 mostra o diagrama de blocos do carregador sem fios de frequência variável. O microcontrolador (MCU) no dispositivo de medição monitora a tensão na carga e se comunica com o MCU, que controla a frequência na bobina do transmissor. O algoritmo proposto é mostrado no diagrama da Figura 19. O MCU da bobina do transmissor inicializa o canal de comunicação com o MCU no receptor. Assim, o sistema de controle na

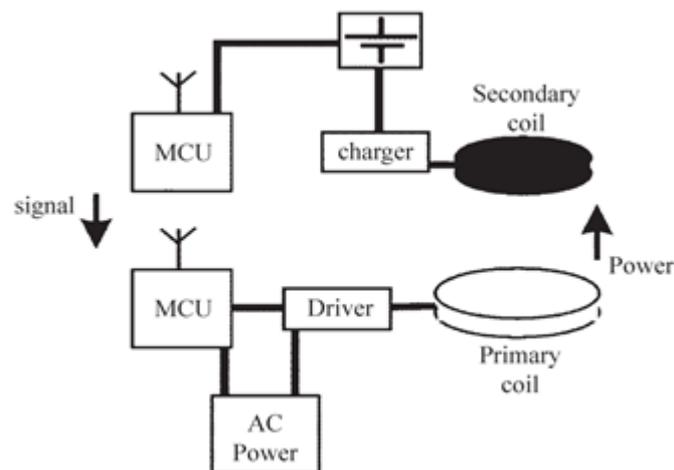
Figura 17: Controlador PLL em um WPT



Fonte: (GATI *et al.*, 2015)

base do transmissor inicia uma varredura de frequências sincronizadas com as medições na carga. Em cada ponto de frequência, uma medição da PDL é realizada. O algoritmo verifica a frequência de ressonância e começa a carregar a bateria.

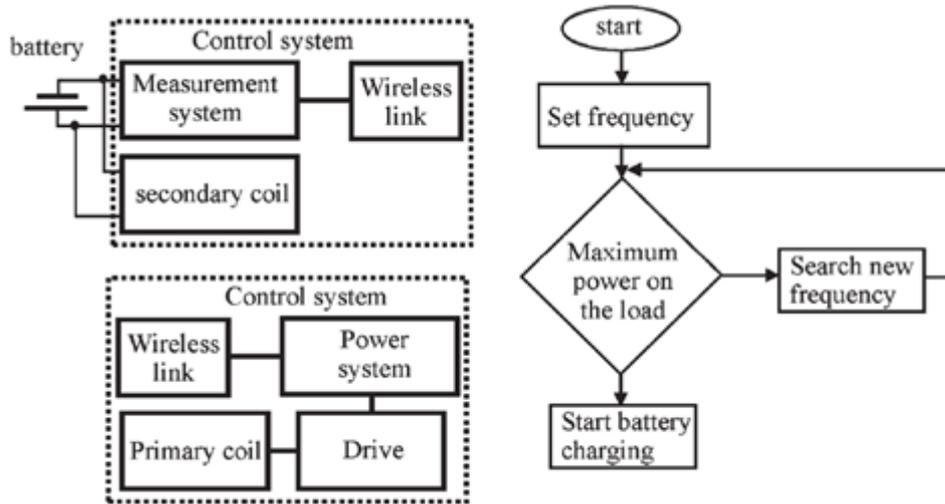
Figura 18 – Diagrama de bloco da frequência angular como variável para carregar um sistema WPT



Fonte: (BRUSAMARELLO *et al.*, 2013)

Os autores de DINIZ; MURLIKY; BRUSAMARELLO (2018) usam a amplitude ( $I_S$ ) e a fase ( $\phi_{I_S}$ ) da corrente da fonte de entrada  $V_S$  para estimar a indutância mútua  $M$ . O processo de rastreamento e otimização da potência na saída é desenvolvido com base no estado atual do sistema WPT e da estimativa de  $M$ . No sistema proposto por DINIZ; MURLIKY; BRUSAMARELLO (2018) a função  $f_{res}(k)$  depen-

Figura 19: Diagrama de bloco de um carregamento com comunicação sem fio



Fonte: (BRUSAMARELLO *et al.*, 2013)

dente do coeficiente de acoplamento magnético  $k$  é determinada. Isso significa que é necessário estimar  $k$  continuamente (em tempo real). A estratégia consiste em controlar a frequência da fonte de potência do WPT fazendo o monitoramento do módulo e fase da corrente de entrada do acoplamento indutivo. Essa abordagem permite liberdade de movimento da bobina receptora já que o sensoriamento será no lado primário do WPT. Um ponto negativo nesta estratégia é que a função  $f_{res}(k)$  deve ser determinada para cada acoplamento indutivo para realizar a sintonia do sistema WPT.

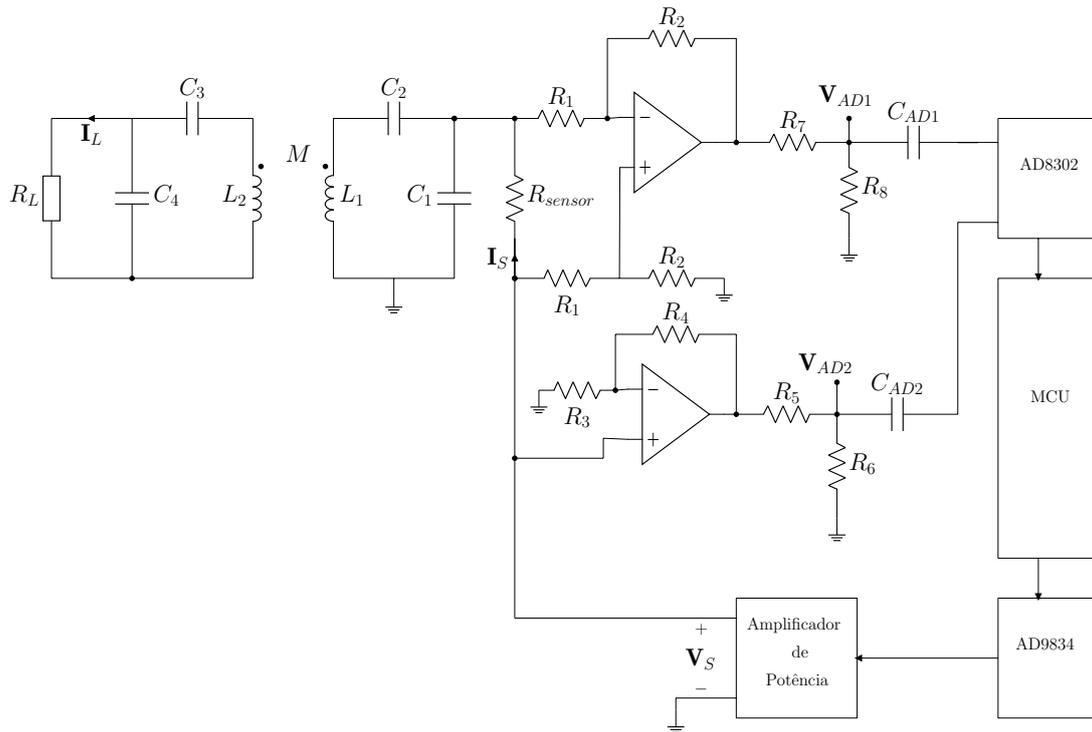
SHIN; OUTEIRO; CZARKOWSKI (2016) apresentam um método que usa uma bobina de sintonia adicional separada que está próxima e acoplada à bobina secundária para sintonia de ressonância dinâmica em tempo real. Neste circuito, a mudança da indutância  $L_v$  afeta a indutância da bobina secundária através do acoplamento entre o receptor e a bobina de sintonia. O método retarda a corrente através do indutor com diodos e este controle é realizado através de chaveamentos. Assim, a indutância efetiva pode ser expressa por

$$L_{eff} = \frac{L_v}{1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi}} \quad (52)$$

onde,  $L_v$  é a variável referente ao indutor de sintonia e  $\alpha$  é o delay da fase. O controlador é programado em um microprocessador e monitora a tensão de saída em tempo real como apresentado na Figura 21. Se a tensão de saída cair devido a alguma perturbação, o controlador ajusta o atraso de fase dos PWMs e altera a indutância para manter a ressonância.

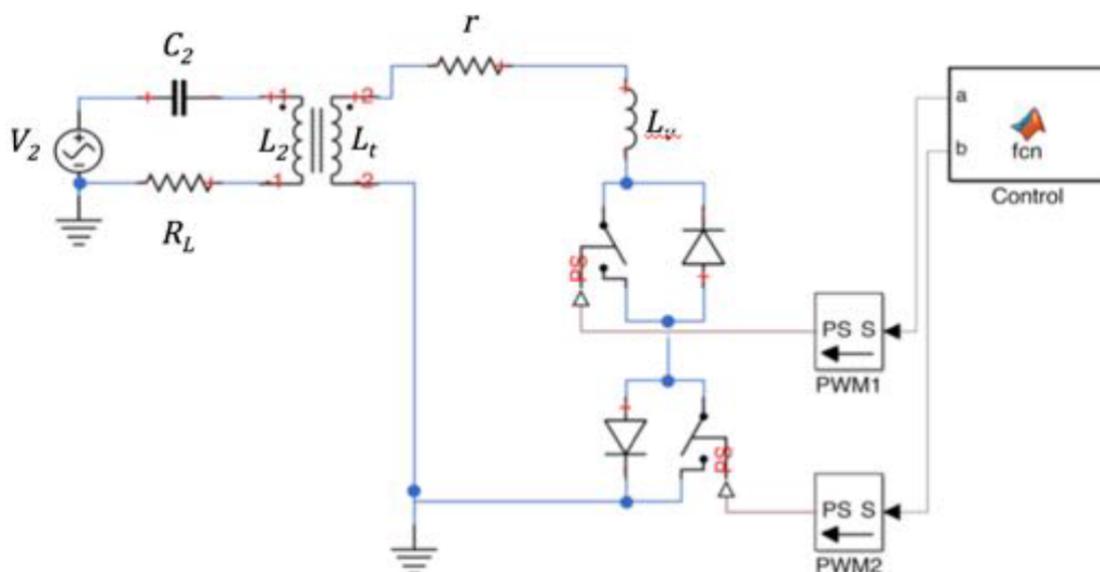
Como apresentado anteriormente, a rede capacitiva de compensação está presente em ambos os lados do acoplamento indutivo. No entanto, o lado da carga é inacessível para algumas aplicações de baixa potência (como implantes biomédicos). Dessa forma, qualquer ajuste na rede capacitiva é feito no lado primário. Nesse

Figura 20: Acoplamento indutivo e sistema de controle da frequência



Fonte: (DINIZ; MURLIKY; BRUSAMARELLO, 2018)

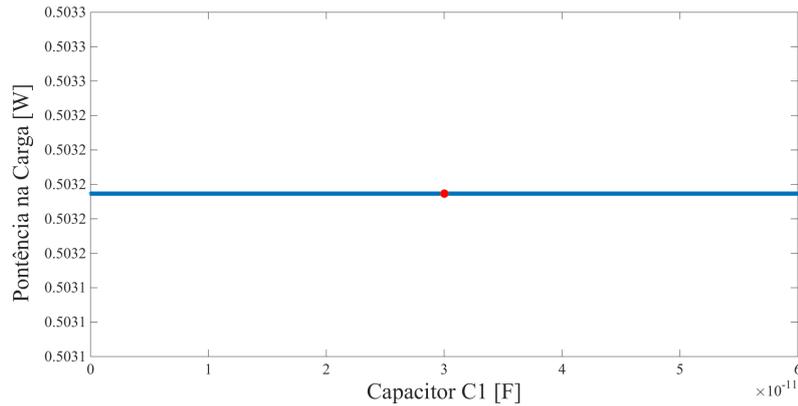
Figura 21: Simulação do controle de atraso em Matlab e Simulink



Fonte: (SHIN; OUTEIRO; CZARKOWSKI, 2016)

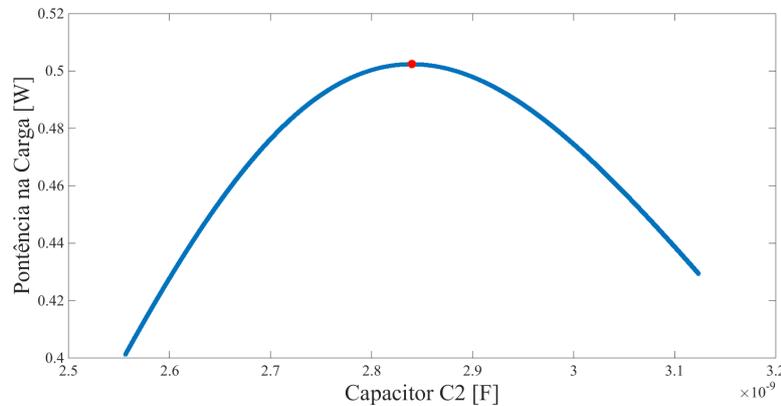
caso, há dois capacitores no circuito transmissor em uma rede de quatro capacitores:  $C_{Stran}$  e  $C_{Ptran}$ , respectivamente, um capacitor série e um paralelo. Como  $C_{Ptran}$  está praticamente em paralelo com a fonte (considerando a impedância de saída aproximadamente zero e uma configuração da rede de compensação capacitiva PSSP) a sensibilidade da PDL em relação a variação de  $C_{Ptran}$  é muito baixa e assim optou-se por variar apenas  $C_{Stran}$ , como pode ser visto nas Figuras 22 e 23.

Figura 22: Potência na carga em função da variação de  $C_{Ptran}$  para 100000 pontos



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 23: Potência na carga em função da variação de  $C_{Stran}$  para 100000 pontos

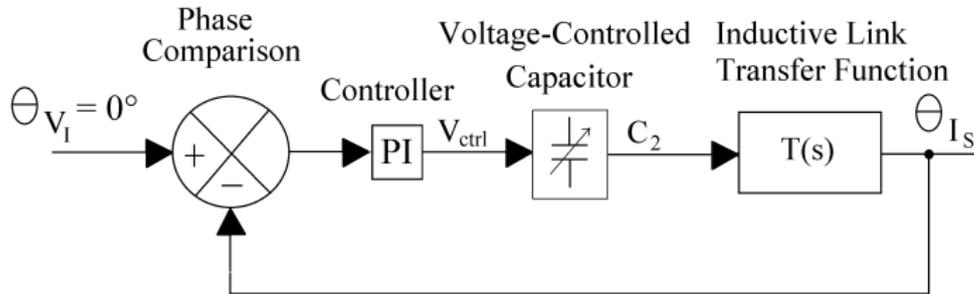


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

No trabalho de PORTO *et al.* (2017) foi realizado um sistema de controle, conforme Figura 24, em um acoplamento indutivo com topologia de quatro capacitores, onde o atuador era o capacitor série da bobina emissora. No caso de surgir desalinhamentos entre as bobinas do acoplamento, a diferença de fase da fonte e sua corrente eram detectadas e utilizados como sinal de entrada de um controlador proporcional-integral. Em seguida, o sinal de defasagem integrado alimentava o atuador de capacitância que aumentava ou diminuía a capacitância de modo a zerar a defasagem da tensão da fonte e sua corrente. Portanto, a estratégia desse sistema era a ressonância no lado primário do acoplamento indutivo.

A variação da rede capacitiva do circuito WPT também pode ser executada pelo chaveamento de uma matriz capacitiva. ZHANG *et al.* (2018) apresentam um sistema de chaveamento de uma matriz de capacitores para fazer a recarga dinâmica

Figura 24: Controlador ZPA no lado primário do WPT



Fonte: (PORTO *et al.*, 2017)

de baterias de veículos elétricos, permitindo que o estado de ressonância seja continuamente retomado frente às variações no coeficiente de acoplamento magnético e carga. O tipo de arquitetura proposta pelos autores permite que todos os capacitores da rede de compensação possam ser chaveados, criando assim uma possível encriptação no sistema de transmissão de energia sem fios.

Os avanços da tecnologia e a miniaturização de componentes têm possibilitado a instalação de sistemas de monitoramento em ambientes restritos, como implantes no corpo humano. Nestes casos, a troca da bateria é um procedimento invasivo e indesejável. Em tais aplicações, o WPT baseado em acoplamento indutivo de médio alcance pode ser usado (HUI; ZHONG; LEE, 2014; OLIVO; CARRARA; MICHELI, 2012; STOECKLIN *et al.*, 2016; SUN *et al.*, 2012).

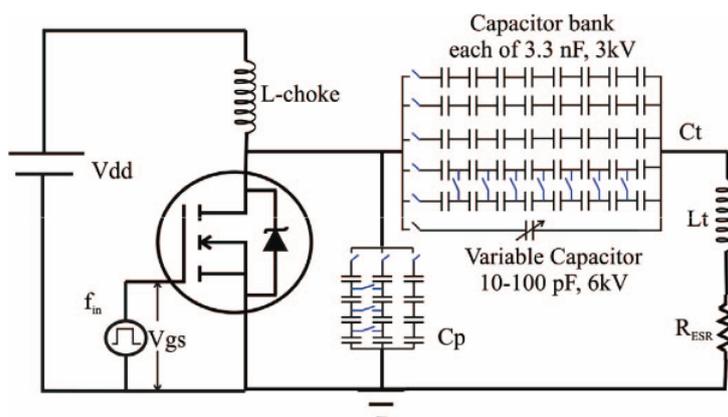
O tamanho de um receptor WPT em aplicações biomédicas é importante porque o espaço disponível geralmente é limitado. A dissipação de energia e a temperatura no dispositivo implantado também podem ser uma restrição já que o superaquecimento pode danificar os tecidos do corpo (TROYK; RUSH, 2009). Em algumas aplicações de WPT, as bobinas de acoplamento indutivo devem ser projetadas para transporte de dados e energia e as restrições são ainda mais severas (RUSH; TROYK, 2011; BASIR; YOO, 2020). Outras aplicações requerem distâncias maiores entre as bobinas de transmissão e recepção, o que significa baixos coeficientes de acoplamento magnético  $k$ .

Um exemplo desse tipo de aplicação é a cápsula de endoscopia sem fios, a qual atraiu atenção dos gastroenterologistas com a detecção minimamente invasiva do trato digestivo. Segundo DING; YU; LIN (2015), a cápsula de endoscopia precisa ter ao menos 30 mW para o equipamento interno receber o comando de controle externo e transmitir os dados medidos para dispositivos externos ao mesmo tempo. Ao ser ingerida, a cápsula viaja pelo corpo humano através do sistema gastrointestinal, intestino, cólon, etc. DING; YU; LIN (2015) propõem um sistema de carregamento e comunicação com a cápsula de endoscopia. A bobina receptora tem formato solenoidal com diâmetro de 10 mm, altura de 20 mm, 5 voltas e 0,4 mm de diâmetro do fio de cobre. A eficiência alcançada do sistema de transmissão sem fio alcançada pelos autores é de 42,5% a 9%, em uma variação de respectivamente de 5 a 10 cm.

BASAR *et al.* (2017a) apresentam a possibilidade do uso de três bobinas transmissoras espalhadas ao longo do tronco do usuário para realizar o carregamento de

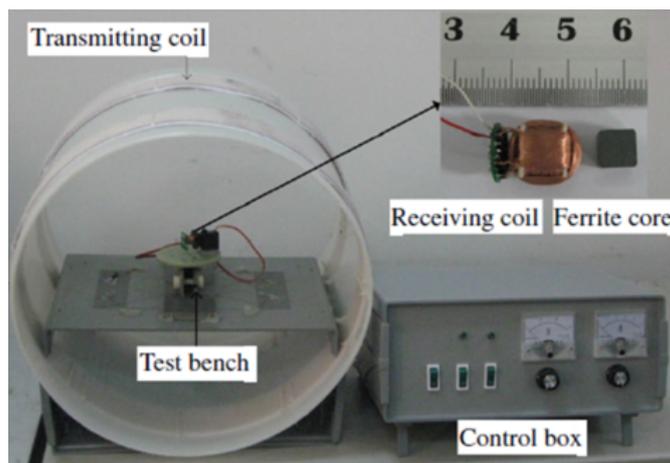
uma cápsula de endoscopia. O sistema utiliza três bobinas transmissoras de 35 cm de diâmetro e com 32 voltas. Já a bobina receptora possui 11,5 cm de diâmetro com 140 voltas, como pode ser visto na Figura 26. Para sintonizar o acoplamento indutivo, os autores apresentam o uso de um conjunto de chaveamento de capacitores do circuito transmissor, como apresentado na Figura 25. Quando a bobina receptora está perfeitamente alinhada com o sistema transmissor o sistema proposto pelos autores alcança uma potência de 758 mW com uma eficiência de 8,21%.

Figura 25: Amplificador de potência Classe E com sintonia capacitiva



Fonte: (BASAR *et al.*, 2017a)

Figura 26: Conjunto experimental utilizado com uma bobina receptora 3D

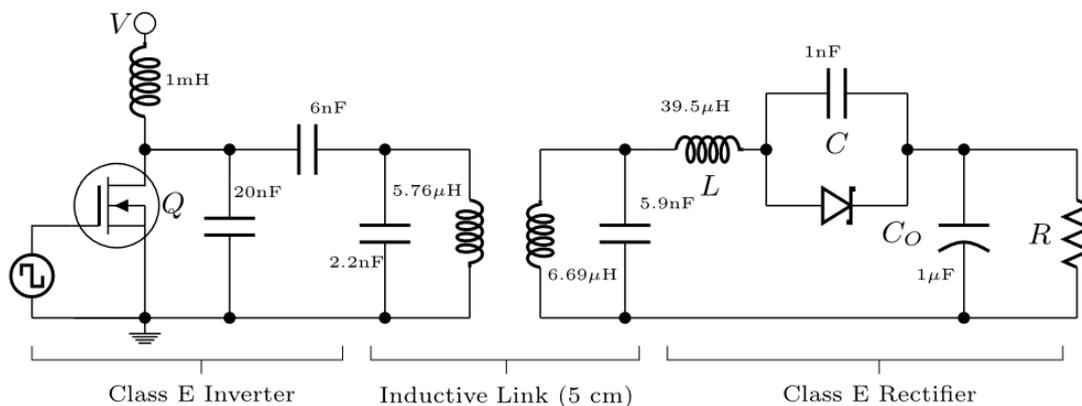


Fonte: (BASAR *et al.*, 2017a)

ALDHAHER *et al.* (2014) introduzem uma nova análise baseada em um retificador classe E, fornecendo uma representação matemática mais precisa do retificador. O modelo de espaço de estados leva em consideração a queda de tensão direta do diodo, sua resistência ON e a resistência série (ESR) do indutor ressonante. Na

Figura 27 é apresentado o circuito transmissor e receptor utilizado pelos autores que é composto de um amplificador e retificador classe E. Resultados baseados em um protótipo de 10 W foram apresentados para confirmar a análise realizada e a operação eficiente desse tipo de retificador. Uma eficiência operacional de 94,43% foi alcançada em uma frequência de ressonância de 800 kHz.

Figura 27: Amplificador e retificador classe E



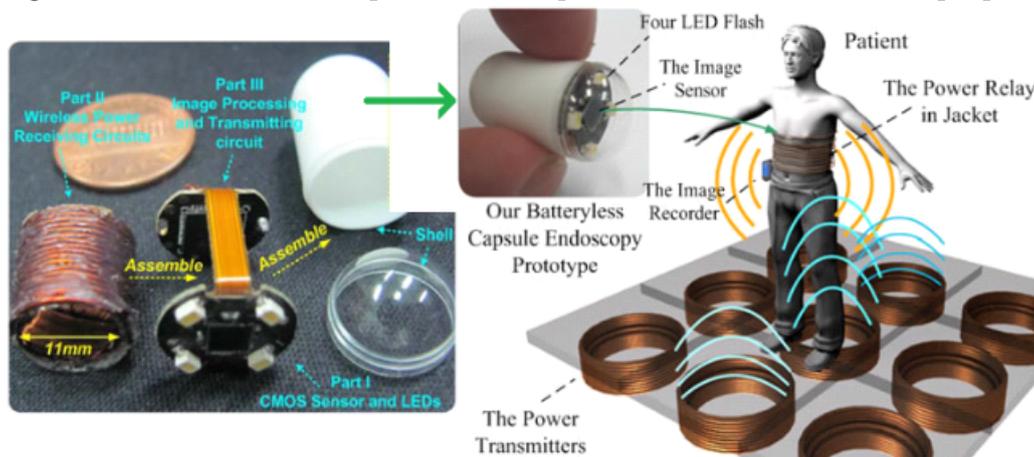
Fonte: (ALDHAHER *et al.*, 2014)

SUN *et al.* (2012) apresentam um sistema com bobinas transmissoras de dois saltos que consiste em uma bobina transmissora conectada no chão transmitindo energia para uma bobina em volta do paciente que por sua vez a retransmite para o circuito receptor contido na cápsula de endoscopia deglutida pelo paciente. Adicionalmente, um conjunto de um circuitos retificadores com modo de comutação para melhorar a WPE do sistema foi implementado. A Figura 28 mostra o sistema proposto onde o WPE foi medido a 3,04% usando um modelo de fantoma humano *in vitro* preenchido com água salina. O tamanho do receptor é de 11 mm de diâmetro para um comprimento de 27 mm. O SAR máximo medido foi de 0,1 W/kg para uma frequência operacional de 13,56 MHz e 8 W de potência de entrada.

DAS; YOO (2017) apresentam uma antena planar multibanda para 402-405 MHz a fim de sintonizar o acoplamento indutivo para aplicações de cápsula biomédica. A Figura 29 mostra a antena fabricada impressa em uma cápsula cilíndrica de 10,25 mm e 20,5 mm de diâmetro externo e comprimento, respectivamente. Assim, uma bobina transmissora com duas portas foi projetada. Esse modelo de bobina transmissora permite a manipulação do sentido do campo magnético através das correntes fornecidas em cada porta da bobina. O modelo proposto foi testado em um fantoma da *American Society for Testing and Materials* contendo um coração suíno e água salina, conforme mostrado na Figura 29. Para uma distância de separação de 5 mm dentro do coração suíno, a potência recebida é relatada como 800  $\mu$ W para 1 W de potência no transmissor.

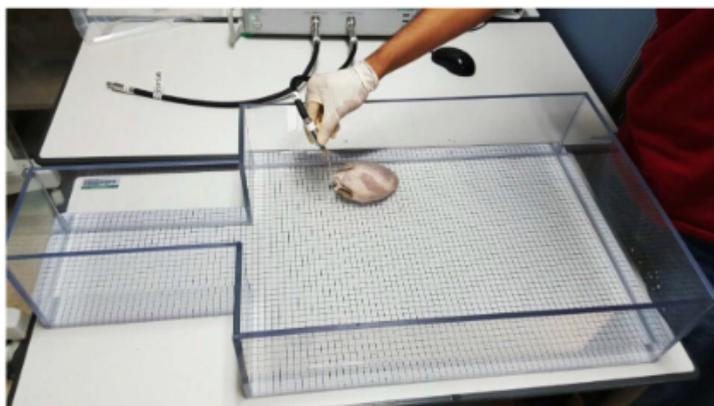
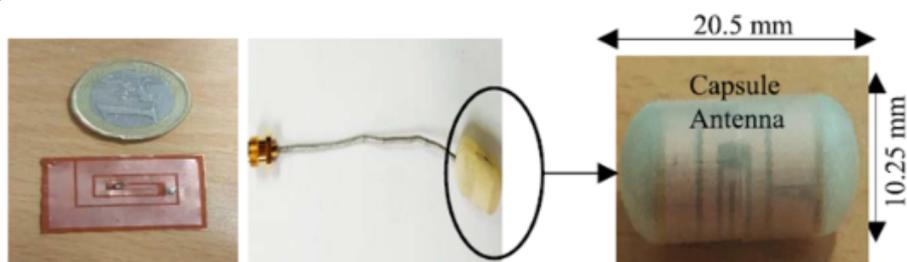
Os autores de KHAN *et al.* (2019) apresentam a modelagem, implementação e teste de uma configuração 3D de uma bobina receptora para compensar desalinhamentos em uma aplicação com uma cápsula de endoscopia. Os autores apresentam a realização do carregamento da cápsula de endoscopia através de uma bobina trans-

Figura 28: Bobina e sua cápsula endoscópica com mecanismo WPT proposto



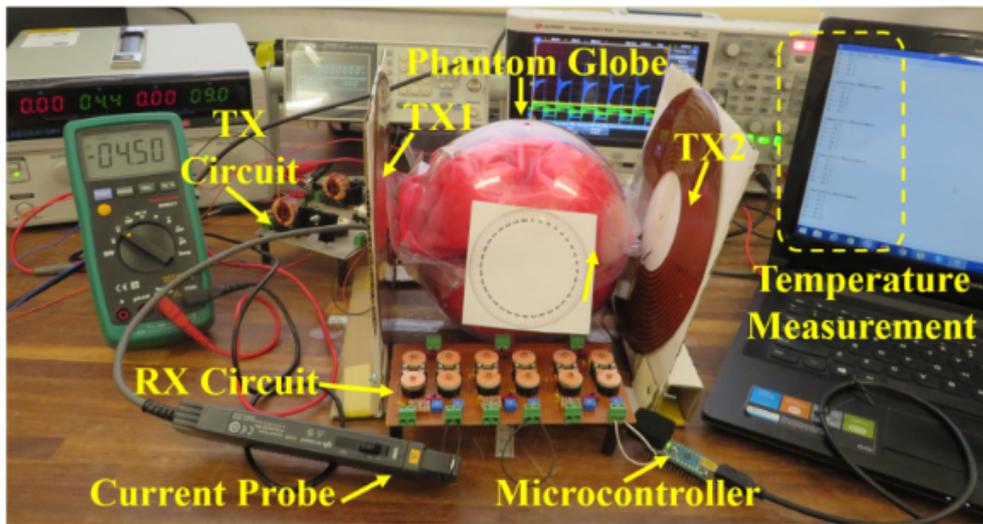
Fonte: (SUN *et al.*, 2012)

Figura 29 – Antena planar fabricada e protótipo de cápsula 3D e coração suíno em água salina



Fonte: (DAS; YOO, 2017)

Figura 30 – Conjunto experimental utilizado juntamente do capacitor variável e do meio de propagação



Fonte: (KHAN *et al.*, 2019)

missora circular planar com diâmetro de 20 cm (Figura 30). Já o receptor é formado por 6 bobinas receptoras com diâmetro de 8 mm. Uma bancada de teste no circuito receptor com capacitores variáveis foram utilizados para ajustar as condições ressonantes das bobinas receptoras e otimizar a potência entregue à carga. A distância de projeto entre a bobina transmissora e receptoras é de 10 cm. O sistema consegue transmitir para a carga ( $R_L = 1,3 \Omega$ ) uma potência de 70 mW com uma potência de entrada de 10 W.

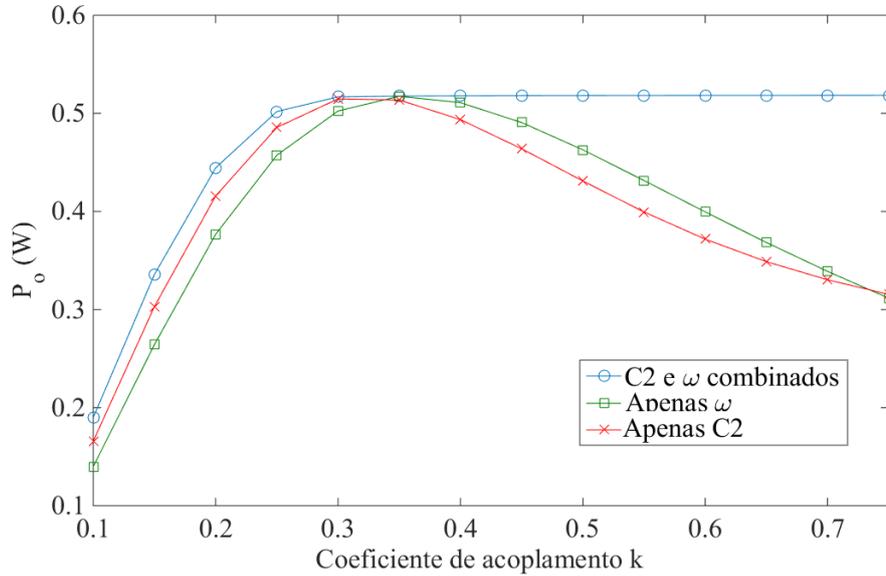
Várias técnicas são utilizadas na literatura para realizar a sintonia de um sistema WPT. A abordagem sobre redes de compensação variáveis pode ser ampliada a partir do uso de mais de um parâmetro no controle da potência entregue à carga. O uso de mais um grau de liberdade em sistemas de compensação pode ser um fator bastante impactante na potência entregue à carga para algumas aplicações.

PORTO *et al.* (2018) apresenta uma análise de todas as variáveis do acoplamento indutivo, com quatro capacitores. Uma conclusão apresentada pelos autores é que a PDL tem grande sensibilidade a variações na frequência angular  $\omega$  e no capacitor série  $C_2$  da rede de compensação capacitiva.

MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO (2017) apresentam um método de sintonia multivariável para realizar a compensação do acoplamento indutivo para desalinhamentos nas posições das bobinas transmissora e receptora. O mesmo trabalho compara o resultado da sintonia quando utilizado uma ou duas variáveis de compensação. A Figura 31 mostra que a potência entregue à carga para um sistema WPT é mantida praticamente constante para casos onde o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  é maior que 0,3 para o acoplamento indutivo utilizado. A mesma figura mostra que quando a compensação é executada para a frequência angular  $\omega$  e para a capacitância  $C_2$  simultaneamente é possível manter a máxima transferência de potência por uma longa faixa de  $k$ .

Como descrito pelos autores WANG; STIELAU; COVIC (2005), PORTO *et al.* (2017) e LIM *et al.* (2014), medindo a diferença de fase entre a tensão da fonte

Figura 31 – Resultados da simulação comparativa da PDL ( $P_o$ ) como função do coeficiente de acoplamento  $k$  para os três métodos de sintonia



Fonte: (MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO, 2017)

$\mathbf{V}_S$  e a corrente da fonte  $\mathbf{I}_S$ , pode-se medir o fluxo de potência do enlace indutivo. O método proposto por MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO (2017) é baseado na estratégia de sintonia conhecida como *Zero-Phase-Angle* (ZPA), que permite rastrear a potência entregue à carga por meio da medição da impedância equivalente de entrada do acoplamento indutivo. Assim, quando a amplitude da fonte de excitação e os componentes do acoplamento indutivo, bem como a carga são mantidos constantes, o ponto de máxima transferência de potência da bobina transmissora para a receptora pode ser detectado pela seguinte condição:

$$\phi(\omega) = \theta_{V_S}(\omega) - \theta_{I_S}(\omega) = 0 \quad (53)$$

onde  $\phi(\omega)$  é o ângulo da impedância de entrada do acoplamento 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  $\mathbf{I}_S$ .

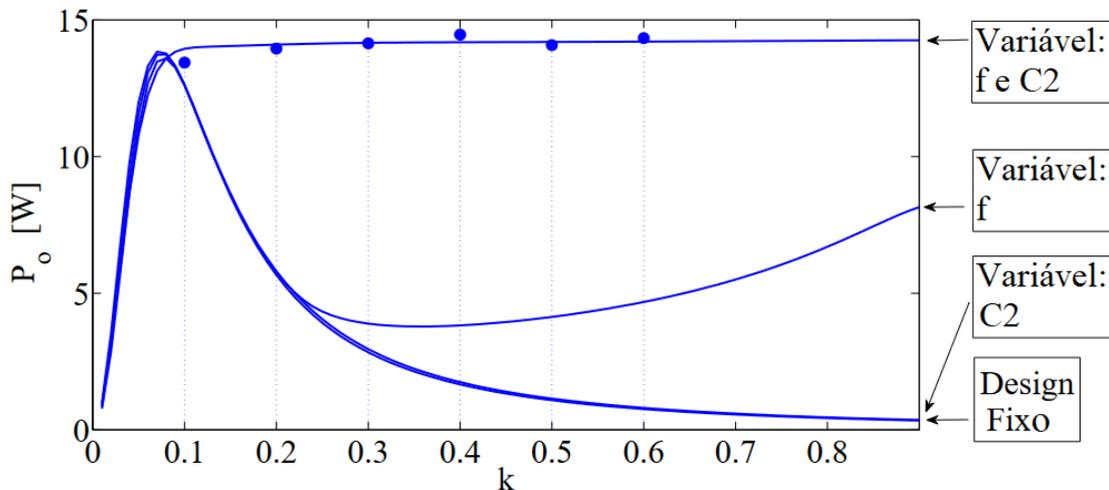
No método multivariável apresentado, a condição estabelecida por (53) é necessária, mas não é suficiente para garantir a máxima PDL para qualquer  $k$ . A frequência de ressonância do acoplamento indutivo é afetada por  $k$ , visto que a PDL pode decair quando a posição relativa das bobinas transmissora e receptora é alterada (LIM *et al.*, 2014; WANG; STIELAU; COVIC, 2005). No ponto de ressonância, o acoplamento indutivo pode ser visto como uma rede puramente resistiva a partir dos terminais de entrada. 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 por MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO (2017) utiliza  $C_2$  e  $\omega$  como variáveis para maximizar a PDL, sendo esse ponto encontrado quando a amplitude da corrente na carga  $\mathbf{I}_S$  é próximo do máximo, ou seja

$$\nabla|\mathbf{I}_S| \approx \nabla f(C_2, \omega) = 0. \quad (54)$$

Quando duas variáveis,  $\omega$  e  $C_2$  são utilizadas para realizar a sintonia do acoplamento indutivo, as condições (53) e (54) podem ser utilizadas para encontrar valores próximos da região da máxima transferência de potência possível 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. Todavia, a condição dada pela equação (54) é válida somente para a região considerada constante da potência entregue à carga  $P_o(k)$ , por exemplo, a região de coeficiente de acoplamento magnético de  $k > 0,3$  da Figura 31.

PORTO *et al.* (2017) estendem o método de MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO (2017) e é apresentado um novo método para monitorar a magnitude e a fase da corrente de entrada do acoplamento indutivo. Assim, os dados são processados por um controlador lógico *fuzzy* atuando na frequência de trabalho e no capacitor de compensação, a fim de maximizar a potência transferida para a carga. A distinção deste método está justamente na maneira de maximizar a potência entregue à carga, pois trata o modelo de otimização através de um modelo eurístico variando a capacitância  $C_2$  da rede de compensação capacitiva e a frequência angular  $\omega$  ao mesmo tempo. Embora o método seja mais rápido para sintonizar o acoplamento indutivo, ainda não há como prever qual a potência entregue à carga porque o valor do coeficiente de acoplamento magnético é desconhecido.

Figura 32 – Resultados da simulação comparativa da PDL ( $P_o$ ) como função do coeficiente de acoplamento  $k$  utilizando lógica fuzzy



Fonte: (PORTO *et al.*, 2017)

Observando as Figuras 31 e 32 é possível notar que o comportamento da potência entregue à carga para o método multivariável é constante para um grande espectro de coeficientes de acoplamento magnético  $k$ . O valor de  $k$  que determinará quando a PDL será constante dependerá de todas as variáveis do acoplamento indutivo (excluindo a amplitude de  $V_S$ ).

PORTO (2019) descreve que para o método realizar a convergência da sintonia do acoplamento indutivo é necessário que o circuito possua uma região constante de potência entregue à carga  $P_o$  por coeficiente de acoplamento magnético  $k$  (como o visto na Figura 32 para as regiões de  $k > 0,1$ ). Esse fato ocorre visto que o método empregado por PORTO (2019) busca relações específicas de amplitude ( $I_S$ )

e fase ( $\phi$ ) da corrente da fonte e tais condições não ocorrem na região de  $k < 0,1$  do acoplamento proposto pelo autor. Dessa maneira, o método proposto nesta tese tem como uma de suas contribuições englobar toda a curva de potência entregue à carga ( $0 < k < 1$ ).

O acoplamento indutivo precisa ser sintonizado visando a otimização da PDL ou do WPE. Em um sistema WPT existem alguns parâmetros que permanecem constantes (por exemplo, as indutâncias), mas outros dependem do estado da carga ou a distância entre o circuito transmissor e o receptor (por exemplo, a resistência de carga e a indutância mútua). A Tabela 1 apresenta, de maneira resumida, algumas estratégias de sintonia encontrados na literatura.

Tabela 1: Alguns métodos de ajuste de sintonia na literatura aplicados a acoplamento indutivo

Referência	Variável Maximizada	Método de Sintonia
(LIM <i>et al.</i> , 2014)	$\eta$	Matriz de capacitores na rede de compensação capacitiva
(PANTIC; LUKIC, 2012)	$P_o$	Sintonia ativa
(BASAR <i>et al.</i> , 2017a)	$\eta$	Matriz de capacitores na rede de compensação capacitiva
(ZHANG <i>et al.</i> , 2018)	$\eta$	Matriz de capacitores na rede de compensação capacitiva
(PORTO <i>et al.</i> , 2017)	$P_o$	Capacitor variável ajustado por tensão
(PANTIC; LEE; LUKIC, 2014)	$\eta$	Ajuste da frequência da fonte do transmissor
(GATI <i>et al.</i> , 2015)	$P_o$	Ajuste da frequência da fonte do transmissor
(DINIZ; MURLIKY; BRUSAMARELLO, 2018)	$P_o$	Ajuste da frequência da fonte do transmissor
(ALDHAHER <i>et al.</i> , 2014)	$\eta$	Utilização de retificadores classe E
(DAS; YOO, 2017)	$\eta$	Bobina receptora com frequência de ressonância multibanda
(PANTIC; LEE; LUKIC, 2014)	$P_o$	Frequência Multibanda
(SUN <i>et al.</i> , 2012)	$\eta$	Chaveamento de bobinas transmissoras
(WANG; COVIC; STIELAU, 2004)	$P_o$	Determinação do WPT por meio do fenômeno de bifurcação de frequência
(WEN <i>et al.</i> , 2020)	$P_o$	Limitação da PDL através da corrente da fonte no transmissor
(SHIN; OUTEIRO; CZARKOWSKI, 2016)	$\eta$	Ajuste de indutância da bobina transmissora
(ALDHAHER; LUK; WHIDBORNE, 2014)	$P_o$	Ajuste de indutância da bobina transmissora
(CANNON <i>et al.</i> , 2009)	$\eta$	Escolha entre múltiplas bobinas receptoras
(KHAN <i>et al.</i> , 2019)	$\eta$	Matriz de capacitores na rede de compensação capacitiva
(MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO, 2017)	$P_o$	Ajuste da frequência da fonte do transmissor e Matriz de capacitores na rede de compensação capacitiva
(PORTO, 2019)	$P_o$	Ajuste da frequência da fonte do transmissor e Matriz de capacitores na rede de compensação capacitiva
(MURLIKY <i>et al.</i> , 2020)	$P_o$	Ajuste da frequência da fonte do transmissor e Matriz de capacitores na rede de compensação capacitiva

$\eta$  = Eficiência

$P_o$  = Potência entregue à carga

### 3 METODOLOGIA DE SINTONIA DO LINK INDUTIVO

O tema WPT tem ganhado notoriedade nos últimos anos, haja vista o número expressivo de publicações nos últimos 10 anos, incluindo edições especiais de importantes veículos de divulgação científica. Isso deve-se ao grande potencial de aplicações, as quais já podem ser observadas em dispositivos como aparelhos de telefonia celular por exemplo. As aplicações biomédicas, com o objetivo de alimentar dispositivos implantáveis de baixa potência são responsáveis por um grande volume de pesquisas publicadas em periódicos e conferências. Ainda, como exemplo de grande interesse existem as aplicações de alta potência incluindo a carga de baterias de veículos elétricos em geral.

Ainda existem vários desafios nessa área. Por exemplo, as distâncias envolvidas na transmissão de energia são bastante limitadas. Existe também o fato de que em dispositivos implantados a potência deve ser controlada (evitando lesões devido ao calor no implante ou na sua fonte de energia). Além disso, como se trata de circuitos sintonizados pequenas perturbações em alguns parâmetros do circuito são suficientes para deslocar o ponto de operação para muito longe das expectativas de projeto. Dessa forma, o controle do ponto de trabalho é um assunto de grande importância no tema transmissão de energia sem fios. Essa proposta aborda justamente um estudo da variabilidade da potência na saída do acoplamento indutivo devido a perturbações no sistema, como variações da carga, desalinhamento entre as bobinas e outros. Somado a isto, propõe-se uma alternativa de compensação dinâmica para a minimização desses efeitos indesejados.

Como mencionado anteriormente, vários tipos de estratégias de sintonia de acoplamento indutivo estão disponíveis na literatura com a utilização de diferentes tipos de redes de compensação capacitiva. Várias estratégias de sintonia necessitam de comunicação com o circuito receptor a fim de atuar na sintonia do acoplamento, o que ocasiona um aumento de complexidade do circuito receptor. O método desenvolvido busca sintonizar o acoplamento indutivo através da percepção e atuação no circuito transmissor, permitindo assim, um circuito receptor reduzido. A grande diferença do método desenvolvido é a possibilidade de sintonizar o acoplamento indutivo de uma maneira genérica permitindo atuação de uma ou duas variáveis de sintonia e também uma fácil adaptação de mudança de topologia na rede de compensação capacitiva.

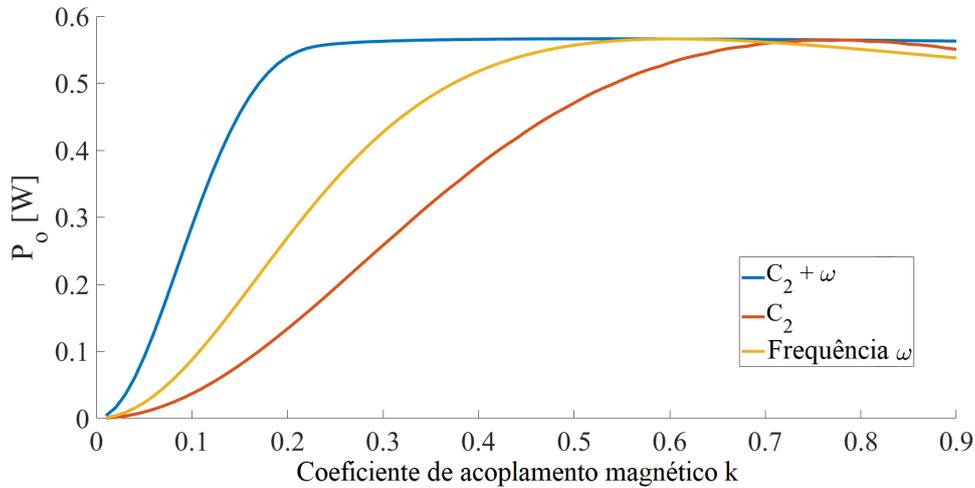
Este capítulo descreve a metodologia que foi desenvolvida para realizar a sintonia através de uma combinação multivariável, sendo elas, a frequência angular da fonte de excitação  $\omega$  e a capacitância série do circuito transmissor  $C_{Stran}$ .

### 3.1 Estratégia de rastreamento de máxima PDL possível

Tem sido bem relatado que o acoplamento indutivo deve operar sintonizado para otimizar a PDL ou a WPE. Métodos multivariados para rastrear a PDL máximo possível foram apresentados para sistemas WPT de baixa potência para compensar desalinhamentos ou a variação do fator de acoplamento magnético  $k$  com uma carga fixa  $Z_L$  (SCHUETZ *et al.*, 2015; MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO, 2017; PORTO *et al.*, 2018). Nessas aplicações, a frequência angular da fonte de alimentação  $\omega$  é usada para complementar o desempenho do método do capacitor variável.

A Figura 33 mostra que quando apenas uma variável de ajuste é usada, o método de compensação não pode manter a PDL constante para uma grande variedade de coeficientes de acoplamento magnético  $k$ . No entanto, a combinação da variação da frequência angular da fonte de energia  $\omega$  e a variação de  $C_2$  na rede de compensação capacitiva é capaz de manter a potência constante para uma grande faixa de coeficientes de acoplamento  $k$ , conforme mostrado na Figura 33.

Figura 33 – Compensação da variação do coeficiente de acoplamento magnético usando apenas uma variável, frequência angular  $\omega$  e capacitância  $C_2$ , e usando uma combinação multivariável em uma configuração P-S-S-P. Os valores apresentados nos gráficos representam os valores otimizados de potência entregue à carga  $P_o$  para cada coeficiente de acoplamento magnético em cada método e com  $Z_L$  constante.



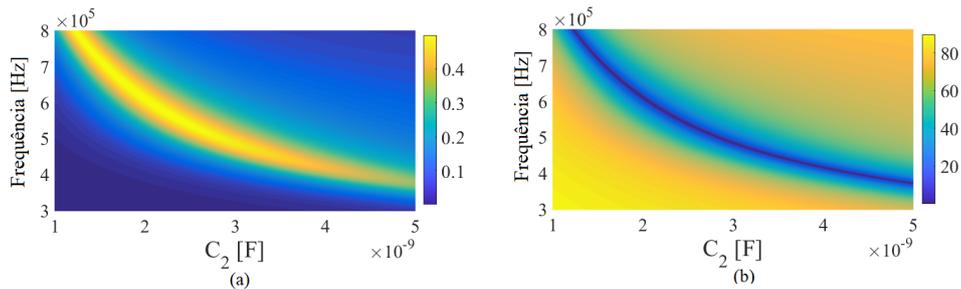
Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2020)

A Capacitância série do circuito transmissor  $C_{Stran}$  ( $C_1$  da Figura 7 e  $C_2$  da Figura 8) pode ser implementada por uma rede de capacitores chaveados para controlar a PDL do acoplamento indutivo do transmissor. Além disso, a frequência da fonte de alimentação pode ser ajustada, por exemplo, por um Sintetizador Digital Direto (DDS).

A Figura 34 (a) e (b) mostram o plano de contorno de frequência  $\times C_2$  para um ponto de coeficiente de acoplamento magnético  $k = 0,6$  do mesmo acoplamento indutivo apresentado na Figura 33. A Figura 34 (a) representa a PDL do sistema e a Figura 34 (b) representa o valor absoluto da fase de  $\mathbf{I}_S$ . A Figura 34 (a) também mostra a convexidade suave da PDL  $P(\omega, C_2)$  perto das condições estáticas iniciais

projetadas com o capacitor série  $C_2$  e a frequência angular  $\omega$ . Esses resultados mostram que a PDL máximo possível está fortemente associado à fase zero de  $\mathbf{I}_S$  (MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO, 2017; PORTO *et al.*, 2017; LIM *et al.*, 2014; WANG; STIELAU; COVIC, 2005). O ângulo de fase zero (ZPA) ( $|\phi_{I_S}| = 0$ ), associado com a máxima transferência possível  $P_o$  ocorre em cada dimensão do problema  $P_o(C_2, \omega, k, R_L)$ .

Figura 34 – (a) Contorno do plano de  $C_2 \times$  frequência de  $P_o$  em Watts. (b) Contorno do plano de  $|\phi|$  em graus.

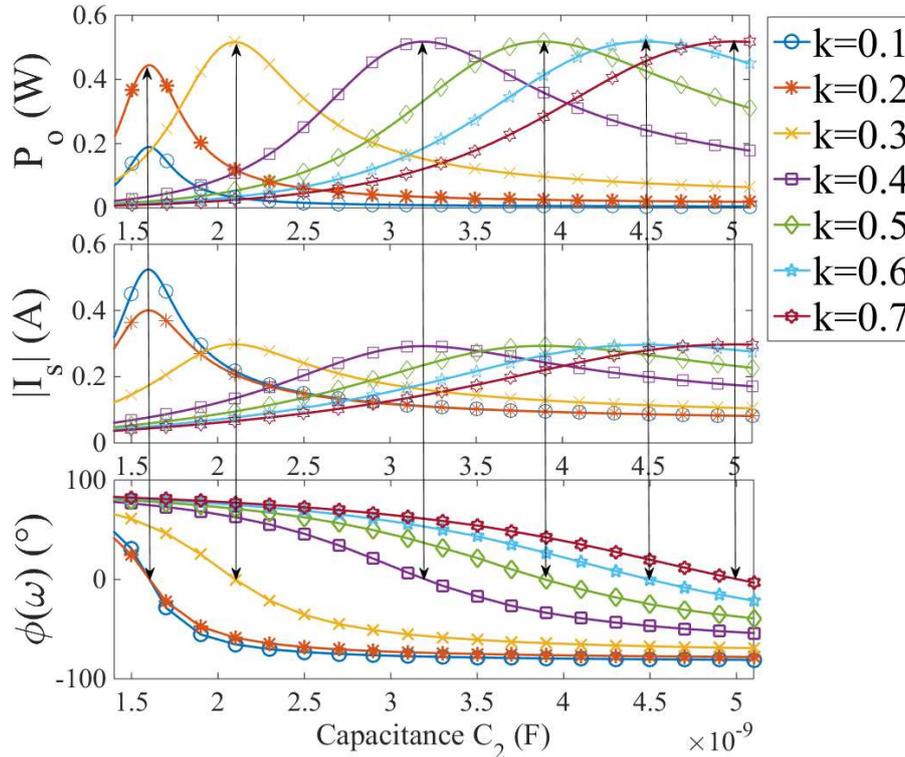


Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2020)

Os trabalhos desenvolvidos pelo grupo de pesquisa no qual o autor desta Tese está inserido têm buscado implementar técnicas para realizar a compensação em um acoplamento indutivo a fim de compensar variações na disposição física das bobinas e/ou da variação da impedância da carga do circuito receptor. Através de simulações e experimentos foi possível perceber que os efeitos da compensação multivariável, utilizando a frequência da fonte de excitação e a capacitância série do circuito transmissor como variáveis de sintonia, são significativos para variações do coeficiente de acoplamento magnético  $k$  baixos. Assim, buscou-se um método que conseguisse realizar a compensação do circuito através da observação de variáveis e atuação apenas a partir do circuito transmissor. Os métodos elaborados e apresentados até então buscavam atingir duas condições para garantir a máxima transferência de potência possível para a carga. A primeira condição era o ZPA da corrente da fonte  $\mathbf{I}_S$ . A segunda condição era um valor desta corrente  $\mathbf{I}_S$  que mantinha a potência entregue à carga em um valor elevado ao longo de uma grande faixa de coeficientes de acoplamentos magnéticos.

A Figura 35 demonstra que na região onde o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  consegue ser compensado, sendo neste acoplamento indutivo  $k > 0,3$  (Figura 33), a corrente da fonte  $\mathbf{I}_S$  também possui um valor praticamente constante. Todavia, uma desvantagem dessa abordagem é que nas regiões onde a potência entregue à carga possui um valor diferente da região constante haverá uma mudança também no valor de  $\mathbf{I}_S$ . Dessa maneira, os métodos apresentados por MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO (2017) e PORTO (2019) não conseguem sintonizar o acoplamento indutivo para todo o espectro de variações de coeficiente de acoplamento magnético. Assim, nessa Tese buscou-se uma abordagem genérica para compensar um acoplamento indutivo com quatro capacitores. Esta nova abordagem possibilita que a compensação ocorra em qualquer valor de coeficiente de acoplamento magnético  $k$  e para qualquer variação da impedância da carga  $Z_L$ . Ainda, através da modelagem apresentada, se torna possível realizar a previsibilidade da potência en-

Figura 35 – Valores de potência na carga  $P_o$ , associados à amplitude e a fase da corrente da fonte  $I_S$



Fonte: (MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO, 2017)

tregue à carga durante o processo de entrega de potência sem a necessidade de uma comunicação do circuito transmissor e receptor além da transferência de energia realizada. Dessa maneira, é possível realizar também um ajuste de potência máxima que pode ser entregue para carga a fim de evitar um possível aquecimento do circuito receptor.

### 3.2 Previsibilidade do circuito receptor

Os parâmetros do circuito equivalente das Figuras 7 e 8 podem variar quando as bobinas se movem, mudando o valor de  $k$  ou quando a impedância da carga muda (por exemplo, bateria recarregável) e, portanto, mudando a PDL. O método proposto nessa Tese parte do pressuposto que o circuito receptor de um acoplamento indutivo está inacessível e é necessário realizar ou o carregamento de sua bateria ou sua energização, sendo necessário o conhecimento de todos os parâmetros do circuito para realizar a sua sintonia. Assim, a magnitude e a fase da corrente de entrada do acoplamento indutivo ( $I_S$ ) podem ser monitoradas. Neste caso, para rastrear a máxima PDL possível.

Através da substituição da equação (24) em (28) é possível descrever qualquer parâmetro do circuito (Fig. 7, topologia P-S-S-P) em função da corrente da fonte  $I_S$ . Assim, o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  pode ser definido como uma função de  $I_S$  dada por

$$k = \pm \frac{\sqrt{\mathbf{U}_1}\sqrt{\mathbf{U}_2}}{j\omega\sqrt{L_1L_2}\sqrt{\mathbf{U}_3}} \quad (55)$$

onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_0 &= \mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1} \\ \mathbf{U}_1 &= -\mathbf{V}_S\mathbf{U}_0 + \mathbf{I}_S(\mathbf{Z}_{C1}(\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1}) + R_S\mathbf{U}_0) \\ \mathbf{U}_2 &= \mathbf{Z}_{C4}(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2}) + \mathbf{Z}_L(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2}) \\ \mathbf{U}_3 &= (-\mathbf{V}_S + \mathbf{I}_S(R_S + \mathbf{Z}_{C1}))(\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{C4}). \end{aligned}$$

Já se a topologia S-P-S-P for utilizada, o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  em termos da corrente da fonte  $\mathbf{I}_S$  é definido como

$$k = \pm \left| \frac{\mathbf{T}_1\mathbf{T}_2\mathbf{T}_3}{\omega\mathbf{T}_4\sqrt{L_1L_2}} \right| \quad (56)$$

onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_1 &= \sqrt{R_S + \mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2}} \\ \mathbf{T}_2 &= \sqrt{-\mathbf{V}_S(\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1}) + \mathbf{I}_S\mathbf{T}_5} \\ \mathbf{T}_3 &= \sqrt{\mathbf{Z}_{C4}(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2}) + \mathbf{Z}_L(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2})} \\ \mathbf{T}_4 &= \sqrt{-(R_S + \mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2})\mathbf{T}_6(\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{C4})} \\ \mathbf{T}_5 &= (\mathbf{Z}_{C2}\mathbf{Z}_{L1} + R_S(\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1}) + \mathbf{Z}_{C1}(\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1})) \\ \mathbf{T}_6 &= (-\mathbf{V}_S + \mathbf{I}_S(R_S + \mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2})). \end{aligned}$$

O coeficiente de acoplamento magnético  $k$ , definido pelas equações (55) e (56), foi concebido por meio de uma equação de terceiro grau com três soluções. A primeira é uma solução trivial e é descartada porque ocorre quando  $k = 0$ , ou seja, não há corrente circulando no circuito receptor. A segunda e terceira soluções possuem o mesmo valor em módulo. Porém, a direção do campo magnético gerado entre as bobinas não é definido ( $\pm$  na equação (55)). Essa incerteza no fluxo magnético poderá acarretar em uma indeterminação da fase da corrente na carga  $\mathbf{I}_L$ , onde a mesma estará deslocada de  $180^\circ$  dos valores positivo e negativo de  $k$ . Essa diferença implicará que o módulo da amplitude da corrente  $\mathbf{I}_L$  possuirá o mesmo valor para qualquer sentido de  $k$ .

Manipulando a equação (27) (topologia P-S-S-P),  $\mathbf{Z}_L$  também pode ser definido em termos da corrente  $\mathbf{I}_S$

$$\mathbf{Z}_L = \frac{\mathbf{I}_S\mathbf{Z}_{C4}(\mathbf{H} + R_S\mathbf{D}) - \mathbf{V}_S\mathbf{Z}_{C4}\mathbf{D}}{\mathbf{V}_S\mathbf{G} - \mathbf{I}_S(\mathbf{N} + R_S\mathbf{G})} \quad (57)$$

Onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \mathbf{X}_M^2 - (\mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1})(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2}) \\ \mathbf{G} &= \mathbf{X}_M^2 - (\mathbf{Z}_{C1} + \mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1})(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2}) \\ \mathbf{H} &= \mathbf{Z}_{C1}(\mathbf{X}_M^2 - (\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1})(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2})) \\ \mathbf{N} &= \mathbf{Z}_{C1}(\mathbf{X}_M^2 - (\mathbf{Z}_{C2} + \mathbf{Z}_{L1})(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2})). \end{aligned}$$

Já se a topologia S-P-S-P for utilizada, manipulando a equação (31), a carga  $\mathbf{Z}_L$  pode ser definida em termos da corrente da fonte  $\mathbf{I}_S$  é definido como

$$\mathbf{Z}_L = \frac{\mathbf{Z}_{C4}(-\mathbf{V}_S(\mathbf{T}_7 + \mathbf{T}_9) + \mathbf{I}_S(\mathbf{Z}_{C2}\mathbf{T}_7 + R_S(\mathbf{T}_7 + \mathbf{T}_9) + \mathbf{Z}_{C1}(\mathbf{T}_7 + \mathbf{T}_9)))}{\mathbf{V}_S\mathbf{T}_8 - \mathbf{I}_S(\mathbf{Z}_{C2}(\mathbf{Z}_{C3}\mathbf{Z}_{L1} + \mathbf{Z}_{C4}\mathbf{Z}_{L1} + \mathbf{Z}_{L1}\mathbf{Z}_{L2} - \mathbf{X}_M^2) + R_S\mathbf{T}_8 + \mathbf{Z}_{C1}\mathbf{T}_8)} \quad (58)$$

onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_7 &= \mathbf{Z}_{C3}\mathbf{Z}_{L1} + \mathbf{Z}_{L1}\mathbf{Z}_{L2} - \mathbf{X}_M^2 \\ \mathbf{T}_8 &= \mathbf{Z}_{C3}\mathbf{Z}_{L1} + \mathbf{Z}_{C4}\mathbf{Z}_{L1} + \mathbf{Z}_{L1}\mathbf{Z}_{L2} + \mathbf{Z}_{C2}(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{C4} + \mathbf{Z}_{L2}) - \mathbf{X}_M^2 \\ \mathbf{T}_9 &= \mathbf{Z}_{C2}(\mathbf{Z}_{C3} + \mathbf{Z}_{L2}). \end{aligned}$$

Logo, o estado atual de desalinhamento gerado entre as bobinas transmissora e receptora podem ser determinados e expressados através do coeficiente de acoplamento magnético  $k$ , e a variação na impedância da carga através de  $\mathbf{Z}_L$ . Dessa maneira, para sintonizar o acoplamento indutivo através do ajuste do capacitor  $C_{Stran}$  da rede de compensação capacitiva e da frequência angular  $\omega$ , a solução que determinará a máxima potência possível entregue à carga será expressa por

$$\frac{\partial P_o}{\partial \omega} = \frac{\partial P_o}{\partial C_{Stran}} = 0. \quad (59)$$

### 3.3 Otimização do processo de Transferência de Energia com variação de $\omega$ e $C_{Stran}$

Foi implementado um método de otimização que busca sintonizar o acoplamento indutivo com o uso da determinação de todos os parâmetros do circuito buscando alcançar a condição dada pela equação (59). Entretanto, tais condições nem sempre podem ser obtidas. No modelo adotado, o capacitor  $C_{Stran}$  é um elemento de um conjunto discreto de capacitores e, portanto, a solução exata de (59) é improvável. Assim, este trabalho apresenta um método de subida de encosta (*Hill Climbing*) para selecionar o valor de  $C_{Stran}$ . A principal vantagem deste método reside no fato de que pode ser resistente ao fenômeno de divisão de frequências por meio da definição adequada de restrições e de ponto inicial.

O modelo de otimização pode ser escrito, de maneira geral, por:

$$\begin{aligned} &\underset{\omega \in \mathbb{R}; C_{Stran} \in \mathbb{S}}{\text{maximize}} && P_o(\omega, C_{Stran}, \mathbf{I}_S) \\ &\text{sujeito a} && C_{Stran_o} \leq C_{Stran} \leq C_{Stran_f} \\ &&& \omega_o \leq \omega \leq \omega_f \end{aligned} \quad (60)$$

onde  $\omega_o = 2\pi f_o$  e  $f_o$  representa a frequência mínima e  $\omega_f = 2\pi f_f$  com  $f_f$  sendo a frequência máxima de busca de sintonia para o projeto do acoplamento indutivo. Já  $C_{Stran_o}$  e  $C_{Stran_f}$  representam, respectivamente, os valores mínimos e máximos da capacitância série da rede de compensação do circuito transmissor da aplicação alvo.  $P_o$  é a potência entregue à carga que será escrita em termos da corrente da fonte  $\mathbf{I}_S$  do circuito transmissor e das variáveis de sintonia ( $\omega = 2\pi f$  com  $f$  a frequência da fonte de excitação e  $C_{Stran}$  capacitância série do circuito transmissor). Usualmente a variável de sintonia  $\omega$  é composta pelo conjunto dos números reais,

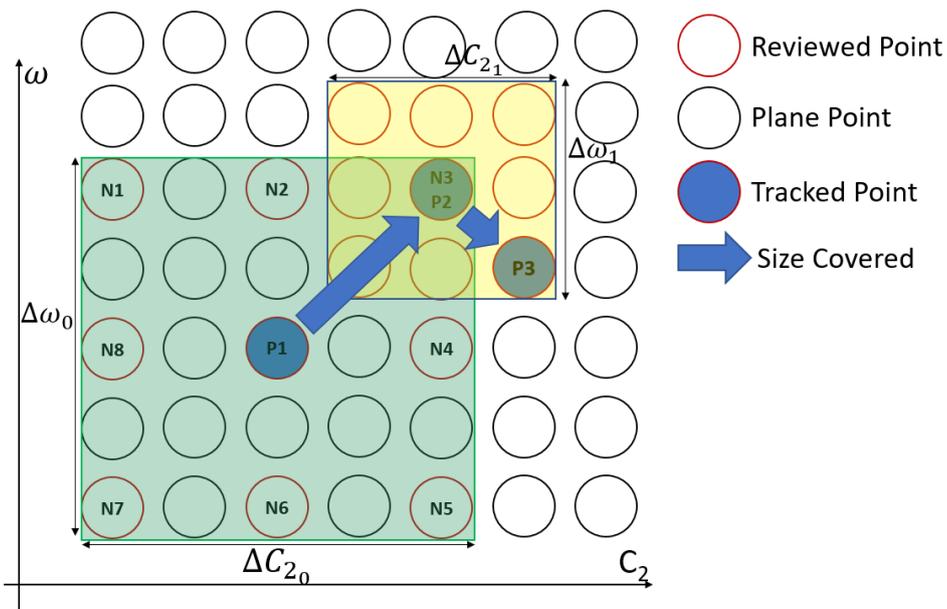
mas a variável  $C_{Stran}$  pode ser composta por um subconjunto de valores discretos no processo de busca de sintonia. Essa diferença ocorre porque uma aplicação que utiliza um acoplamento indutivo pode utilizar um DDS (*Digital Direct Synthesis*) para realizar o controle da frequência de operação da fonte de excitação e o controle da capacitância  $C_{Stran}$  pode ser implementado através de uma rede de capacitores chaveados.

Neste trabalho é considerado que a variável de sintonia  $C_{Stran}$  possui um comportamento de variação composta pelo conjunto de capacitores comerciais da série E24. Assim, como o processo de otimização possui uma variável de sintonia discreta e outra contínua é possível implementar modelos distintos de variação para cada uma delas. Todavia, foi escolhido aplicar um método de otimização semelhante ao método de subida de encosta (*Hill Climb*) em ambos os sentidos de busca ( $C_{Stran}$  e  $\omega$ ).

O método de otimização multivariável aplicado (uma variação do método *Hill Climb*) usa a frequência angular da fonte de excitação em  $\omega$  e a capacitância série do transmissor  $C_{Stran}$ . Os pontos vizinhos da potência estimada na carga são verificados nessas duas variáveis de ajuste a fim de determinar a direção das variações com maior probabilidade de maximizar  $P_o$  em (60). Assim, na próxima etapa o par  $(\omega, C_{Stran})$  na direção com maior valor na função objetivo é escolhido. O processo termina quando o procedimento encontra o topo da colina de superfície.

O objetivo desse trabalho é alcançar a máxima potência possível entregue à carga  $P_o$  (33). Todavia, se o projeto precisar otimizar a eficiência (34) ou eficiência e potência ao mesmo tempo, o modelo (60) precisa ser modificado para integrar a eficiência nos cálculos de sintonia do acoplamento indutivo.

Figura 36: Exemplo de iteração do método de sintonia implementado



Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2020)

A Figura 36 mostra uma ilustração de como o método implementado se aproxima da solução. Assumimos que as variáveis de sintonia  $\omega$  e  $C_2$  ( $C_2 = C_{Stran}$  neste exem-

plo de configuração P-S-S-P) são discretas e podem variar de acordo com os passos de  $\Delta\omega_0$  e  $\Delta C_{20}$ , respectivamente.  $\Delta\omega_0$  e  $\Delta C_{20}$  são as etapas iniciais de frequência e capacitância. Um espaço de busca de 8 possibilidades é definido de acordo com os pontos de vizinhança ( $N_1$  a  $N_8$  referido ao ponto rastreado  $p_1$ ). Podemos ver que o passo do ponto rastreado  $p_1$  para  $p_2$  na Figura 36 é máximo e o passo de  $p_2$  para  $p_3$  é modificado de acordo com (61) e (62) em um processo de refinamento do espaço de busca

$$\Delta\omega_{i+1} = \alpha\Delta\omega_i \quad (61)$$

$$\Delta C_{2i+1} = \beta\Delta C_{2i} \quad (62)$$

onde,  $\alpha$  e  $\beta$  são atualizações de etapas e têm valores entre 0 e 1 a fim de reduzir o espaço de busca. É importante notar que  $\beta$  deve permitir apenas múltiplos da resolução da capacitância  $C_2$  para evitar encontrar um ponto que não possa ser implementado. Caso  $\alpha$  ou  $\beta$  seja nulo ( $\alpha = 0$  ou  $\beta = 0$ ), o método realizará uma sintonia com apenas uma variável de sintonia.

O ponto inicial de busca para sintonizar o acoplamento indutivo é de extrema importância para o método, pois o mesmo irá impactar no tempo de convergência e também na localização do topo global de máxima PDL. O problema proposto em (60) pode possuir outros valores máximos locais quando há o fenômeno de divisão de frequência de ressonância no acoplamento indutivo implementado. Para tornar o problema resistente ao *frequency splitting* é necessário que  $\omega_f$  limite o espaço de busca, como, por exemplo, através de (37) ou que o ponto inicial esteja sintonizado a um coeficiente de acoplamento magnético  $k_0$  prévio e que a próxima variação de coeficiente de acoplamento magnético  $k_1$  não possua variações muito bruscas para as variáveis de sintonia.

Para acelerar a resposta da sintonia do acoplamento indutivo, o sistema pode incluir uma segunda função objetivo que visa minimizar a fase de impedância de entrada do acoplamento indutivo a fim de definir um melhor ponto inicial de busca.

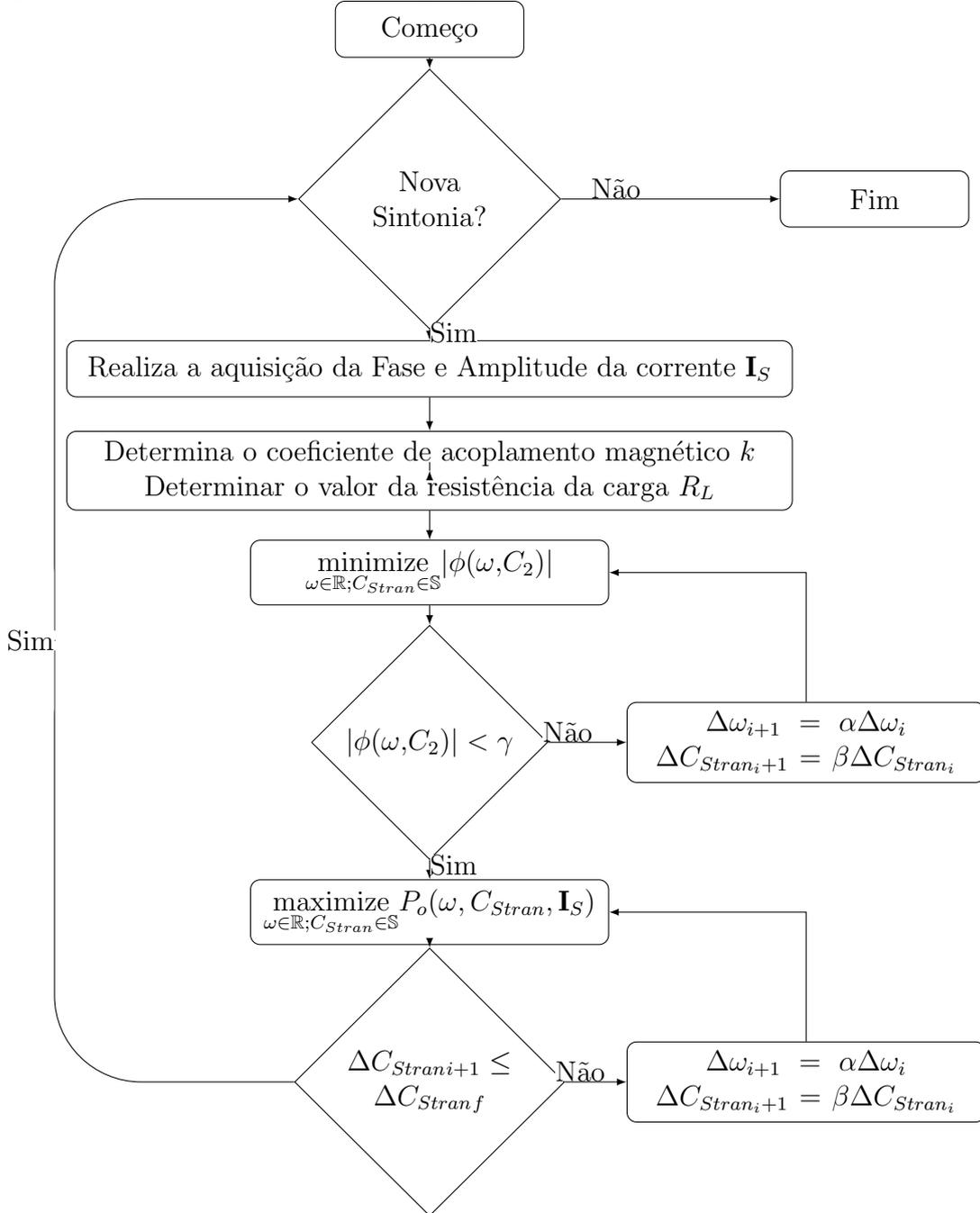
As Figuras 34 (a) e (b) ajudam a visualizar uma correlação entre a fase de  $\mathbf{I}_S$  referida como  $\phi_{I_S}$  (34 (b)) e a PDL (34 (a)). Para acelerar a sintonia, o processo passa a buscar o ZPA pela minimização da fase de ( $|\phi_{I_S}(\omega, C_{Stran})|$ ) com (63) e só então maximizando a potência na carga  $P_o$  com (60). Este procedimento permite uma convergência rápida, em apenas alguns passos. Para tornar o processo ainda mais rápido, assume-se que o processo de otimização se encerra quando a fase  $|\phi(\omega, C_{Stran})| < \gamma$ , como

$$\begin{aligned} & \underset{\omega \in \mathbb{R}; C_{Stran} \in \mathbb{S}}{\text{minimize}} && |\phi(\omega, C_2)| = |\phi_{V_S}(\omega, C_{Stran}) - \phi_{I_S}(\omega, C_{Stran})| \\ & \text{sujeito a} && C_{Stran_o} \leq C_{Stran} \leq C_{Stran_f} \\ & && \omega_o \leq \omega \leq \omega_f \end{aligned} \quad (63)$$

onde  $\phi(\omega, C_2)$  é a fase de  $\mathbf{I}_S$  em relação a referência  $\mathbf{V}_S$  e  $\gamma$  é definido como o ângulo de fase máximo  $\phi(\omega, C_2)$  da impedância de entrada. Assim, podemos começar reduzindo o ângulo da impedância de entrada  $\phi(\omega, C_2)$  para acelerar a convergência do método. Como (63) possui infinitas soluções, o ponto de parada do método deverá ocorrer quando  $\phi(\omega, C_2)$  possuir um valor próximo da ZPA ( $|\phi(\omega, C_2)| \leq \gamma$ ) ou quando a etapa de minimização possuir um ganho relativamente pequeno na função objetivo de minimização.

Após o processo de busca de fase mínima, a função (60) é executada até o método convergir. Desta forma, um método de subida simples se aproxima da convexidade de  $P_o(\omega, C_2)$  e quando a função  $P_o(\omega, C_2)$  converge, a fase estará próxima do ZPA.

Figura 37: Fluxograma do método proposto para alcançar a máxima PDL possível



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

A Figura 37 mostra o fluxograma do problema de otimização. É uma variação do método *Hill Climb* implementado para sintonizar a frequência angular  $\omega$  e a capacitância  $C_{Stran}$  a fim de maximizar  $P_o$  (33). O processo começa realizando a medição da fase e magnitude da corrente de  $\mathbf{I}_S$ . Assim, o coeficiente de acoplamento magnético  $k(\mathbf{I}_S)$  (55) ou (56) e a impedância de carga  $Z_L(\mathbf{I}_S)$  (57) ou (58) são estimados. Portanto, o procedimento do método proposto é minimizar o ângulo

de fase da impedância de entrada  $\phi$  com (63), e então maximizar  $P_o$  com (60). Este processo pode ser iterativo para sintonizar a PDL do acoplamento indutivo de maneira contínua. O processo de maximização acaba quando  $\Delta C_{Stranf}$  for o menor valor possível aceito de variação para a capacitância  $C_{Stran}$ .

Caso seja necessário, é também possível realizar a limitação da potência entregue à carga pelo modelo de otimização proposto. Dessa maneira, a limitação da PDL surge como uma nova restrição no problema de maximização (60). Essa restrição pode ser implementada em aplicações que necessitam evitar problemas de sobreaquecimento no circuito receptor, tais quais aplicações biomédicas.

### 3.4 Sintonia do acoplamento indutivo através da escolha dos capacitores de compensação

Em um acoplamento indutivo ressonante é necessário haver algum conjunto de compensação para buscar suprimir a impedância gerada pelas bobinas transmissora e receptora. Para este fim, normalmente é utilizado um conjunto de capacitores ligados ao circuito transmissor e receptor do acoplamento indutivo. Estas redes são definidas a partir de determinados parâmetros do acoplamento indutivo, tais como: tensão e resistência de entrada da fonte ( $V_S$  e  $R_S$ ), indutâncias e resistências das bobinas transmissora e receptora ( $L_1, R_1, L_2, R_2$ ), frequência de operação  $f$  (ou frequência angular  $\omega = 2\pi f$ ) e resistência de carga ( $R_L$ ). Com estes parâmetros definidos e mantidos fixos, o conjunto de capacitores que otimiza a eficiência ou a potência (ou ambos) na carga para um determinado valor de coeficiente de acoplamento magnético  $k$  pode ser estimado. O  $k$  fixo pode representar uma determinada disposição física entre as bobinas transmissoras e receptoras.

Em trabalhos como (AZAMBUJA *et al.*, 2013; LIM *et al.*, 2014; MURLIKY; PORTO; BRUSAMARELLO, 2017; KIM; ABU-SIADA; SUTINJO, 2019; PORTO, 2019), parâmetros como a frequência angular  $\omega$  e o coeficiente de acoplamento do acoplamento indutivo  $k$  também são determinados para calcular os capacitores de compensação do acoplamento indutivo. Todavia, neste trabalho, a análise da compensação do acoplamento para desalinhamentos na disposição física das bobinas é realizado já nas etapas de determinação do coeficiente de acoplamento do acoplamento indutivo  $k$ . Assim, para essas variáveis são utilizadas faixas de operações possuindo valores mínimos ( $\omega_{min}$  e  $k_{min}$ ) e máximos de operação ( $\omega_{max}$  e  $k_{max}$ ) para determinar o conjunto de capacitores de compensação do acoplamento indutivo.

Nesta análise, assumindo o circuito da Figura 8, a sintonia da potência entregue à carga  $P_o$  deve compensar o desalinhamento das bobinas  $k$  através da variação da frequência angular  $\omega$  e da capacitância série do primário  $C_1$ . Esse conjunto multivariável de compensação é utilizado para que não haja a necessidade de possuir uma comunicação extra com o circuito receptor, ou seja, é assumido que o circuito receptor não está acessível para realizar medições.

Para determinar o melhor conjunto de sintonia do acoplamento indutivo para um determinado ponto de operação é necessário que as seguintes relações sejam satisfeitas:

$$\frac{\partial P_o}{\partial \omega} = \frac{\partial P_o}{\partial C_1} = \frac{\partial P_o}{\partial C_2} = \frac{\partial P_o}{\partial C_3} = \frac{\partial P_o}{\partial C_4} = \frac{\partial P_o}{\partial Z_L} = 0. \quad (64)$$

Para alcançar a máxima potência transferida à carga, respeitando o teorema da

máxima transferência de potência (48), a equação (64) deve ser satisfeita. Porém essa relação usualmente não é alcançada, visto que os capacitores utilizados ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ ) possuem valores discretos e comerciais. Além disso, para que o teorema se aplique, é necessário que a impedância interna seja igual ao conjugado da carga  $Z_{in} = Z_L^*$  e nesse trabalho a parte real da impedância não é ajustada. Assim, o termo **máxima transferência de potência possível** é utilizado para determinar a maior potência entregue à carga possível, dadas as limitações expostas.

### 3.4.1 Busca pelo Ponto de Operação

Para determinar uma aplicação, nesta análise foi assumido que é de conhecimento:

- As impedâncias das bobinas transmissora  $L_1$  e receptora  $L_2$  e suas resistências intrínsecas, respectivamente  $R_1$  e  $R_2$ ;
- A tensão elétrica e a resistência série da fonte  $V_S$  e  $R_S$ ;
- A resistência de carga  $R_L$ .

Assim, é necessário determinar também o ponto de operação de  $\omega$  e o valor do coeficiente de acoplamento magnético  $k$  da aplicação.

Além da complexidade da equação (64) ser determinada analiticamente, ela também necessita ser recalculada para cada topologia de rede de compensação de capacitores utilizada. A fim de contornar esse problema, um algoritmo baseado no método de Monte Carlo, foi implementado para a definição dos capacitores de compensação do acoplamento indutivo (AZAMBUJA *et al.*, 2013). Dessa maneira, são gerados grupos de capacitores aleatoriamente e com um número finito de tentativas é possível chegar o mais próximo quanto se queira do ponto de otimização do processo, dependendo somente da capacidade computacional disponível.

AZAMBUJA *et al.* (2013) utilizavam valores determinados para frequência e coeficiente de acoplamento magnético para determinar o conjunto de capacitores de compensação que iriam buscar a máxima transferência de potência possível para a carga  $P_o$ . Assim, o algoritmo básico era formado por:

1. Inicializar  $best_{P_o} = 0$ ;
2. Aleatoriamente gerar os valores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ ;
3. Calcular  $P_o$ ;
4. Testar se  $P_o$  é melhor que  $best_{P_o}$ . Se um dos testes resultar em verdadeiro, guardar os valores dos capacitores calculados e atualizar a variável correspondente ao valor ótimo do parâmetro;
5. Repetir a partir de 2 até chegar no número máximo de iterações.

A Tabela 2 ilustra dados utilizados como ponto inicial de busca para determinar os capacitores da rede de compensação. Aplicando o algoritmo 5 vezes com um número máximo de 2 milhões interações, em um espaço de busca com mais de 2 bilhões de possibilidades ( $216^4$ ), são obtidos 5 conjunto de capacitores com valores de potência muito próximos (observa-se que o  $k$  é mantido fixo). Os conjuntos de

Tabela 2 – Parâmetros do acoplamento indutivo utilizado na exemplificação de determinação da rede de compensação capacitiva

Símbolos	Parâmetros	Valor
$f$	Frequência de operação	1 MHz
$R_S$	Resistência da fonte de tensão	0,5 $\Omega$
$V_S$	Amplitude da tensão da fonte de entrada	15,0 V
$R_1$	Resistência DC da bobina transmissora	1,5 $\Omega$
$R_2$	Resistência DC da bobina receptora	1,5 $\Omega$
$L_1$	Indutância da bobina transmissora	6,1868 $\mu\text{H}$
$L_2$	Indutância da bobina receptora	6,1868 $\mu\text{H}$
$Z_L = R_L$	Resistência da carga	47 $\Omega$
$k$	Coefficiente de acoplamento magnético	0,6

Tabela 3 – Conjunto de capacitores de compensação obtidos utilizando o método de Monte Carlo através dos dados iniciais fornecidos pela Tabela 2

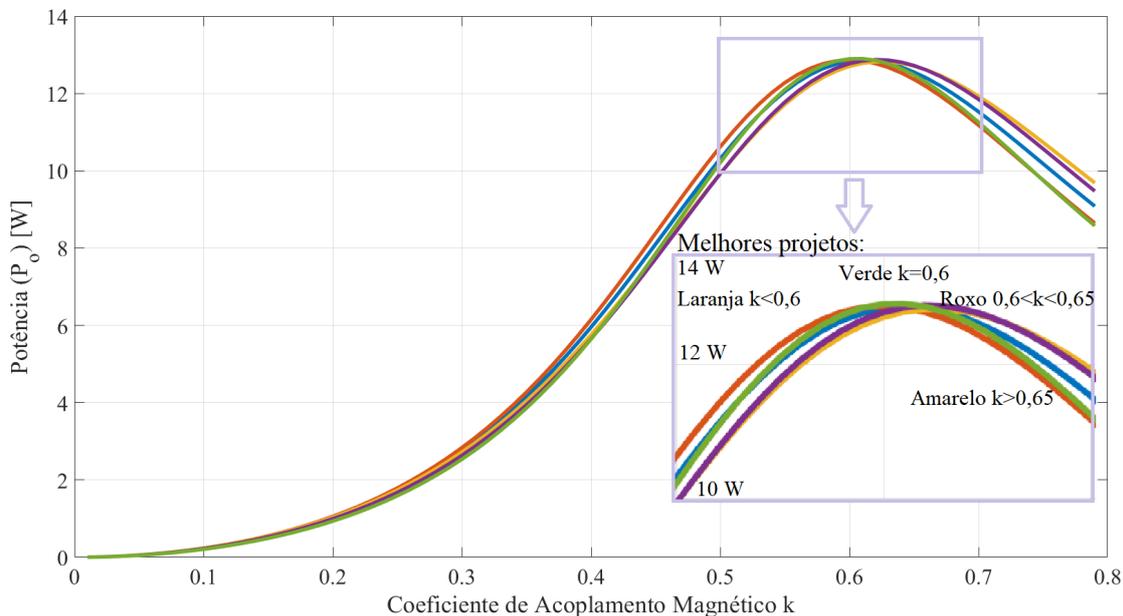
$k$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$P_o$	Cores (Fig. 38 e 39)
0,6	3,6 nF	10 pF	68 pF	1,2 nF	12,83 W	Azul
0,6	3,6 nF	4 pF	110 pF	1,2 nF	12,86 W	Laranja
0,6	3,6 nF	24 pF	2 pF	1,2 nF	12,70 W	Amarelo
0,6	3,6 nF	1 pF	51 pF	1,2 nF	12,77 W	Roxo
0,6	3,6 nF	16 pF	150 pF	1,1 nF	12,89 W	Verde

capacitores de compensação obtidos através do algoritmo de busca são apresentados na tabela 3.

Fixando o coeficiente de acoplamento magnético  $k$ , observa-se que os valores da potência entregue à carga  $P_o$  mostrados na Tabela 3 são muito próximos, mostrando que o método é bastante consistente na escolha dos capacitores em um comportamento estático. Todavia, uma análise do comportamento dinâmico do acoplamento indutivo mostra que há diferentes conjuntos de capacitores que possuem melhor comportamento dependendo do coeficiente de acoplamento magnético. A Figura 38 demonstra que alguns conjuntos de capacitores informados na Tabela 3 possuem melhor comportamento para coeficientes de acoplamento menores e outros para coeficiente de acoplamento maiores.

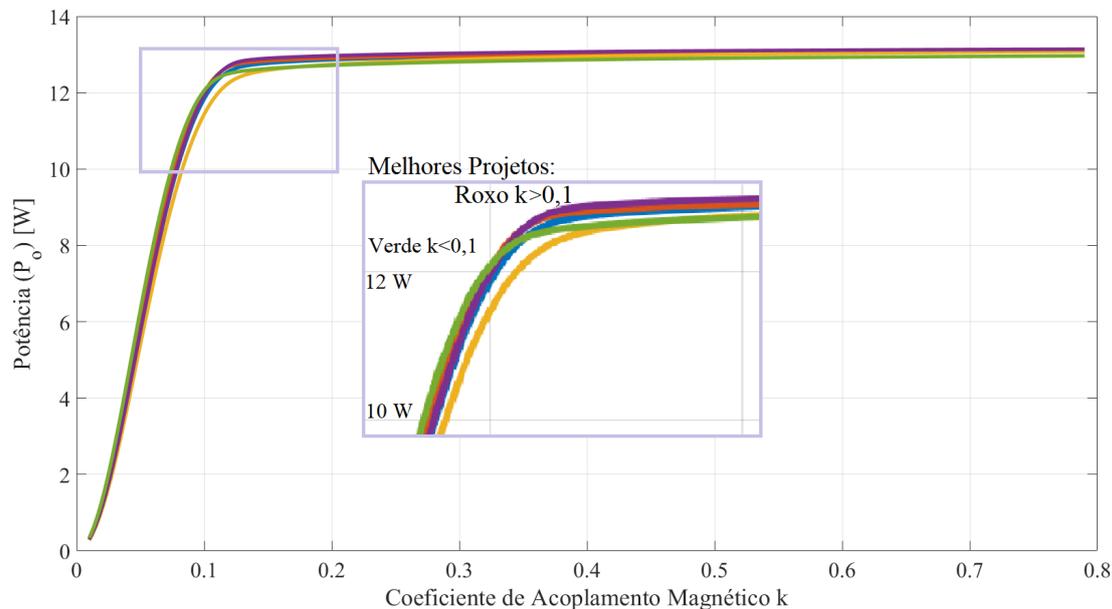
Quando a sintonia multivariável do acoplamento indutivo é empregada por meio do ajuste simultâneo de  $\omega$  e do capacitor série da rede de compensação do circuito transmissor  $C_1$ , é possível verificar que há também um comportamento dinâmico distinto para cada projeto de capacitores. A Figura 39 mostra que dependendo do projeto escolhido haverá uma potência entregue à carga  $P_o$  mais elevada para coeficientes de acoplamento magnético baixos ou elevados. Um detalhe interessante de verificar é que o projeto em curva verde que ilustra a maior potência entregue à carga para um coeficiente de acoplamento magnético de projeto ( $k = 0,6$ ) no sistema estático (Figura 38), também apresenta os maiores valores de potência transferida à carga em coeficientes de acoplamentos baixos ( $k < 0,1$ ) na sintonização do acoplamento indutivo (Figura 39).

Figura 38 – Comportamento dos conjuntos de capacitores (Tabela 3) variando o coeficiente de acoplamento magnético  $k$ . As linhas das tabelas estão nas respectivas cores: Azul, Laranja, Amarelo, Roxo e Verde.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 39 – Comportamento dos conjuntos de capacitores (tabela 3) realizando a sintonia da frequência angular  $\omega$  e do capacitor  $C_1$  em cada coeficiente de acoplamento magnético  $k$ . As linhas das tabelas estão nas respectivas cores: Azul, Laranja, Amarelo, Roxo e Verde.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

### 3.4.2 Busca pela Faixa de Operação

A compensação multivariável (para o acoplamento indutivo dinâmico) pode afetar de maneira significativa a escolha do conjunto de capacitores. Dessa forma, uma

alternativa foi elaborada para definir o melhor conjunto de capacitores de compensação para variações do coeficiente de acoplamento magnético. Dessa maneira, o método foi implementado para que fossem gerados vários conjuntos de capacitores que buscam otimizar  $P_o$  para diferentes coeficientes de acoplamento magnético  $k$ . Assim, é possível projetar uma aplicação para uma determinada faixa de coeficientes de acoplamentos magnéticos  $\Delta k$ . Outra limitação que pode ser imposta pela tecnologia utilizada é uma limitação imposta pelas variáveis de sintonia do acoplamento indutivo, sendo estas  $\Delta\omega$  e  $\Delta C_1$ .

Na busca pela máxima transferência de potência possível considerando apenas o desalinhamento das bobinas é necessário determinar:

- A faixa de frequência para  $\Delta\omega = 2\pi f$ ;
- A faixa de operação do coeficiente de acoplamento  $\Delta k$ ;
- Os capacitores de compensação  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ .

Assim, o algoritmo utilizado para realizar a procura do conjunto de capacitores considerando uma faixa de  $k$  é formado pelos seguintes passos:

1. Inicializar  $best_{\sum P_o} = 0$  e  $iteracao_k = 0$ ;
2. Determinar  $k_{min}$ ,  $k_{max}$  e  $length_k$  para determinar quantos pontos serão calculados entre a faixa de  $k$ ;
3.  $k = k_{min} + \frac{k_{max} - k_{min}}{length_k} \cdot iteracao_k$ ;
4. Inicializar  $best_{P_o} = 0$ ;
5. Aleatoriamente gerar os valores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$ ;
6. Calcular  $P_o$ ;
7. Testar se  $P_o$  é melhor que  $best_{P_o}$ . Se um dos testes resultar em verdadeiro, guardar os valores dos capacitores calculados e atualizar a variável correspondente ao valor ótimo do parâmetro;
8. Repetir a partir de 5 até chegar no número máximo de iterações para os capacitores.
9. Calcular  $\sum_{n=k_{min}}^{k_{max}} P_o(n)$  para todo  $n$  sintonizado através de

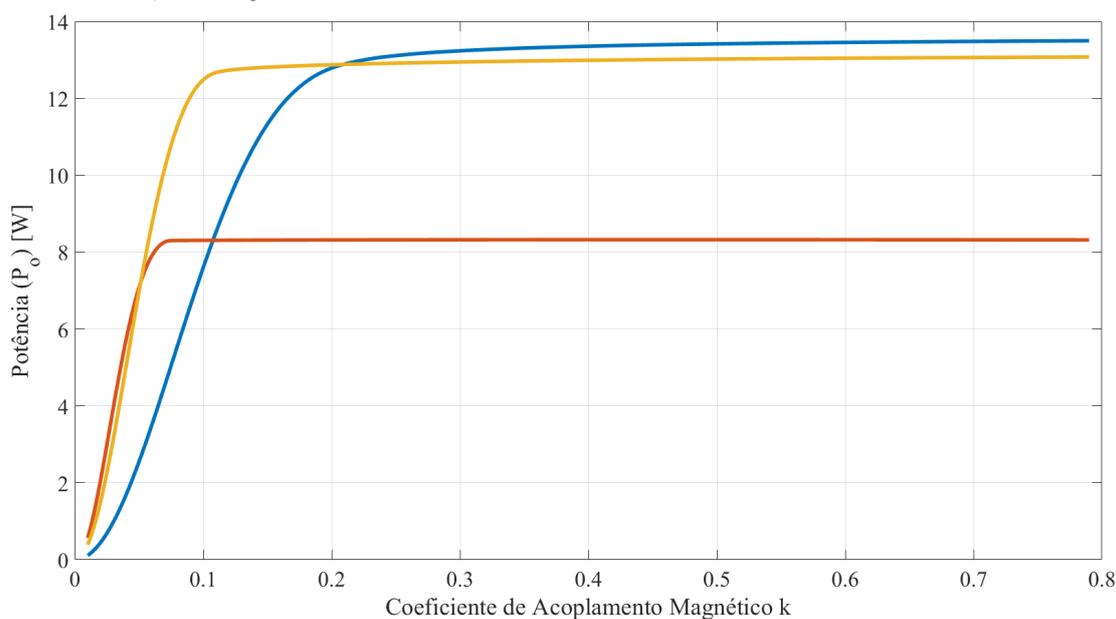
$$\begin{aligned}
 & \underset{\omega \in \mathbb{R}; C_{Stran} \in \mathbb{S}}{\text{maximize}} && P_o(C_{Stran}, \omega) = \frac{1}{2} |\mathbf{I}_L(C_{Stran}, \omega)|^2 \cdot R_L \\
 & \text{sujeito a} && \omega_o \leq \omega \leq \omega_f \\
 & && C_{Stran_o} \leq C_{Stran} \leq C_{Stran_f}
 \end{aligned} \tag{65}$$

10. Testar se  $\sum P_o$  é melhor que  $best_{\sum P_o}$ . Se um dos testes resultar em verdadeiro, guardar os valores dos capacitores calculados e atualizar a variável correspondente ao valor ótimo do parâmetro;
11. Repetir a partir de 3 até chegar  $k = k_{max}$ .

Esse algoritmo é capaz de determinar um bom conjunto de capacitores para determinados aspectos do acoplamento indutivo. Por exemplo, na Tabela 4 são apresentados três conjuntos de capacitores para sintonizar o acoplamento indutivo em faixas distintas de coeficiente de acoplamento magnético. Os dados obtidos mostram que há uma diferença significativa nas regiões de projeto para cada capacitor. Um detalhe importante para se levar em consideração é que o passo 9 do novo algoritmo pode ser substituído por algum outro critério para definição do melhor conjunto de compensação dos capacitores.

A Figura 40 apresenta três conjuntos de capacitores, sendo a curva em azul o projeto para um coeficiente de acoplamento de valor médio de  $k = 0,7$ . Já a curva em laranja apresenta o projeto para coeficiente de acoplamento médio de  $k = 0,03$  e a curva em amarelo de  $k = 0,1$ . É possível perceber que as potências (Tabela 4) desses projetos de sintonia do acoplamento indutivo nos pontos médios da faixa de coeficiente de acoplamento magnético possuem vantagens significativas em relação aos demais projetos. Dessa maneira, uma análise prévia da sintonia pode colaborar para que seja aumentada a máxima potência possível entregue à carga. Para o coeficiente de acoplamento  $k = 0,03$  é possível verificar que há uma diferença de até aproximadamente 3 W entre os projetos do sistema. Já no caso da curva para o acoplamento  $k = 0,7$  a maior diferença entre os projetos está em 5,12 W. Um detalhe interessante de se verificar é que nesse tipo de proposta não é possível realizar uma comparação direta para definir qual é o melhor projeto para realizar a compensação do sistema. Porém é possível afirmar qual é o melhor conjunto de capacitores para uma determinada faixa de variação de  $k$ . O algoritmo de otimização apresentado foi implementado para um ajuste multivariável, porém o passo 9 do mesmo pode ser modificado para uma sintonia com apenas uma variável ou até mesmo a otimização da eficiência do sistema ou das faixas de sintonia do acoplamento indutivo.

Figura 40 – Comportamento dos conjuntos de capacitores (Tabela 4) variando o coeficiente de acoplamento magnético  $k$ . As linhas das tabelas estão nas respectivas cores: Azul, Laranja e Amarelo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Tabela 4 – Conjunto de capacitores de compensação obtidos utilizando os dados iniciais fornecidos pela Tabela 2 e focando em faixas de coeficientes de acoplamentos magnéticos  $k$  diferentes

$k$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$P_o$	Cores (Fig. 40)
0,7	4,3 nF	1 pF	750 pF	36 uF	13,46 W	Azul
0,7	4,3 nF	6 pF	3,3 nF	1 nF	8,32 W	Laranja
0,7	3,6 nF	2 pF	6 pF	820 pF	13,06 W	Amarelo
0,1	4,3 nF	1 pF	750 pF	36 uF	7,59 W	Azul
0,1	4,3 nF	6 pF	3,3 nF	1 nF	8,30 W	Laranja
0,1	3,6 nF	2 pF	6 pF	820 pF	12,48 W	Amarelo
0,03	4,3 nF	1 pF	750 pF	36 uF	0,98 W	Azul
0,03	4,3 nF	6 pF	3,3 nF	1 nF	3,96 W	Laranja
0,03	3,6 nF	2 pF	6 pF	820 pF	3,13 W	Amarelo

A rede de capacitores de compensação do acoplamento indutivo pode ser determinada a fim de melhorar alguns espectros do sistema em detrimento de outros. Assim, as restrições impostas pela aplicação é que determinam o melhor projeto dessa rede. O método proposto é descrito de maneira geral, ou seja, pode ser aplicado em qualquer topologia de rede de capacitores que for utilizado (sendo necessário apenas realizar a adaptação da função objetivo).

### 3.5 Etapas de implementação de um acoplamento indutivo

A Figura 41 mostra um fluxograma simplificado descrevendo as etapas do projeto do acoplamento indutivo. Primeiramente são definidas as dimensões da bobina receptora, dadas as restrições da aplicação e da tecnologia de construção da bobina. Dessa maneira, é possível realizar o cálculo da bobina transmissora em relação a distância entre as bobinas transmissora e receptora. Por fim, são definidos os capacitores da rede capacitiva de compensação. Depois de construir as bobinas, a fonte de alimentação é definida, de acordo com as demandas de potência e frequência (fixa ou variável). Nesse caso, a aplicação, representada pela carga, definirá essas restrições.

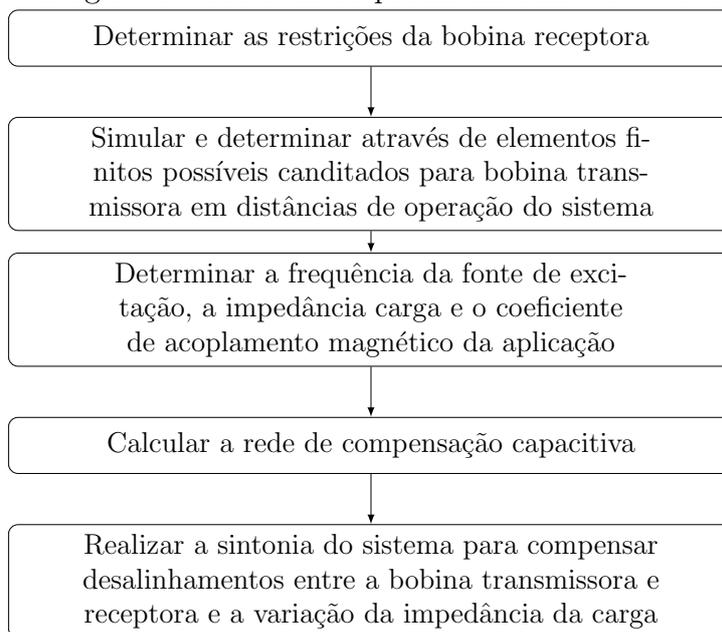
Uma vez o acoplamento construído, o mesmo é submetido a vários testes, nos quais as distâncias entre as bobinas são variadas. Assim, dois aparatos foram concebidos para que movimentos em duas dimensões possam ser controlados. Os valores obtidos experimentalmente com essa estrutura também podem ser confrontados por meio de uma simulação eletromagnética com um *software* de elementos finitos. Por fim, é necessário implementar as estratégias de compensação do acoplamento indutivo que foram apresentadas anteriormente.

#### 3.5.1 Simulação do par de Bobinas

Um *software* para simulação eletromagnética 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 fios. Dessa maneira é possível averiguar o impacto da geometria durante as simulações.

O *software* COMSOL Multiphysics aborda princípios como fenômenos de transporte, teoria de campo eletromagnético e mecânica de sólidos. Uma vez que o

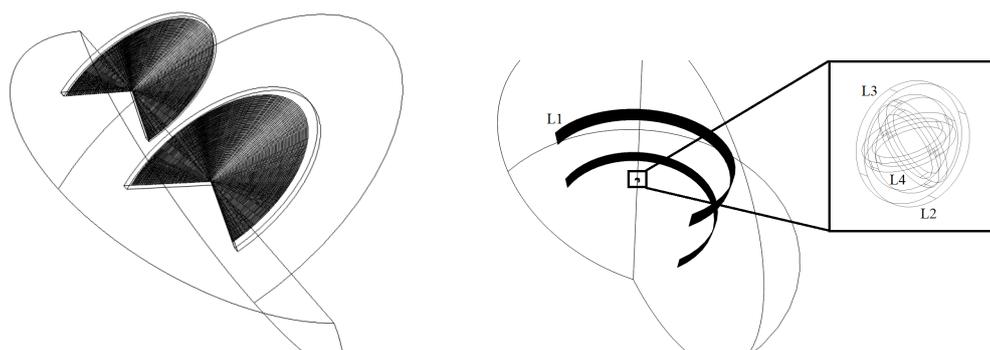
Figura 41: Fluxograma mostrando os passos do desenvolvimento do projeto



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

problema é formulado geometricamente, é executada uma simulação através de elementos finitos. Dessa maneira, é possível calcular o coeficiente de acoplamento magnético das bobinas a partir destas simulações.

Figura 42 – Bobinas simuladas utilizando o *software* para simulação eletromagnética



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Como mostrado na Figura 42 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 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. Como a indutância mútua entre duas bobinas pode ser obtida somente entre as relações geométricas entre as

<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 Ampère.

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  $I_1 = 1 \text{ A}$ . Já na bobina receptora, para um caso de circuito aberto, a corrente especificada é de  $I_2 = 0 \text{ A}$ . 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 realizado por meio da equação (13). Quando é necessário realizar simulações apenas para variar uma das bobinas no eixo  $z$  é possível utilizar um modelo de simetria a fim de acelerar o processo de simulação. Todavia, quando utilizado simulações com bobinas variando suas disposições físicas no eixo X e/ou Y é necessário que seja utilizado a construção de um modelo 3D no software de elementos finitos. Assim, nesta tese são utilizados modelagens assimétricas e 3D a fim de verificar o comportamento dinâmico do sistema com o objetivo de predeterminar a relação de coeficiente de acoplamento magnético  $k$  gerado pelo par de bobinas transmissora e receptora para que então seja realizado a determinação da rede de compensação capacitiva para a região simulada.

### 3.5.2 Projeto da Fonte de Excitação

É necessário construir uma etapa de potência para suprir a demanda de potência exigida pela carga. Para os resultados apresentados nessa Tese, o circuito da Figura 43(a) foi construído para amplificar o sinal de um gerador de funções. O circuito da Figura 43(a) é baseado no trabalho apresentado por (PORTO *et al.*, 2015).

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  $0,5 \Omega$ . Embora, todos os resultados apresentados até o presente momento tenham sido obtidos a partir de uma fonte linear com resposta sinusoidal, a proposta prevê o desenvolvimento de um sistema que pode vir a utilizar uma excitação com um oscilador mais simples, com uma forma de onda quadrada, devido a facilidade de desenvolvimento e possibilidade de aumento de potência entregue ao acoplamento indutivo.

### 3.5.3 Arquitetura da proposta de sistema de compensação dinâmica

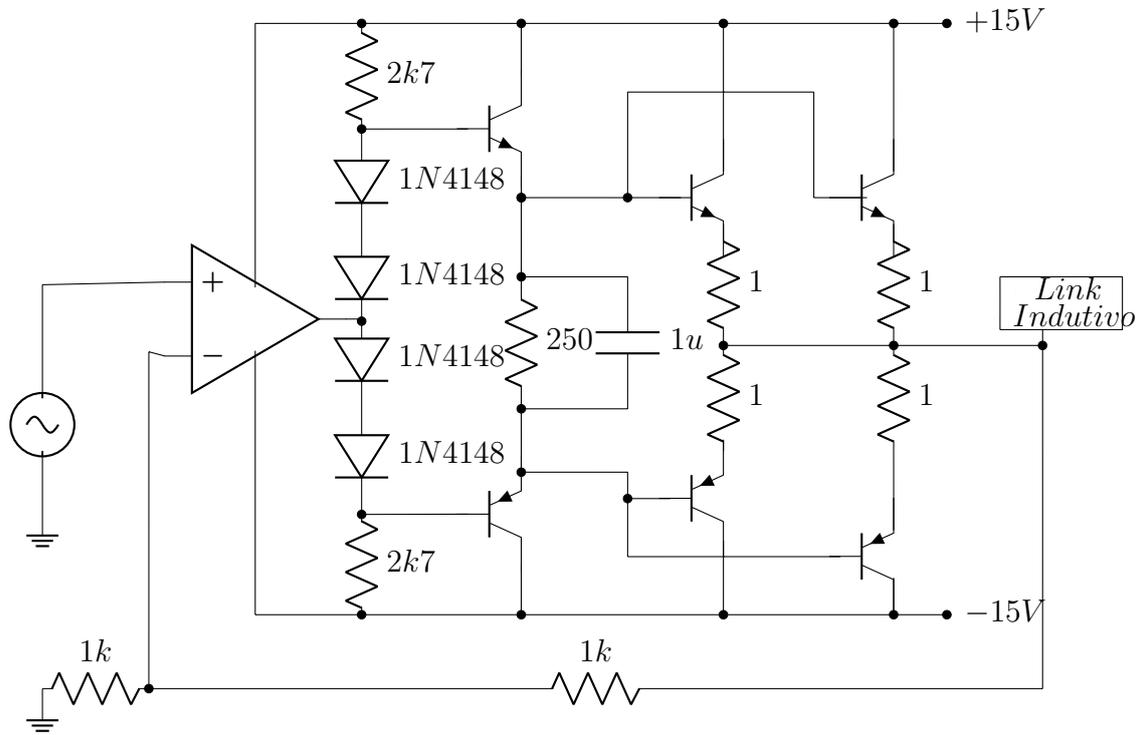
A Figura 44 mostra o *hardware* implementado na bobina transmissora para aplicar a metodologia de maximização da  $P_0$  por meio do ajuste da frequência angular ( $\omega$ ) e da capacitância ( $C_2$ ). A amplitude da corrente  $I_S$  e a fase  $\phi$  são detectadas pelo circuito integrado AD8302, cujo emprego é frequente em detecção de sinais de rádio-frequência (YEE; CHAKRABARTY, 2007). A saída analógica  $V_{mag}$  é uma tensão contínua proporcional a razão entre os canais de medição da tensão  $V_I$  e corrente  $I_S$ . Além disto, a saída  $V_{phs}$  é proporcional a fase  $\phi$ .

A saída analógica  $V_{mag}$  é um sinal proporcional a razão da tensão elétrica e da corrente medida nos canais. Logo, o sinal analógico de saída  $V_{phs}$  depende da fase do ângulo  $\phi$ . Essas duas saídas analógicas podem ser respectivamente estimadas pelo IC AD8302 como:

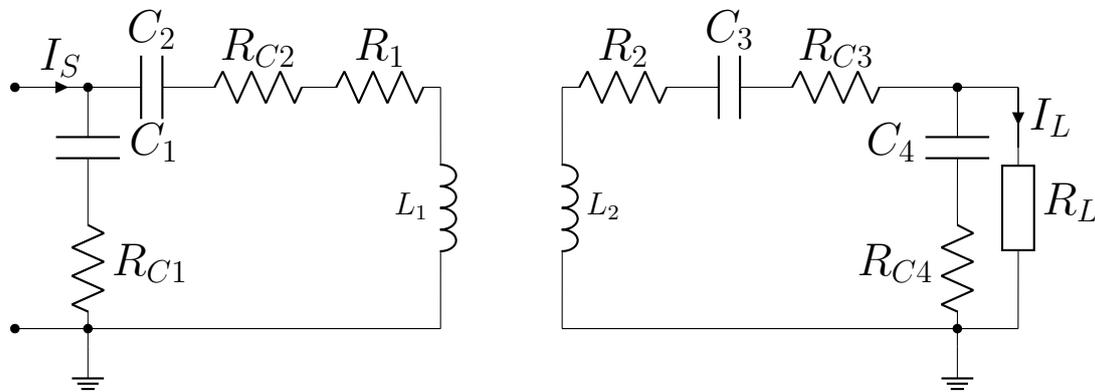
$$\begin{aligned} V_{mag} &= 0.9 + 20 \cdot \log\left(\frac{\alpha \cdot V_I}{\beta \cdot I_S}\right) \\ V_{phs} &= 1.8 - 10 \cdot 10^{-3} \cdot |\phi| \end{aligned} \quad (66)$$

onde  $\alpha$  é a constante que representa um divisor, necessário para manter a tensão de

Figura 43 – Circuitos do amplificador de potência e do acoplamento indutivo utilizado no estudo de caso



(a) Fonte de excitação utilizada nos experimentos



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

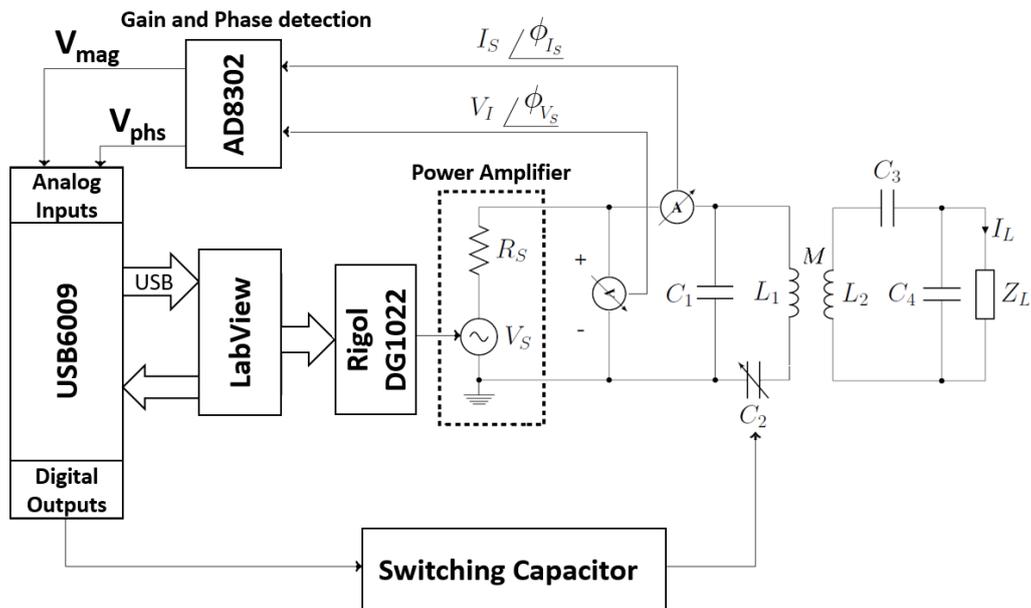
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

entrada do terminal do AD8302 entre uma faixa permitida de ( $< 0,6V_{pp}$ ). Já  $\beta$  é o ganho da medição de detecção da corrente medida.

$V_{mag}$  e  $V_{phs}$  são conectados às entradas de uma placa A/D USB6009, e tratados com um algoritmo desenvolvido no Labview. Então, a amplitude e a fase da corrente  $I_S$  são usados para determinar o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  e a impedância da carga  $Z_L$ .

Para validar o método proposto para alcançar a máxima transferência de potência possível, um gerador de função Rigol DG1022 combinado de um amplificador de potência linear classe B são utilizados para a geração de uma fonte senoidal de tensão elétrica para o acoplamento indutivo. Os algoritmos para sintonizar o acoplamento indutivo são apresentados no próximo capítulo. Um computador executa um *script*

Figura 44: Arquitetura do sistema para rastrear a máxima PDL possível



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

no NI Labview e comunica ao gerador de função para controlar a frequência. Já a capacitância também é ajustada pelo mesmo *script* e regula a compensação da rede capacitiva.

## 4 RESULTADOS E VALIDAÇÃO DO MÉTODO DE SINTONIA

Este capítulo apresenta um par de bobinas planas transmissora e receptora construídas pelo grupo de pesquisa e utilizadas em experimentos durante uma parte dessa pesquisa. O sistema eletrônico com as bobinas foi projetado para uma potência de até 550 mW. Como o intuito é validar a proposta sintonia dinâmica apresentada no capítulo 3, um aparato experimental foi desenvolvido para realizar desalinhamentos nos eixos  $x$  e  $z$  de maneira controlada. Os resultados dos aparatos experimentais são confrontados com os resultados das simulações de elementos finitos no final desse capítulo.

### 4.1 Modelagem das Bobinas

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

A primeira etapa do projeto do acoplamento indutivo constitui-se na modelagem e construção das bobinas transmissora e receptora. Na literatura, são abordados muitos modelos e geometrias de bobinas, com suas vantagens e desvantagens referentes as diferentes aplicações (BOSSHARD *et al.*, 2013; PORTO *et al.*, 2015; GROVER, 1946; HURLEY; DUFFY, Jul. 1995). 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, entre outros.

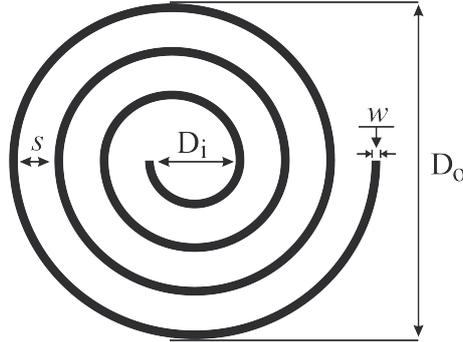
Em BOSSHARD *et al.* (2013) é realizada uma análise dos coeficientes de acoplamento para diferentes topologias de bobinas planares. Os autores constataram que as bobinas planares circulares são as que oferecem melhores resultados de acoplamento magnético para áreas idênticas ocupadas, o que em grande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

A Figura 45 ilustra um modelo típico de bobinas planares circulares (no caso espiral), de onde se destacam os parâmetros físicos utilizados para o cálculo das indutâncias próprias.

O equacionamento completo dos parâmetros teóricos do circuito equivalente do modelo da bobina circular da Figura 45 é desenvolvido em (GROVER, 1946), sendo a indutância equivalente definida por

$$L = \frac{\mu N^2 (D_i + D_o)}{4} \left[ \ln\left(\frac{2,46}{\psi}\right) + 0,20\psi^2 \right] \quad (67)$$

Figura 45: Modelo de bobina planar circular.



Fonte: (PORTO *et al.*, 2015).

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

$$\psi = \frac{D_o - D_i}{D_o + D_i}. \quad (68)$$

Já a resistência equivalente é influenciada pela frequência de excitação.

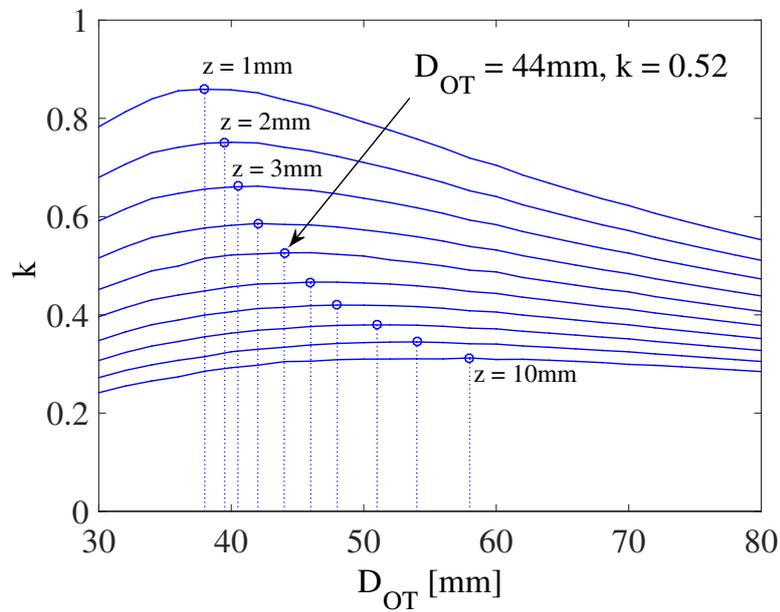
A modelagem do par de bobinas do acoplamento indutivo utilizado foi originalmente projetado para recarregar as baterias de uma aplicação associada a um nó sensor sem fios, descrita com detalhes em (PORTO *et al.*, 2015) e impõe um diâmetro máximo da bobina receptora de 38 mm com geometria espiral impressa em placa de circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*). Dessa maneira, o par de bobinas foi fabricado para atender uma aplicação com coeficiente de acoplamento magnético fixo e conhecido. O espaçamento entre os trilhas condutoras era de 0,25 mm com largura de trilha de 0,25 mm e possuindo um número de espiras  $N_2 = 38$ . A indutância própria obtida pelo método de Lyle (GROVER, 1946) é de 18,9  $\mu\text{H}$ . E a resistência intrínseca estimada de  $R_2 = 9,3 \Omega$ .

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 59 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  $D_{OT}=44 \text{ mm}$ .

A Figura 47 apresenta o plano do coeficiente de acoplamento magnético  $k$  em função do número de espiras  $N_1$  e da distância  $z$  entre as bobinas transmissora e receptora. O plano foi gerado através do *software* COMSOL Multiphysics, onde a bobina receptora é mantida fixa com  $N_2 = 38$ . Assim, as variações são induzidas a fim de calcular o coeficiente de acoplamento magnético por meio das equações (13) e (14).

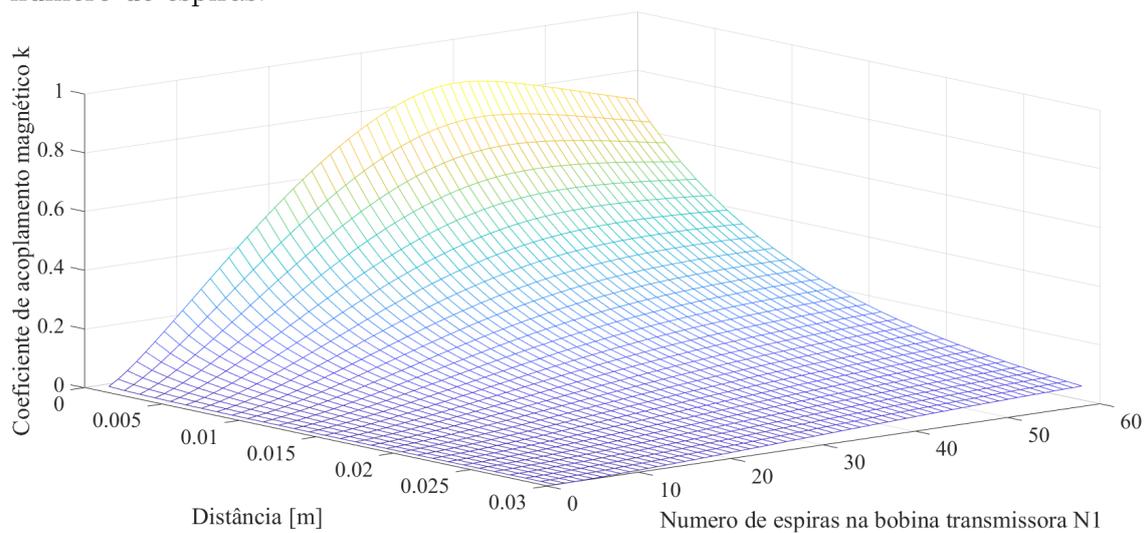
Nas bobinas utilizadas como estudo de caso desse trabalho foi escolhido o caso em que  $D_{OT}=44 \text{ mm}$ , com um número total de espiras de  $N_1 = 44$  com espessura da trilha de cobre e espaçamento entre trilhas de 0,25 mm. Esse valor de  $N_1$  foi escolhido pois maximiza o coeficiente de acoplamento magnético a uma distância de 5 mm. A indutância própria da bobina transmissora é de  $L_1 = 35,2 \mu\text{H}$ . A

Figura 46 – Coeficiente de acoplamento em função da distância entre as bobinas  $z$  e do diâmetro externo da bobina  $D_{OT}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

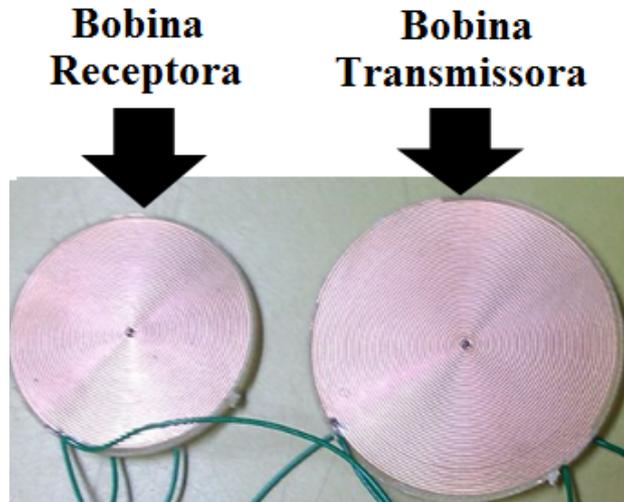
Figura 47 – Coeficiente de acoplamento magnético em função da distância  $z$  e do número de espiras.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

resistência intrínseca é estimada em  $R_1 = 13,8 \Omega$ , ambos valores foram medidos usando um LCR meter - Agilent U1730C Series a uma frequência de 100 kHz.

Figura 48: Par de bobinas transmissora e receptora utilizadas nos experimentos



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Na Figura 48 são apresentadas as bobinas transmissora e receptora utilizadas nos experimentos.

## 4.2 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.

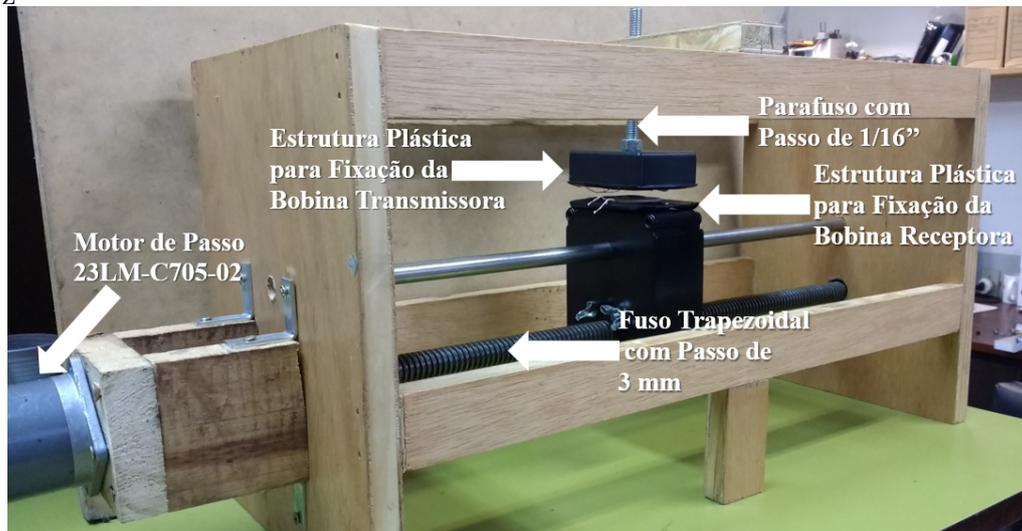
A Figura 49 mostra a estrutura que foi planejada e implementada para realizar o desalinhamento entre as bobinas transmissora e receptora. Para a criação da estrutura foram evitados o uso de materiais condutores próximos das bobinas, pois os ensaios realizados envolvem transferência de energia pelo ar, através de campos eletromagnéticos, logo qualquer material próximo às bobinas interferirá nos ensaios.

Para realizar o desalinhamento no eixo  $x$  foi utilizado um fuso com rosca, passo de 3 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 50.

A Figura 50 ilustra 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 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 mm.

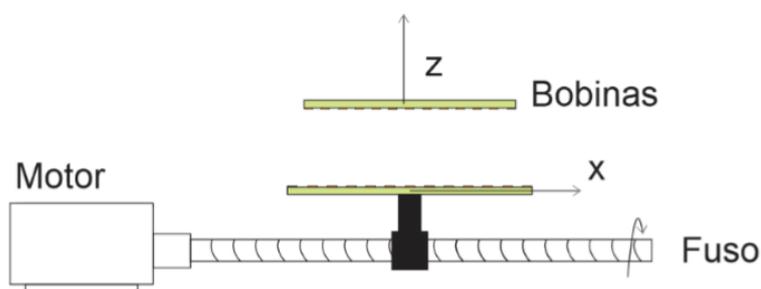
O motor de passo foi acionado por um módulo L298N, que possui duas pontes H e um regulador de 5 V embarcado. Cada uma das pontes H faz o acionamento

Figura 49 – Estrutura desenvolvida para realizar o controle da movimento no eixos x e z



Fonte: Elaborado pelo autor (2021)

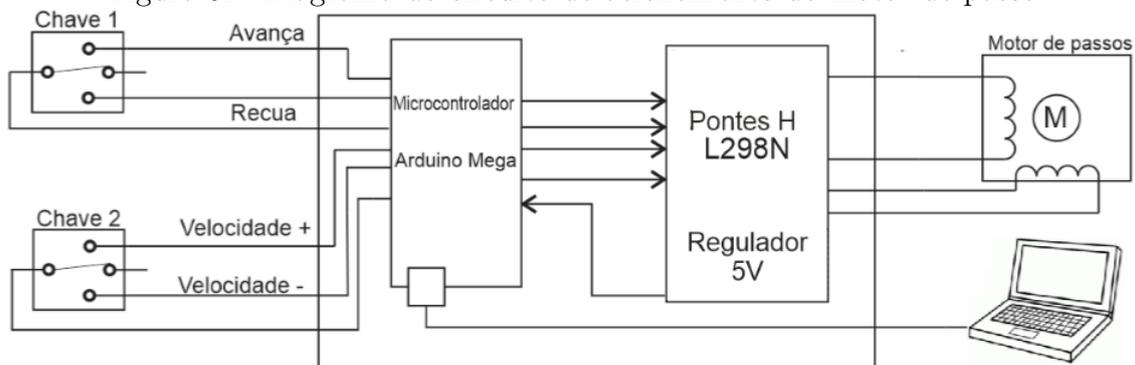
Figura 50: Sistema implementado para emular o desalinhamento no eixo x



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

de uma fase do motor de passo. A realização do controle da velocidade do motor ocorre por meio do microcontrolador Atmega2560 e a plataforma de prototipagem arduino.

Figura 51: Diagrama do circuito de acionamento do motor de passo



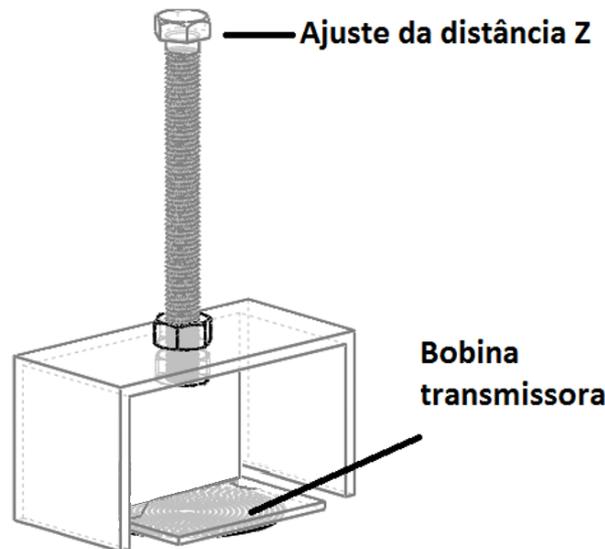
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Como ilustrado na Figura 51, o motor pode ser acionado manualmente, usando

duas chaves de pulsos. Um par de chaves é utilizada para definir a direção do movimento e 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 52: Sistema implementado para o desalinhamento no eixo  $z$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

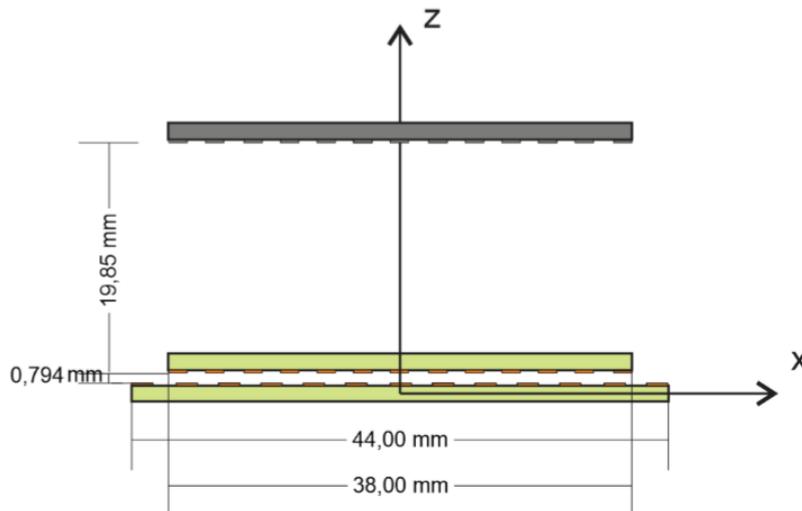
#### 4.2.1 Desalinhamento no eixo $z$

Os mecanismos apresentados nas subseções anteriores são utilizados para avaliar como o acoplamento indutivo ressonante varia com a distância entre as bobinas, quando estas são mantidas paralelas. Na Figura 53 é ilustrado um esquema básico das bobinas transmissora (inferior) e receptora (superior), com distância inicial de 0.8 mm e deslocando-se até uma distância de 20 mm. O passo utilizado é de 0,8 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  $k$ .

MULTIPHYSICS (2012) aprofunda o equacionamento da simulação por elementos finitos que o software utiliza, usando a lei de Ampère 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.

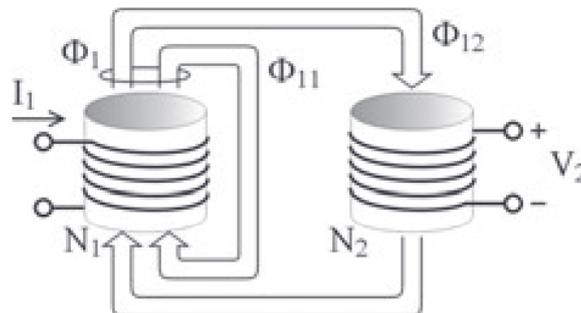
Na Figura 54 é apresentada a relação utilizada pelas equações (12) e (13) para determinar a indutância mutua  $M$  em termos da corrente  $I_1$  e a tensão induzida  $V_2$ .

Figura 53: Ilustração do ensaio de afastamento vertical (eixo Z)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 54 – Bobina transmissora com uma corrente alternada  $I_1$  induzindo uma tensão elétrica a uma bobina receptora próxima



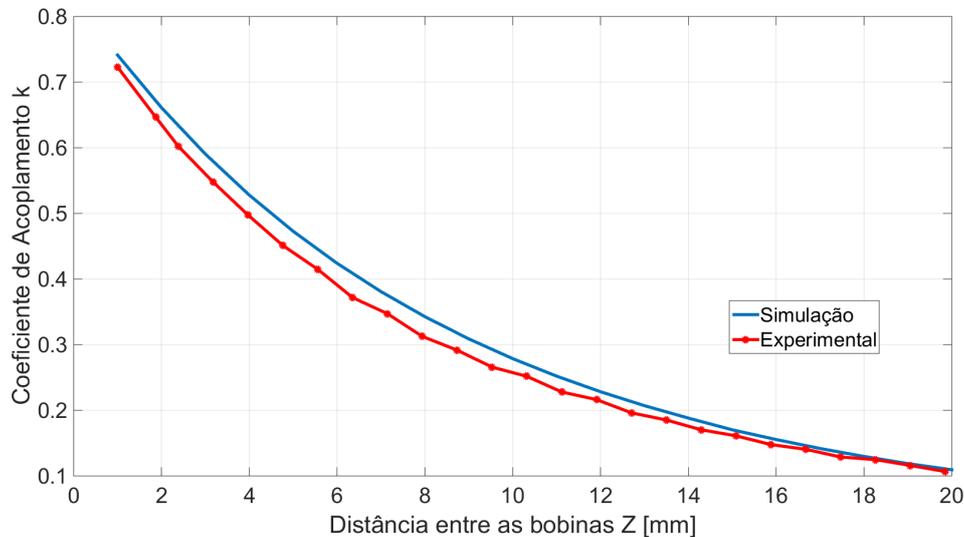
Fonte: (BRUSAMARELLO; BLAUTH, 2012).

Através dessas informações e do conhecimento das indutâncias das bobinas transmissora e receptora é possível determinar o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  simulado através de (14).

A Figura 55 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.

Neste experimento, foi utilizado o acoplamento indutivo básico sem a compensação capacitiva. Foram utilizadas uma fonte de tensão de entrada senoidal  $V_S$  com amplitude de 12 V com frequência de  $f = 500$  kHz na bobina transmissora. A amplitude da bobina receptora  $V_2$  tem seu valor experimental medido a fim de calcular o valor de  $k$  através de (15). Inicialmente, a bobina receptora está completamente alinhada ( $x = 0$  mm bobinas com centros no mesmo eixo) a uma distância de  $z = 0,8$  mm da bobina transmissora. A bobina receptora é afastada a passos de  $z = 0,8$  mm,

Figura 55 – Variação do coeficiente de acoplamento  $k$  em relação a distância  $Z$  entre as bobinas



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

todavia o alinhamento com a bobina transmissora é mantido.

Como informado anteriormente, o fator de acoplamento  $k$  tem um impacto importante na potência de saída em um acoplamento indutivo. Se considerado (14), (24) e (33) é possível verificar que  $P_o$  decai em  $\frac{1}{k^2}$ . Através da Figura 55 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, a potência  $P_o$  é muito dependente da distância entre as bobinas se o acoplamento indutivo ressonante não estiver sintonizado para compensar os efeitos do afastamento na PDL .

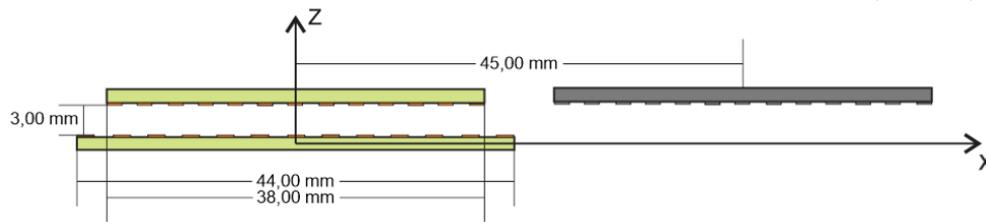
#### 4.2.2 Desalinhamento no eixo x

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 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 mm, possuindo um passo de 1 mm, como ilustrado na Figura 56.

Neste sistema, o modelo analítico assim como o procedimento é o mesmo utilizado na seção anterior, com a definição de uma corrente elétrica  $I_1$  circulando pela bobina transmissora, produzindo uma tensão induzida na bobina receptora  $V_2$ . A diferença neste sistema está na posição geométrica que a bobina receptora se encontra.

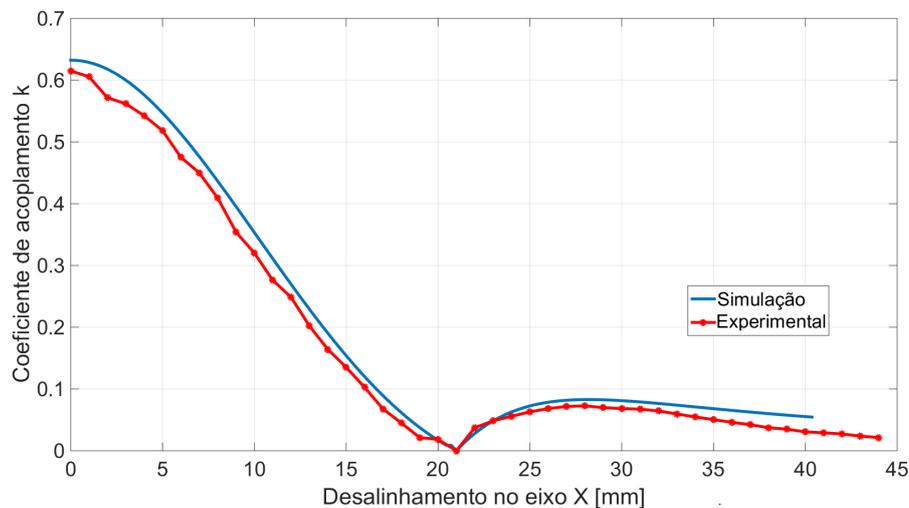
Neste experimento, foi utilizado o acoplamento indutivo básico sem a compensação capacitiva. Foram utilizados uma fonte de tensão de entrada senoidal  $V_S$  com amplitude de 12 V com frequência de  $f = 500$  kHz na bobina transmissora. A amplitude da bobina receptora  $V_2$  têm seu valor experimental medido a fim de calcular o valor de  $k$  através de (15). Inicialmente, a bobina receptora está completamente

Figura 56: Ilustração do ensaio de desalinhamento horizontal (eixo X)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 57 – Variação do coeficiente de acoplamento  $k$  em relação ao desalinhamento no eixo X entre as bobinas, utilizando uma distância de  $Z = 3$  mm entre as bobinas



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

alinhada ( $x = 0$  mm) a uma distância de  $z = 3$  mm da bobina transmissora. A bobina receptora é afastada a um passo de  $x = 1$  mm, todavia a distância  $z$  com a bobina transmissora é mantida em  $z = 3$  mm.

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.

### 4.3 Exemplo de projeto de um acoplamento indutivo

Restrições geométricas, como o espaço disponível e/ou potência exigida pela aplicação, afetam o tamanho final das bobinas do acoplamento indutivo projetado. Conduzido com a metodologia descrita, um par de bobinas, cujas características estão descritas na Tabela 5, foi obtido. Além disso, a rede de compensação foi calculada com o procedimento descrito na Seção 3.4.1 a fim de projetar os valores dos capacitores estáticos para maximizar PDL para uma carga de  $R_L = 47 \Omega$  e  $k = 0,71$  (condições iniciais de abordagem apresentada). O ESR dos capacitores foi considerado como sendo 0,15%.

A Figura 58 (a) mostra o plano de contorno PDL do coeficiente de acoplamento magnético versus carga ( $k \times Z_L$  a  $Z_L = R_L$ ) para ambos fixos: capacitores e frequên-

Tabela 5: Parâmetros de projeto do acoplamento indutivo

<b>Símbolos</b>	<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
$f$	Frequência de operação	500 kHz
$R_S$	Resistência da fonte de tensão	$1 \Omega$
$V_S$	Amplitude da fonte de tensão de entrada	8,5 V
$R_1$	Resistência DC da bobina do transmissor	13,8 $\Omega$
$R_2$	Resistência DC da bobina do receptor	9,3 $\Omega$
$C_1$	Capacitor de rede correspondente	1 pF
$C_2$	Capacitor de rede correspondente	2 nF
$C_3$	Capacitor de rede correspondente	2 nF
$C_4$	Capacitor de rede correspondente	620 pF
$L_1$	Indutância do transmissor	35,2 $\mu\text{H}$
$L_2$	Indutância do receptor	18,9 $\mu\text{H}$
$Z_L = R_L$	Impedância de carga	47 $\Omega$
$k$	Coefficiente de acoplamento magnético	0,71

cia da fonte. Finalmente, a Figura 58 (b) mostra o mesmo plano de contorno PDL ( $k \times Z_L$  a  $Z_L = R_L$ ) para  $C_2$  e frequência sendo controlada, rastreando a potência máxima possível na carga quando submetido a uma grande variação do coeficiente de acoplamento magnético  $k$  e também da carga  $R_L$ . Aqui podemos ver claramente os benefícios do ajuste simultâneo de ambos os parâmetros ( $C_2$  e a frequência), mantendo a potência quase constante na maior parte do plano.

Para acelerar a sintonia, o processo passa a buscar na ZPA pela minimização da fase de  $(|\phi_{I_S}(\omega, C_2)|)$  com (70) e só então maximizando a potência no carregue  $P_o$  com (69). Este procedimento permite uma convergência rápida, em apenas alguns passos. Para tornar o processo ainda mais rápido, assume-se experimentalmente que a fase é ótima quando  $|\phi(\omega, C_2)| < 10^\circ = \gamma$ , conforme apresentado no capítulo anterior.

Após o processo de busca de fase mínima, a função (69) é executada até o método convergir. Desta forma, um método de subida simples se aproxima da convexidade de  $P_o(\omega, C_2)$ . Assim, quando a função  $P_o(\omega, C_2)$  converge, a fase estará próxima a ZPA.

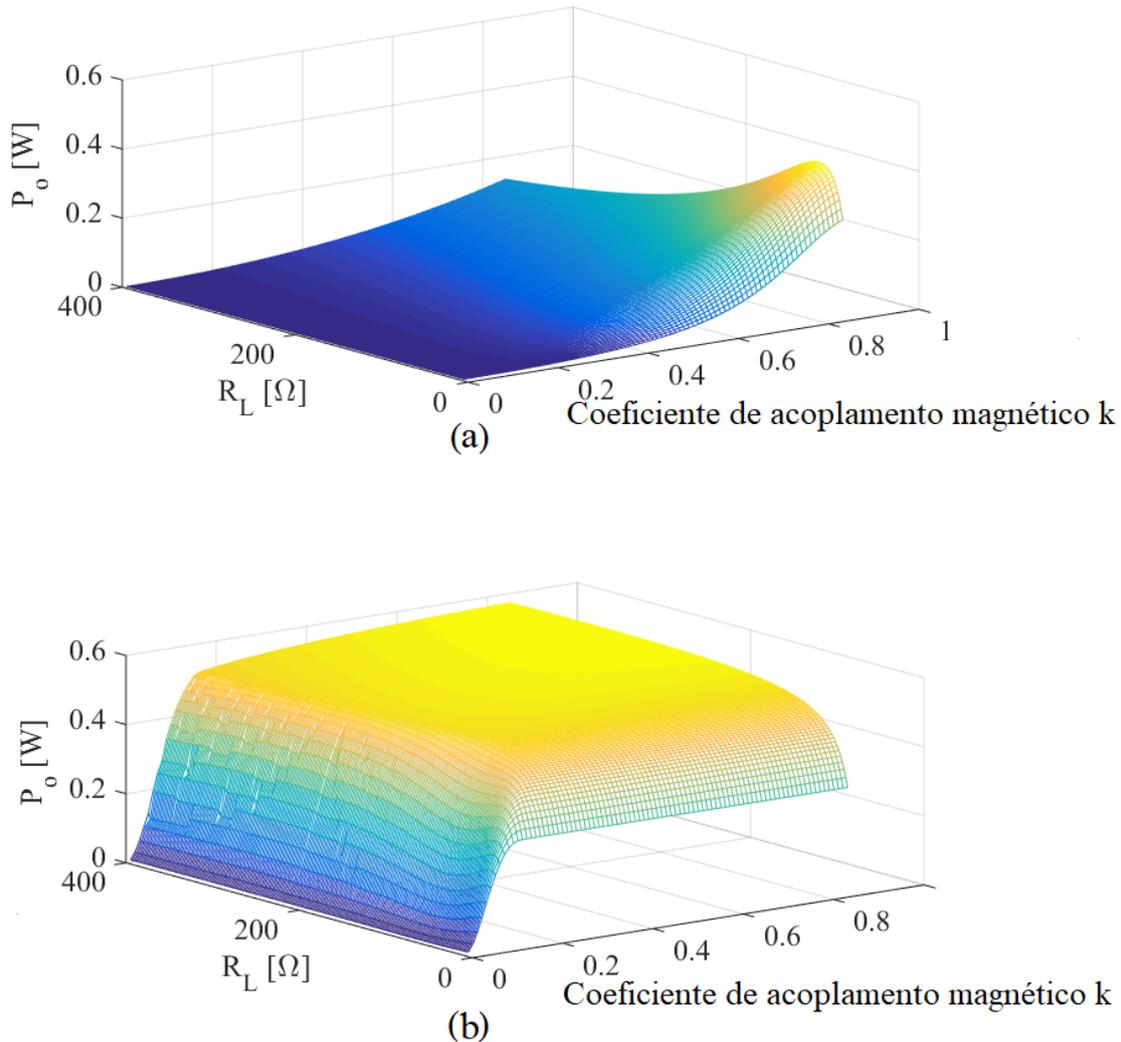
Assim, todo o problema de otimização é dado por

$$\begin{aligned}
 & \underset{\omega \in \mathbb{R}; C_2 \in \mathbb{S}}{\text{maximize}} && P_o(\omega, C_2, \hat{I}_S) = \frac{1}{2} \left| T \left( \hat{I}_S - \frac{\widehat{V}_S}{R_S + Z_{C_1}} \right) \right|^2 Z_L \\
 & \text{sujeito a} && C_{2_o} \leq C_2 \leq C_{2_f} \\
 & && \omega_o \leq \omega \leq \omega_f
 \end{aligned} \tag{69}$$

$$\begin{aligned}
 & \underset{\omega \in \mathbb{R}; C_2 \in \mathbb{S}}{\text{minimize}} && |\phi(\omega, C_2)| = |\phi_{V_S}(\omega, C_2) - \phi_{I_S}(\omega, C_2)| \\
 & \text{sujeito a} && C_{2_o} \leq C_2 \leq C_{2_f} \\
 & && \omega_o \leq \omega \leq \omega_f
 \end{aligned} \tag{70}$$

onde  $\omega_o$  e  $\omega_f$  são os valores de frequências mais baixo e mais alto que o sistema pode alcançar.

Figura 58 – (a) PDL para rede de compensação fixa e frequência fixa. (b) PDL para  $C_2$  otimizado e frequência angular  $\omega$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Além disso, uma restrição pode ser incluída em  $\omega_f$  para generalizar o procedimento e contornar o fenômeno de divisão de frequência (37) ou o ponto inicial do método de otimização deverá ocorrer em  $\omega_o$ . Nesse projeto os valores de frequência utilizados foram de  $f_o = 500$  kHz e  $f_f = 1300$  kHz. A capacitância  $C_2$  pertence ao conjunto  $\mathbb{S}$ , um subconjunto dos números reais que é composto por um capacitor comutado que varia de 1 nF a 3 nF com uma resolução de 100 pF. Como o PDL máximo possível é alcançado próximo à fase zero da corrente  $I_S$ ,  $\gamma$  é definido como o ângulo de fase máximo  $\phi$  da impedância de entrada. Assim, podemos começar reduzindo o ângulo da impedância de entrada  $\phi$  para acelerar a convergência do método até que  $\gamma$  seja menor ou igual a  $10^\circ$ . Este valor de  $\gamma = 10^\circ$  foi utilizado nesse projeto por ser um valor de rápida convergência em casos onde o ponto de sintonia a ser buscado está muito longe do ponto inicial, ou seja, quando ocorre algum desalinhamento entre as bobinas transmissora e receptora que causa uma variação

repentina de  $k = 0,7$  para  $k = 0,1$ .

As bobinas foram montadas em um aparato mecânico (Figura 49) e o sistema foi inicializado e ajustado considerando os parâmetros estáticos descritos na Tabela 5, produzindo o máximo PDL possível. Em seguida, o ajuste ativo do acoplamento indutivo foi testado movendo a posição relativa das bobinas com um motor de passo acionando um fuso e, assim, variando o fator de acoplamento magnético. Assim, o sistema detectou esta variação e reajustou a frequência angular  $\omega$  e o capacitor  $C_2$ , restabelecendo o PDL máximo possível para as novas condições do circuito equivalente.

Tabela 6 – Pontos ótimos destacados das variáveis principais quando  $R_L$  e  $k$  estão variando

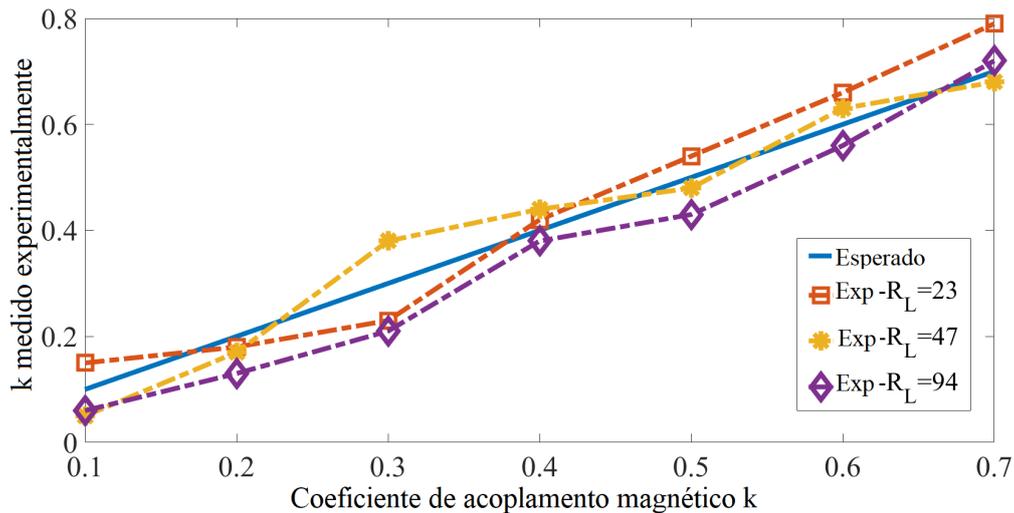
$k$	$R_L$	$P_O$ (W)	$ I_S $ (A)	$\angle I_S$ ( $^\circ$ )	$f$ (kHz)	$C_2$ (nF)
0,1	23	0,337	0,409	-0,073	849,69	1,00
0,1	47	0,316	0,450	0,072	931,56	0,834
0,1	94	0,322	0,455	-0,922	1185,93	0,515
0,2	23	0,424	0,282	-0,107	759,69	1,19
0,2	47	0,496	0,287	-0,007	877,19	0,943
0,2	94	0,530	0,303	-0,350	1087,81	0,617
0,3	23	0,424	0,282	-0,349	683,75	1,38
0,3	47	0,498	0,283	-0,269	703,44	1,37
0,3	94	0,539	0,285	-0,025	805,31	1,08
0,4	23	0,424	0,284	-0,290	634,37	1,53
0,4	47	0,498	0,284	-0,299	631,56	1,63
0,4	94	0,542	0,285	-0,276	681,56	1,46
0,5	23	0,424	0,283	0,003	597,5	1,65
0,5	47	0,499	0,283	-0,114	583,12	1,84
0,5	94	0,543	0,286	-0,298	604,37	1,81
0,6	23	0,424	0,282	-0,130	566,87	1,75
0,6	47	0,499	0,284	-0,267	544,37	2,04
0,6	94	0,544	0,285	-0,202	551,25	2,11
0,7	23	0,424	0,284	-0,284	539,37	1,87
0,7	47	0,499	0,284	-0,068	513,75	2,21
0,7	94	0,544	0,284	-0,088	511,25	2,40

A Tabela 6 mostra a potência máxima possível rastreada  $P_0(\omega)$ , magnitude e fase da corrente de entrada  $I_S$  e também a frequência e capacitância ajustadas  $C_2$  para diferentes valores de ambos: coeficiente de acoplamento magnético  $k$  e carga de resistência ( $k \in [0,1, 0,7]$  e  $R_L \in [23 \Omega, 94 \Omega]$ ). O método apresentado não garante a potência máxima possível  $P_0$  em alguns casos, pois  $C_2$  é uma variável discreta e portanto temos lacunas entre os pontos alcançáveis, mas podemos garantir um ponto próximo ao pico. A Tabela 6 também mostra que  $P_0$  permanece um plano para variações de  $k > 0,2$  para toda a faixa de variações da carga.

A estimativa do fator de acoplamento magnético é fundamental no método apresentado. Em um acoplamento indutivo dinâmico, o coeficiente de acoplamento magnético precisa ser rastreado continuamente pelo monitoramento das variáveis na bobina transmissora. A Figura 59 mostra os valores estimados do coeficiente de acoplamento magnético obtido com (55) versus o  $k$  esperado. Os valores esperados

são determinados por (15), que emprega a medição das tensões nas bobinas primária e secundária quando nenhuma rede capacitiva é usada. O desempenho do método proposto para estimar este parâmetro é representado nas demais linhas para três cargas diferentes. Como pode ser observado, o erro é inferior a 10%.

Figura 59 – Coeficiente de acoplamento magnético esperado obtido por (15) e obtido por (55) com diferentes cargas resistivas



Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2020)

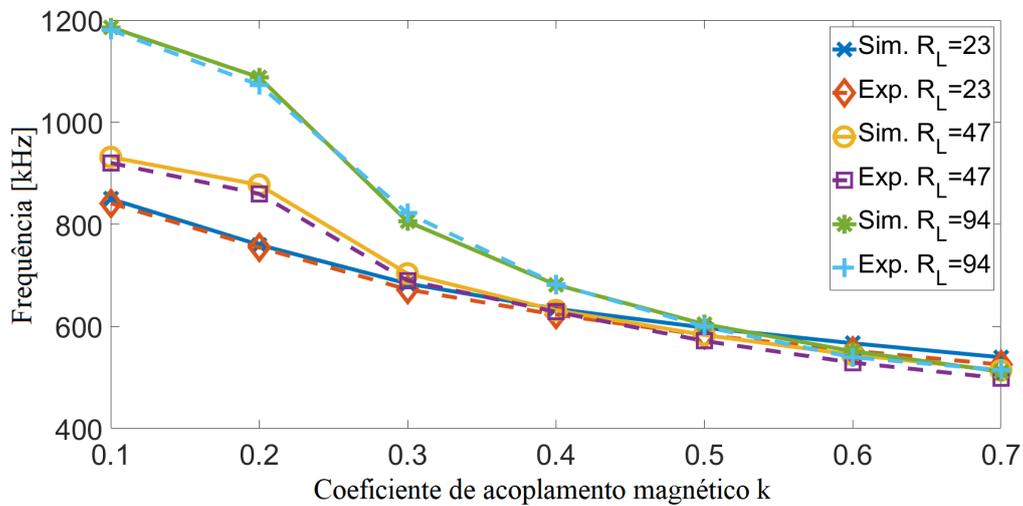
De acordo com o fluxograma da Figura 37, após estimar o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  com (55) ou a impedância de carga com (57) o processo de otimização realiza a sintonia do acoplamento indutivo procurando uma nova frequência angular  $\omega$  e um novo capacitor  $C_2$  a fim de alcançar o PDL máximo possível. A Figura 60 mostra que a frequência experimental obtida  $\omega$  que sintoniza o acoplamento indutivo está muito próxima dos valores teóricos esperados para diferentes valores de cargas resistivas.

A Figura 61 mostra os resultados experimentais e simulados do método apresentado para otimizar o PDL. Os resultados simulados foram obtidos por meio de uma busca exaustiva das variáveis de ajuste. Embora ocorra uma ligeira variação quando  $R_L$  varia, a potência fornecida à carga permanece quase constante quando o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  é maior que 0,2. As diferenças entre os dados simulados e experimentais são atribuídas a incertezas de medição, ESR dos capacitores e ruído não controlado.

A Figura 61 pode ser comparada à Figura 33, onde o mesmo acoplamento indutivo é compensado com: variação de frequência ou variação de capacitância. A Figura 61 mostra ainda que o PDL pode ser substancialmente aumentado em valores baixos e mantido aproximadamente constante em uma grande faixa de variação de  $k$  e dos valores de carga.

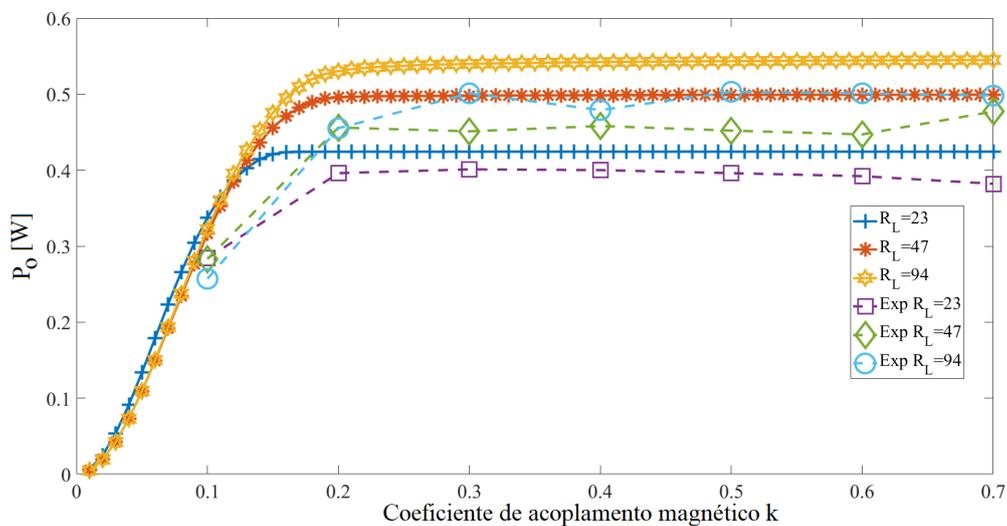
Na Figura 61 é possível notar que os valores obtidos experimentalmente e simulados possuem um valor aproximadamente constante para a potência entregue a carga no intervalo de coeficiente de acoplamento magnético  $k$  entre 0,2 e 0,7. Essa região onde a potência pode ser mantida aproximadamente constante por um novo

Figura 60 – Comparação entre a simulação e a frequência de ajuste experimental ajustada do acoplamento indutivo após a compensação



Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2020)

Figura 61 – PDL simulado e experimental obtido com combinação ajustada de frequência e  $C_2$



Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2020)

par de variáveis de sintonia ( $\omega$  e  $C_{Stran}$ ) irá depender da configuração do projeto de bobinas e da rede de compensação capacitiva que é utilizada no projeto. Esses resultados demonstram que o método implementado consegue manter a sintonia do acoplamento indutivo até para coeficiente de acoplamento magnético  $k$  menores que 0,2, mostrando assim uma melhora em relação aos métodos apresentados na literatura.

## 5 ESTUDO DE CASO: PROJETO DE UM SISTEMA WPT PARA UMA CÁPSULA ENDOSCÓPICA

O coeficiente de acoplamento magnético  $k$  entre duas bobinas define a indutância mútua (14) e também a tensão induzida do transmissor para o receptor. Ambas as impedâncias refletidas no transmissor ou nos circuitos do receptor dependem de  $k$ . Neste capítulo, é apresentado um estudo de caso utilizando a base dos algoritmos de rastreamento apresentados nesse trabalho. Uma cápsula endoscópica, contendo um circuito receptor, com uma carga representando os consumos típicos de uma câmera e de um sistema de comunicação inteiramente alimentada por uma tensão induzida por uma bobina transmissora externa foi projetada. Essa aplicação apresenta alguns desafios especiais, ainda não abordados nessa tese:

- Bobinas transmissora e receptoras assimétricas.
- Necessidade de uma estrutura com 3 bobinas ortogonais no receptor.
- Utilização de faixas de coeficientes acoplamento magnético muito baixas, devido à distância entre o transmissor e o receptor.

Assim, como já apresentado nos capítulos anteriores, o processo de rastreamento de sintonia é feito no circuito transmissor para compensar os efeitos da impedância refletida gerada pelo circuito receptor. No entanto, quando o acoplamento magnético é criticamente baixo, essas impedâncias refletidas podem ser desprezadas e, portanto, não há efeito no ajuste de um circuito para compensar desalinhamentos ou variações de carga. Assim, o projeto do par de bobinas (transmissor-receptor) é importante e deve garantir pelo menos esse coeficiente de acoplamento crítico  $k_c$  em todo o trajeto da cápsula para que o rastreamento da sintonia seja efetivo.

O acoplamento indutivo projetado é capaz de produzir  $k_0$  na faixa de 0,0017 a 0,0035 (ver Figura 68 de  $z \approx 250$  mm a  $z \approx 75$  mm de deslocamento e a topologia de compensação capacitiva é S-P-S-P. Neste caso específico, o sistema de controle de potência apresentado pode manter a potência necessária na carga, de acordo com BIEN (2015) e KHAN; DESMULLIEZ (2019) uma potência de aproximadamente 100 mW para uma cápsula endoscópica capturar e enviar os dados, desde que compense as variações da impedância refletida detectada no transmissor durante os desalinhamentos ou variações da carga. Além disso, embora a potência máxima sob uma determinada frequência angular  $\omega$  e rede capacitiva  $C_1$  seja obtida quando a reatância na carga é cancelada, não podemos garantir a transferência de potência máxima, como já explicado nesse manuscrito. Apenas a parte reativa de uma impedância pode ser ajustada variando a frequência angular  $\omega$  e a capacitância  $C_1$ .

Assim, a sintonia e o cancelamento da porção reativa não podem garantir o máximo, mas a “máxima transferência de potência possível” para a carga.

## 5.1 Modelagem das Bobinas

De acordo com a lei de Biot-Savart, o campo magnético de um conjunto de espiras pode ser calculado tomando a soma vetorial dos campos magnéticos individuais. Tendo que o campo magnético, sobre o eixo  $Z$  (como pode ser visto na Figura 62), de uma espira de corrente pode ser calculado por

$$\vec{B}(Z) = \frac{\mu_0 N I R^2}{2(R^2 + (Z - h)^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (71)$$

onde,

$\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo

$N$  é o número de espiras

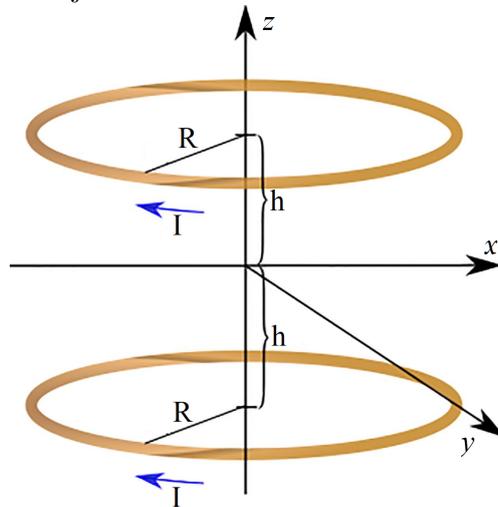
$I$  é a intensidade de corrente elétrica

$R$  é o raio da espira de corrente

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

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

Figura 62 – Exemplo de conjunto de bobinas de raio  $R$  a uma distância  $h$  da origem



Fonte: Adaptado de BALANIS (2016)

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

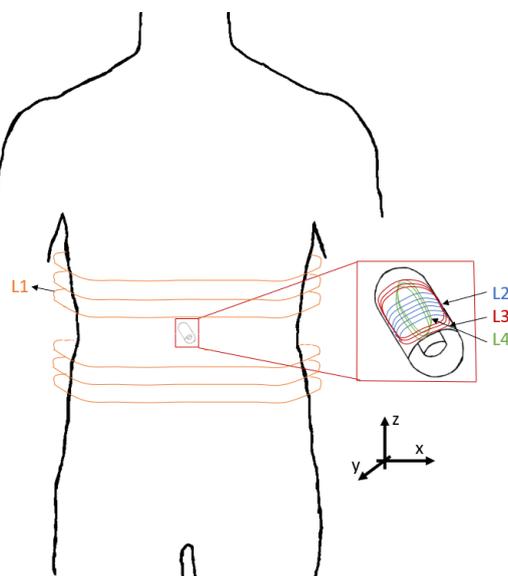
$$\vec{B}(Z) = \frac{\mu_0 N I R^2}{2} \left\{ [R^2 + (Z + h)^2]^{-\frac{3}{2}} + [R^2 + (Z - h)^2]^{-\frac{3}{2}} \right\}. \quad (72)$$

Alguns dos estudos na literatura (SRAVYA; BOBBA; RANI, 2021) utilizam a estrutura conhecida como bobina de Helmholtz como apresentado na Figura 62. Proposta por Ferdinand Von Helmholtz, este par de bobinas circulares idênticas e concêntricas de raio  $R$ , separadas a uma distância  $d$ , igual ao raio, uma da outra e alimentadas pela mesma fonte de corrente no mesmo sentido. Utilizando  $d = R$

minimiza-se a não uniformidade do campo no centro das bobinas (onde encontra-se o receptor). Substituindo em (72)  $h = R/2$  é possível determinar a condição de Helmholtz.

Nesse estudo de caso, o transmissor (e conseqüentemente a(s) sua(s) bobina(s)) deve possuir um diâmetro maior que o torso de uma pessoa, o que restringe o espaçamento entre as bobinas. Assim, buscou-se um projeto de estrutura de bobinas que definem o transmissor que garantisse um campo magnético quase homogêneo no espaço em que o receptor se movimentava livremente. A Figura 63 ilustra a bobina transmissora  $L_1$  envolvendo o torso de uma pessoa.

Figura 63 – Sistema de endoscopia com bobina transmissora externa e detalhe da cápsula de endoscopia com três bobinas receptoras em quadratura



Fonte: Elaborado pelo autor (2021)

Essa aplicação, como mencionado anteriormente, se caracteriza por necessitar de uma bobina transmissora muito maior que a do receptor, caracterizando uma grande assimetria. A cápsula de endoscopia sem fio engolível (SWEC - *Swallowable Wireless Endoscopy Capsule*) possui comprimento  $\approx 26.1 \text{ mm} \times \varnothing = 9 \text{ mm}$ . O transmissor de energia é composto por duas bobinas centralizadas de diâmetro  $\varnothing = 380 \text{ mm}$  conectadas em série (espaçadas por 130 mm), para caber ao redor do corpo do paciente e um receptor de energia conectado ao SWEC (Figura 63) com três bobinas em quadratura e dimensões totais de  $9 \text{ mm} \times 9 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ . Como será detalhado nesse capítulo, as bobinas do receptor devem estar em quadratura para garantir os requisitos mínimos de energia no receptor.

A Tabela 7 mostra um resumo comparativo dos artigos que abordam o problema do WPT com o procedimento de endoscopia com o trabalho apresentado. As colunas da Tabela 7, TX/RX mostra o diâmetro  $\varnothing$  das bobinas transmissora e receptora,  $d$  é a distância entre as bobinas no transmissor (quando tal estrutura está presente),  $P_o$  é a potência na carga [mW] e  $\eta$  é a eficiência do acoplamento indutivo. A Tabela 7 mostra que as dimensões das bobinas são um tanto semelhantes. No entanto, existem diferenças nas estruturas de bobinas, tamanhos de bobinas e

até mesmo alguns artigos não implementam compensação dinâmica. Consequentemente, existem diferenças no desempenho de cada par de TX-RX. Em (SUN *et al.*, 2012), os autores apresentam o transmissor com duas bobinas: uma no chão concatenada com outra bobina ao redor do paciente. Autores de (HE *et al.*, 2015) apresentam a implementação de uma cápsula móvel sem qualquer sintonia dinâmica e (BASAR *et al.*, 2017b) propõem uma bobina transmissora Helmholtz modificada como transmissor com sintonia dinâmica por chaveamento de capacitores no circuito transmissor (como em (BASAR *et al.*, 2017a)). Autores de (BIEN, 2015) apresentam a otimização da geometria da bobina do elo indutivo a fim de maximizar a eficiência e (SRAVYA; BOBBA; RANI, 2021) apresenta uma comparação com diferentes tipos de bobinas transmissoras e receptoras. Além disso, os autores de (KHAN; DESMULLIEZ, 2019) propõem um acoplamento indutivo com um par de bobinas transmissoras planas com sintonia dinâmica por varredura de frequência. Podemos notar que o trabalho apresentado tem dimensões menores que (SUN *et al.*, 2012; HE *et al.*, 2015; BASAR *et al.*, 2017b,a; SRAVYA; BOBBA; RANI, 2021) (este parâmetro é importante para a implementação do SWEC e também tem forte impacto em  $k$ ). Além disso, podemos observar que a eficiência do trabalho proposto é superior aos demais métodos apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Resumo comparativo dos resultados da literatura empregando WPT no procedimento de cápsula endoscópica

Ref.	Freq. [kHz]	TX/RX [mm]	d [mm]	$P_o$ [mW]	$\eta$ [%]
(SUN <i>et al.</i> , 2012)	1356	480/11	-	24	3,04
(HE <i>et al.</i> , 2015)	218	500/14	-	600	2
(BASAR <i>et al.</i> , 2017b)	246	400/11	150	534	4,93
(BIEN, 2015)	16470	220/9	-	26	0,02
(BASAR <i>et al.</i> , 2017a)	250	350/11,5	70	758	8,21
(SRAVYA; BOBBA; RANI, 2021)	246	360/12,7	130	238,52	3,264
(KHAN; DESMULLIEZ, 2019)	1000	202/8,9	100	70	1
Este trabalho	802-808	380/10	100	367,8	9,1*

\*= Representa o valor simulado de eficiência para as bobinas de diâmetro  $\varnothing = 9$  mm

O par de bobinas, transmissora e receptora, forma um acoplamento indutivo fracamente acoplado com baixo coeficiente de acoplamento magnético ( $0,0017 < k < 0,0035$ ), devido à grande distância entre elas. Nessa aplicação, após ser deglutida, a cápsula endoscópica deve mover-se livremente no trato gastrointestinal, enfrentando rotações e movimentos de translação. As três bobinas em quadratura receptoras tiveram que ser adotadas para evitar o acoplamento zero (KHAN; DESMULLIEZ, 2019). Assim, as bobinas receptoras podem captar o campo magnético de três direções diferentes e equilibrar a tensão induzida de saída, fornecendo energia suficiente para a carga em qualquer posição possível da cápsula no trato gastrointestinal.

Ambas as bobinas projetadas do transmissor e receptor são solenoides. As bobinas receptoras  $L_2$  e  $L_3$  apresentam  $\varnothing = 9$  mm com 14 voltas, enquanto a bobina receptora  $L_4$  tem diâmetro  $\varnothing = 10$  mm, também com 14 voltas. A bobina transmissora  $L_1$  foi projetada como dois filamentos com diâmetro  $\varnothing = 380$  mm, 43 voltas e uma altura de 30 mm cada.

A Figura 64 apresenta as bobinas receptoras utilizadas nesse trabalho. As bobinas receptoras foram desenvolvidas para que o coeficiente de acoplamento entre elas seja considerado nulo  $k \approx 0$ . Assim, é possível considerar apenas o acoplamento do

Figura 64 – Bobinas receptoras da emulação de uma cápsula de endoscopia com três bobinas em quadratura



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 65: Bobina transmissora comparada com a receptora



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

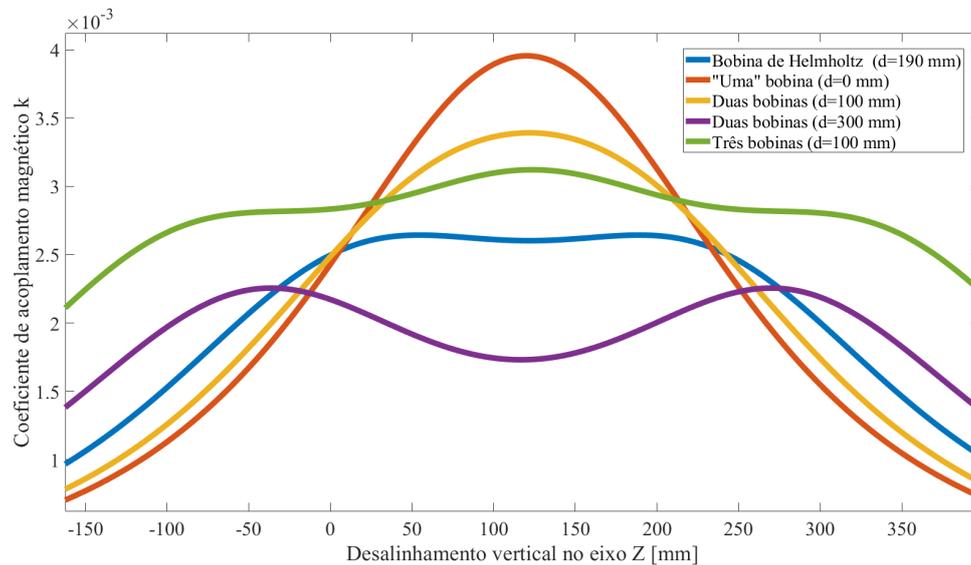
receptor com a bobina transmissora. As indutâncias das bobinas são  $L_2 = 5,044 \mu\text{H}$ ,  $L_3 = 5,048 \mu\text{H}$  e  $L_4 = 7,063 \mu\text{H}$ .

A fotografia do aparato experimental mostrado na Figura 65 mostra a relação real das dimensões entre as bobinas transmissora e receptora. As duas bobinas transmissoras foram enroladas de maneira a terem diâmetros de  $\varnothing = 380 \text{ mm}$  e possuem características elétricas semelhantes e são conectadas em série. Assim, a bobina transmissora pode ser representada apenas como uma bobina transmissora com indutância de  $1866,2 \mu\text{H}$ .

Neste trabalho, foi adotado duas bobinas transmissoras separadas por uma distância de  $d = 100 \text{ mm}$  (curva amarela na Fig. 66) porque esta configuração apresenta um bom coeficiente de acoplamento magnético crítico ( $k_c \approx 0,0017$ ), considerando os desalinhamentos angulares do receptor), o suficiente para ser compensado pelo

sistema de rastreamento de máxima transferência de potência possível para a carga, objetivo principal deste trabalho.

Figura 66 – Comparação dos  $k$  produzidos por várias bobinas transmissoras possíveis, quando uma das bobinas no receptor está alinhada com o eixo  $z$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

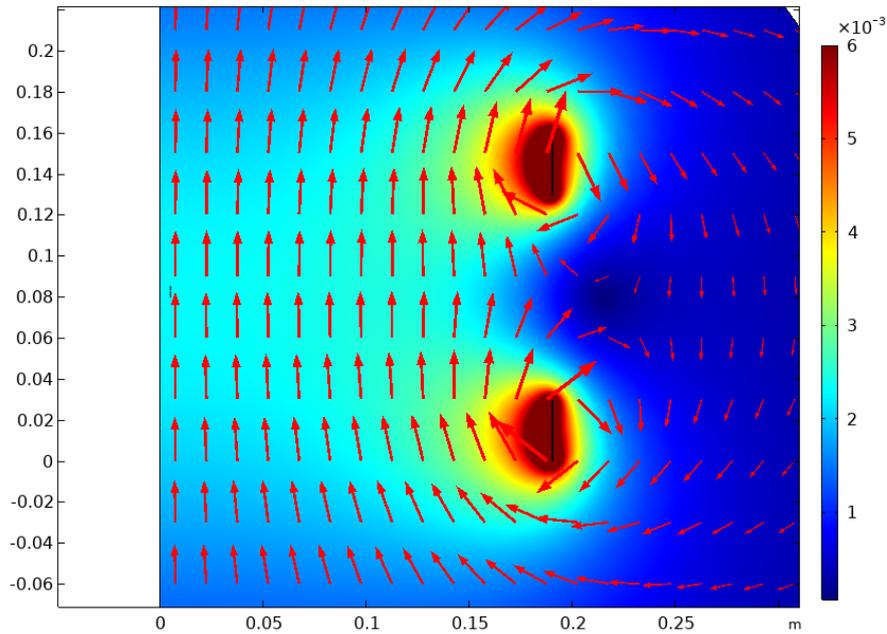
A Figura 66 mostra os resultados das variações de  $k$  para diferentes estruturas de bobinas transmissora que atendem às restrições da aplicação. Esta análise é realizada assumindo um par de bobinas transmissoras  $\varnothing = 380$  mm separadas por uma distância  $d$ . A curva laranja possui um único solenóide ( $d = 0$  mm). A curva em amarelo mostra uma variação de  $k$  com dois solenóides em série dispostos a uma distância de  $d = 100$  mm. A curva azul mostra a bobina de Helmholtz com  $d = 190$  mm, e a curva em roxo mostra os resultados para duas séries de solenóides com  $d = 300$  mm. Por fim, a curva verde mostra  $k$  para três bobinas separadas por  $d = 100$  mm, ou seja, obtendo resultado semelhantes à bobina de Helmholtz, mas com maior alcance no eixo  $z$ .

Os experimentos realizados neste trabalho utilizaram materiais não condutores para ocasionar o desalinhamento a fim de evitar possíveis distorções no campo magnético produzido pela bobina transmissora. Esta etapa foi importante para validar dados simulados com dados experimentais. Foi optado apresentar os resultados experimentais quando a bobina receptora está no centro da bobina transmissora, sob o acoplamento magnético mais fraco entre as bobinas transmissora e receptora (ver Figura 67 que mostra o perfil do campo magnético dentro da bobina transmissora). Assim, foi realizado desalinhamentos mecânicos experimentalmente dentro da região  $[z, \phi, \theta]$ , fazendo o processo de rastreamento de ajuste para manter a potência máxima possível na carga a fim de atender aos requisitos de potência da aplicação.

### 5.1.1 Influência do Desalinhamento

Podemos supor a bobina transmissora perfeitamente alinhada com o eixo  $z$  (Figura 63) e acoplada a uma das bobinas receptoras (desconsiderando a segunda e a

Figura 67: Campo magnético produzido pela bobina transmissora proposta.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

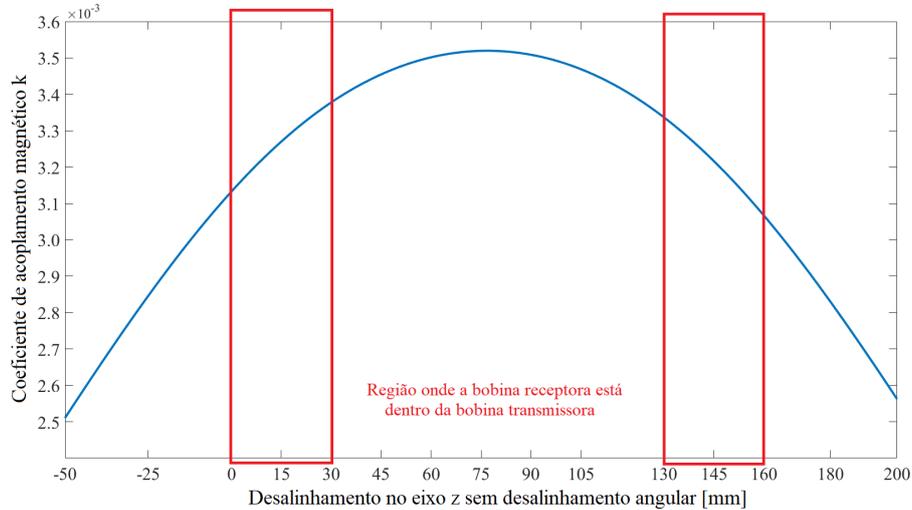
terceira bobinas receptoras - em quadratura) com a receptora posicionada na região centralizada do solenóide transmissor sem qualquer desalinhamento angular. Assim, o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  pode ser plotado como mostrado na Figura 68 quando a bobina receptora se move sobre o eixo (principal)  $z$  da bobina transmissora excitada por a 1 A. Os retângulos vermelhos representam os limites da largura do solenóide transmissor de 30 mm cada. A Figura 69 mostra os valores de  $k$  quando a bobina receptora está estaticamente alinhado e centrado com  $z$  movendo-se sobre o plano  $xy$ .

A Figura 69 mostra que o coeficiente de acoplamento magnético aumenta quando a bobina receptora se aproxima da borda da bobina transmissora. Assim, os piores casos de desalinhamento ou as piores condições geométricas de acoplamento ocorrem justamente com as bobinas do transmissor e do receptor centradas no eixo  $z$ , com basicamente 2 tipos de desalinhamento: translação ou rotações.

Quando a cápsula gira ao longo do eixo  $x$  e  $y$  com ângulos  $\theta$  e  $\phi$  (de acordo com a Figura 70), as respectivas indutâncias mútuas  $M_{12}$ ,  $M_{13}$  e  $M_{14}$  e, portanto, os respectivos coeficientes de acoplamento magnético  $k_{12}$ ,  $k_{13}$  e  $k_{14}$  mudam provocando um coeficiente de acoplamento magnético distinto em cada uma das bobinas receptoras com a bobina transmissora. Através da quadratura das bobinas receptoras apresentadas na Figura 70 podemos desconsiderar o acoplamento magnético gerado entre as bobinas receptoras ( $k_{23}$ ,  $k_{24}$  e  $k_{34}$ ).

Como pode se observar na Figura 65, o controle experimental do deslocamento no eixo  $z$  foi implementado com um parafuso impresso com passo de 2 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 realizar uma revolução, a bobina deslocará 2 mm. O detalhe desse parafuso pode ser visto

Figura 68 – Coeficiente de acoplamento magnético  $k$  entre a bobina transmissora e a receptora alinhada com eixo  $z$  quando o receptor se move em um intervalo de 250 mm



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

na Figura 71.

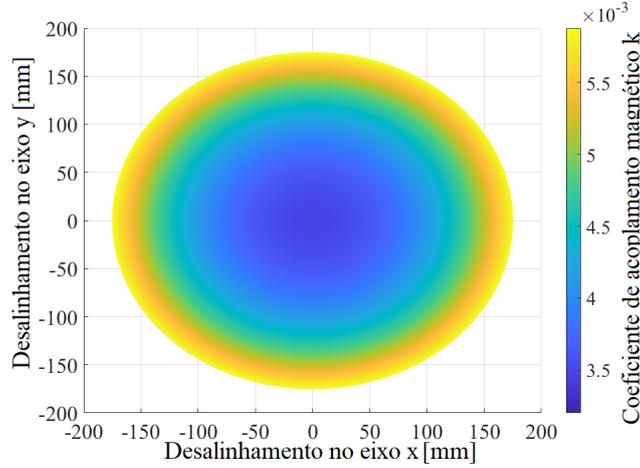
Como a bobina transmissora está alinhada (e concêntrica) com o eixo  $z$ , as rotações ao longo desse eixo não têm efeito. Além disso, quaisquer outras rotações possíveis na cápsula endoscópica causarão uma variação simétrica no coeficiente de acoplamento das bobinas receptoras. Assim, podemos definir os três coeficientes de acoplamento magnético entre a bobina transmissora e cada uma das bobinas receptoras como dependente de ambos os ângulos de rotação  $\theta$  e  $\phi$

$$\begin{aligned} k_1 &= Ck_0 \cos \phi \\ k_2 &= k_0 \cos \theta \sin \phi \\ k_3 &= k_0 \sin \theta \sin \phi \end{aligned} \quad (73)$$

onde  $k_0$  é o coeficiente de acoplamento magnético quando uma das bobinas receptoras está alinhada com o eixo  $z$  e  $C$  é uma constante. A Figura 70 descreve os ângulos  $\theta$  e  $\phi$  sobre o espaço  $x, y, z$  adotado. A constante  $C$  precisa ser definida para descrever os efeitos causados pelas diferenças nos diâmetros das respectivas bobinas receptoras. Assim,  $Ck_0$  é o coeficiente de acoplamento magnético entre a bobina transmissora e receptora com  $\varnothing = 10$  mm e  $\phi = 0^\circ$  e  $k_0$  é o coeficiente de acoplamento magnético entre as bobinas transmissora e receptora com  $\varnothing = 9$  mm com  $\theta = 0^\circ$  e  $\phi = 90^\circ$  em (73).

A Figura 72 mostra a variação do coeficiente de acoplamento magnético  $k_{1n}$  enquanto mantém  $\phi = 90^\circ$  e varia  $\theta$ . Rec2 ilustra a variação do coeficiente de acoplamento magnético  $k_{13}$  entre a bobina transmissora e receptora  $L_3$  com  $\varnothing = 9$  mm. Ele começa completamente alinhado e conforme o ângulo  $\theta$  aumenta,  $k_{13}$  diminui para zero. Rec3 ilustra a variação do coeficiente de acoplamento magnético  $k_{14}$  entre a bobina transmissora e receptora  $L_4$  com  $\varnothing = 9$  mm. Começa a partir do acoplamento zero porque a posição inicial é ortogonal à bobina transmissora e vai

Figura 69 – Coeficiente de acoplamento magnético  $k$  quando uma bobina receptora está alinhada com o eixo  $z$  e movendo-se sobre o plano  $xy$  (Figura 63).



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

alinhando e aumentando o acoplamento magnético conforme o ângulo  $\theta$  aumenta, atingindo o máximo em  $\theta = 90^\circ$ . Rec1 representa o coeficiente de acoplamento magnético  $k_{12}$  entre a bobina transmissora e receptora  $L_2$  com  $\varnothing = 10$  mm. O coeficiente de acoplamento magnético  $k_{12}$  permanece em zero porque durante a variação de  $\theta$  esta bobina permanece em uma posição ortogonal em relação ao transmissor. Esses resultados mostram que podemos estimar os coeficientes de acoplamento magnético monitorando os efeitos no circuito transmissor quando apenas uma bobina está totalmente acoplada ao sistema de transmissão e as outras duas bobinas estão em quadratura. Caso contrário, há apenas um efeito mensurável no circuito transmissor, causado por dois ou três coeficientes de acoplamento magnético de diferentes circuitos.

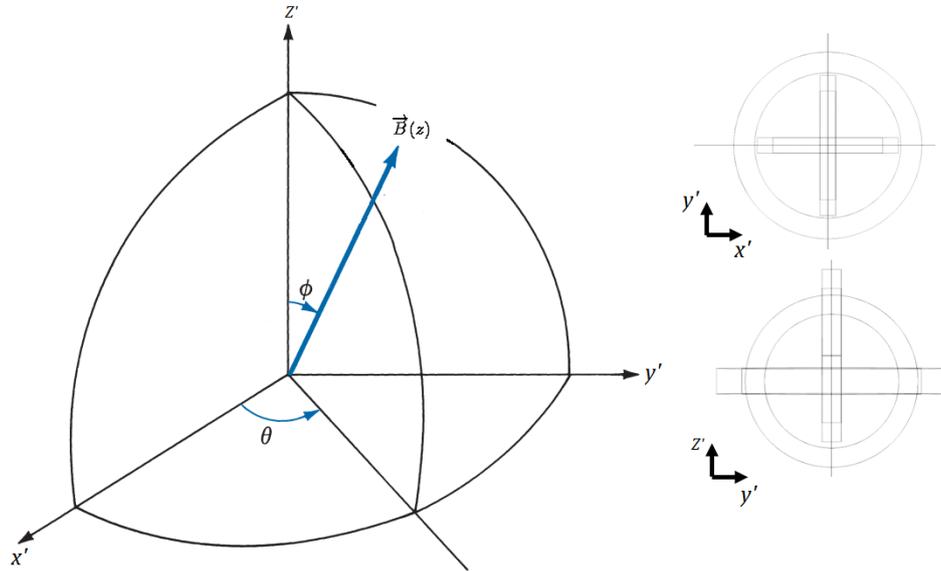
O controle experimental do desalinhamento angular é realizado por um giroscópio que foi impresso. A Figura 73 mostra o aparato que é preso na extremidade do parafuso apresentado na Figura 71. Para realizar a mudança do ângulo de desalinhamento da bobina receptora um transferidor é utilizado para fazer o ajuste na configuração de bobinas. Na Figura 73 também é apresentada a bobina receptora junto do giroscópio.

O modelo elétrico do acoplamento indutivo multi-bobina é mostrado na Figura 74, incluindo uma rede de compensação mista configurada como uma topologia Série-Paralela-Série-Paralela (SPSP). O transmissor é alimentado por uma fonte de tensão  $V_S$  com resistência interna  $R_S$  e o circuito receptor é conectado a um conversor AC-DC ligado a uma carga  $R_L$ , que representa o consumo de energia do SWEC (incluindo as perdas do conversor AC-DC).  $L_1$  é a bobina transmissora e  $L_{2,3,4}$  são as bobinas receptoras com resistências intrínsecas  $R_{1,2,3,4}$  respectivamente.  $R_{C1}, R_{C2}, \dots, R_{C8}$  são as resistências de série equivalente (ESR) dos capacitores de compensação  $C_1, C_2, \dots, C_8$ .

As indutâncias mútuas  $M_{1N}$  são definidas como

$$M_{1N} = k_{1N} \sqrt{L_1 L_N} \quad (74)$$

Figura 70 – Ângulos de rotação das bobinas receptoras  $\phi$  e  $\theta$  sobre  $x, y, z$  espaço (referência da bobina transmissora e receptora alinhados com o eixo  $z$ )



Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2021)

Figura 71: Parafuso para controlar desalinhamento no eixo  $z$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

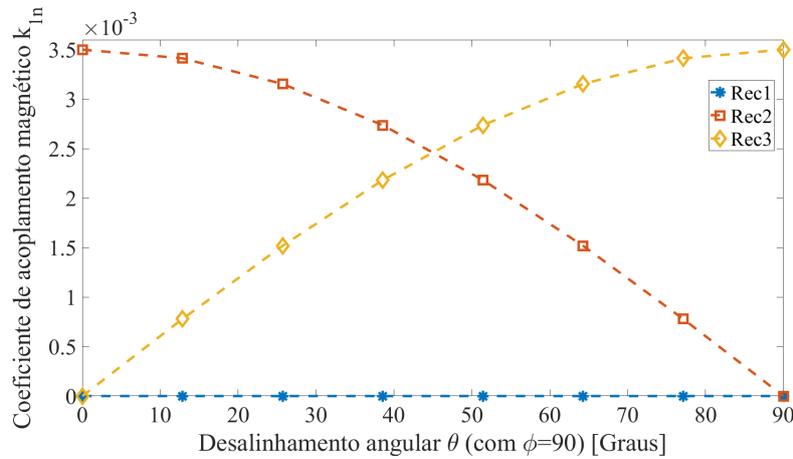
onde  $k_{1N}$  representa o coeficiente de acoplamento magnético entre  $L_1$  e  $L_N$ ,  $N = 2,3,4$ . As indutâncias mútuas cruzadas dos receptores  $M_{23}, M_{24}, M_{34}$  são desconsideradas porque não há acoplamento magnético entre as bobinas ortogonais. Assim, por uma questão de simplicidade, assumimos três bobinas de recepção independentes, o que nos permite analisar um único receptor de bobina e estender os resultados para as demais.

## 5.2 Aplicação do método de sintonia

O ajuste ativo multivariável foi implementado monitorando a corrente de entrada  $\mathbf{I}_S$  (fase e magnitude) e a tensão  $\mathbf{V}_S$ , como mostrado na Fig. 75, e atuando em ambos: a frequência da fonte de tensão e no capacitor da rede de compensação do transmissor por meio de  $C_1$ , de forma semelhante ao que foi apresentado no capítulo 3.5.3.

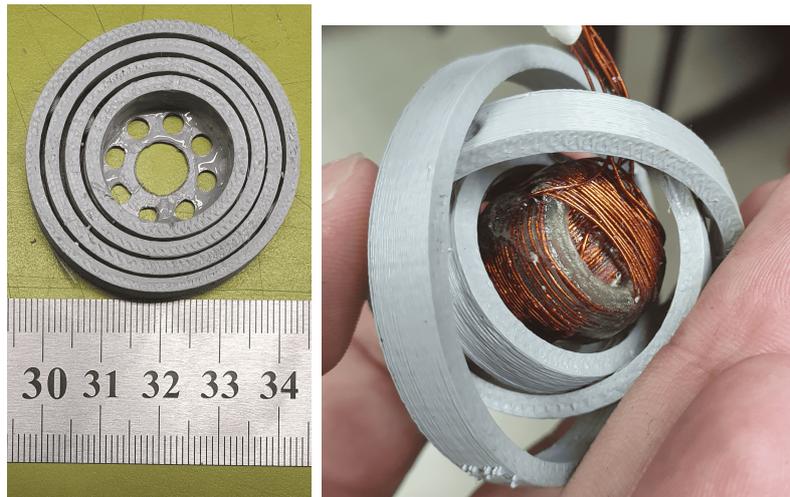
Como o receptor é composto por três bobinas ortogonais, a análise anterior pode ser estendida aos acoplamentos formados por  $L_1, L_3$  e por  $L_1, L_4$ . Assim, os três acoplamentos indutivos são conectados a retificadores em paralelo com a carga (Figura 75). A potência entregue à carga  $R_L$  pode ser definido pela maior tensão entregue

Figura 72 – Coeficiente de acoplamento magnético de cada bobina receptora enquanto  $\theta$  varia e  $\phi = 90^\circ$  é fixado



Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2021)

Figura 73: Giroscópio impresso para realizar o desalinhamento angular da SWEC



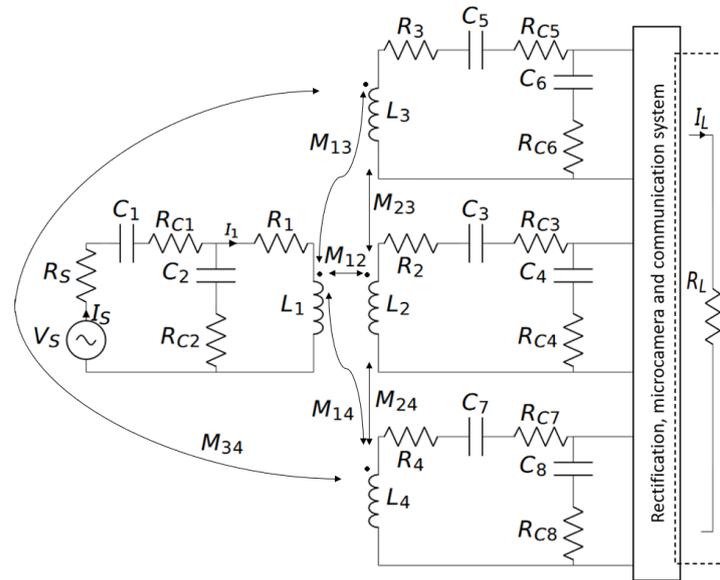
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

a carga pelas bobinas receptoras como

$$P_o = \frac{\max(V_{L12}, V_{L13}, V_{L14})^2}{R_L}. \quad (75)$$

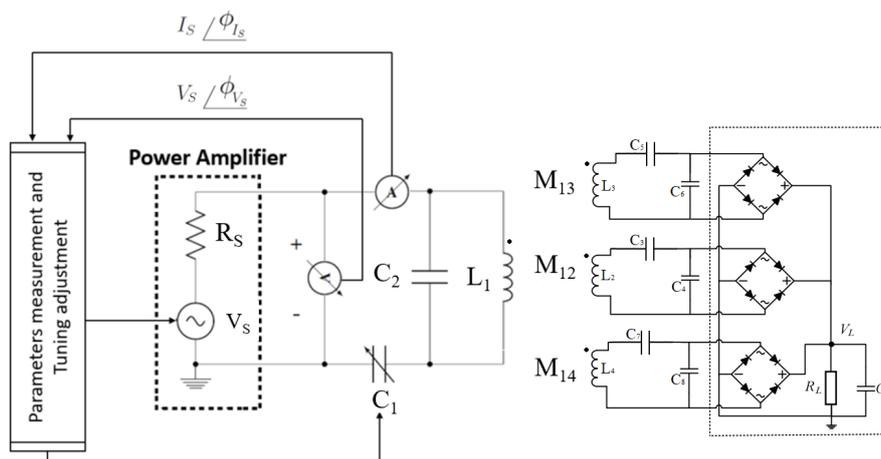
Podemos estimar uma indutância mútua equivalente  $M_{eq} = f(M_{12}, M_{13}, M_{14})$  com (56) e (74). Assim, a impedância refletida é estimada e compensada no transmissor e o sistema é capaz de rastrear a máxima transferência de potência possível até a carga. Desta forma, o sistema de controle de sintonia pode compensar o acoplamento indutivo e garantir os requisitos de potência (potência mínima de 100 mW) na carga dentro do deslocamento da faixa de  $k$  do estudo de caso proposto. A compensação dinâmica funciona medindo as variáveis  $\mathbf{I}_S$  e  $\mathbf{V}_S$  continuamente, estimando a indutância mútua equivalente no transmissor e, portanto, a impedância refletida

Figura 74 – Acoplamento indutivo com um transmissor e três bobinas receptoras localizadas dentro da cápsula endoscópica, que se move livremente por meio de translações e rotações no trato gastrointestinal



Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2021)

Figura 75 – Arquitetura do sistema para realizar continuamente o ajuste do sistema sempre que a carga ou a posição relativa das bobinas mudar (simplificação da Figura 44)



Fonte: (MURLIKY *et al.*, 2021)

total. Finalmente, esta impedância refletida é compensada pela aplicação de uma função de otimização para encontrar as melhores escolhas de frequência angular  $\omega$  e capacitância  $C_1$ , que são acionadas e atuam para maximizar a potência entregue à carga e restabelecer a sintonia do circuito.

Um valor de potência mínima na carga foi determinado através de estudos da

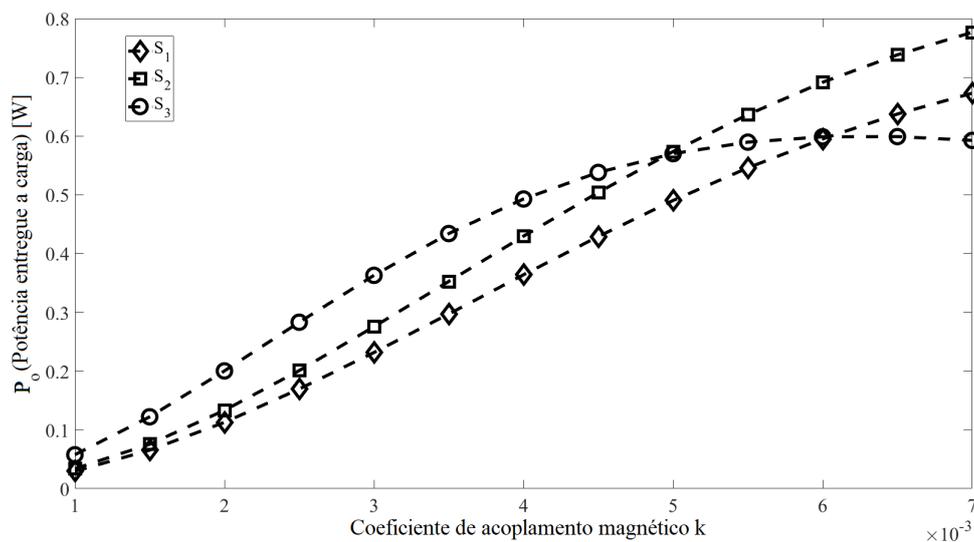
literatura (BIEN, 2015; KHAN; DESMULLIEZ, 2019) e cálculos de consumo de componentes que permitiriam a construção da SWEC. Dessa maneira, um valor de 100 mW foi definido para manter o sistema operante. Todavia, neste tipo de aplicação é de fundamental importância evitar problemas de aquecimento na cápsula endoscópica engolida pelo usuário. Assim, uma limitação na PDL de 130 mW foi implementada a fim de limitar o problema de otimização.

Como essa aplicação possui uma pequena faixa de operação para coeficientes de acoplamento magnético  $k$  o método de sintonia pode sempre assumir que o ponto inicial de busca do método de sintonia será um valor próximo da nova sintonia. Assim, o método de sintonia proposto em (60) pode ser aplicado nessa aplicação com:

$$\begin{aligned} & \underset{\omega \in \mathbb{R}; C_1 \in \mathbb{S}}{\text{maximize}} && P_o(\omega, C_1, \mathbf{I}_S) = \frac{1}{2} \sum_{n=2}^4 |\mathbf{I}_{L1n}(\omega, C_1, \mathbf{I}_S)|^2 R_L \\ & \text{sujeito a} && P_o \leq P_{max} \text{ mW} \end{aligned} \quad (76)$$

onde  $\mathbf{I}_{L1n}$  são as correntes elétricas fornecidas à carga por cada bobina no receptor. Além disso, a fim de evitar aquecimento excessivo na cápsula de endoscopia, o processo de otimização proposto também limita a potência de dissipação máxima.  $P_{max} = 130$  mW pode ser regulado pela magnitude da fonte de alimentação CA.

Figura 76 – Três conjuntos diferentes de capacitores  $\{S_1, S_2, S_3\} \times$  Potência entregue à carga durante o procedimento de ajuste com varredura de  $\omega$  e  $C_1$  na faixa de  $k$   $[0,001, 0,007]$ .  $S_1$  mostra baixo desempenho com altos valores de  $k$  no intervalo proposto, porém com a menor variabilidade das variáveis de sintonia.  $S_2$  mostra o melhor desempenho para  $k > 0,0047$  e  $S_3$  para  $k < 0,0047$



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Para encontrar a rede de compensação ótima, o sistema realiza o procedimento de busca aplicando o método apresentado na Seção 3.4.2. A Figura 76 mostra o resultado de três conjuntos diferentes de capacitores: claramente podemos observar que a melhor escolha depende da faixa do coeficiente de acoplamento magnético  $k$ . A

rede de compensação é analisada usando o algoritmo da Figura 37 para determinar qual conjunto de capacitores tem melhor desempenho ao ajustar as variáveis. A rede de compensação capacitiva  $S_2$  têm a maior potência entregue a carga para regiões onde a bobina receptora está mais próxima da borda da bobina transmissora para  $k > 0,0047$ . O conjunto  $S_3$  têm a maior potência entregue a carga para as regiões onde as linhas de fluxo são mais fracas no receptor, ou seja, quando o receptor está mais centralizado dentro da bobina transmissora. Já a rede  $S_1$  possui um comportamento pior que os conjuntos  $S_2$  e  $S_3$  em praticamente todo o espectro de variação de coeficiente de acoplamento magnético  $k$ . Todavia, o conjunto  $S_1$  possui a menor variabilidade nas variáveis de sintonia do acoplamento indutivo (frequência da fonte de alimentação na faixa de 802 a 808 kHz e a capacitância de compensação na faixa de 17 a 18,2 pF) e também pode proporcionar a potência mínima para funcionamento da aplicação de cápsula endoscópica. Dessa maneira, o conjunto  $S_1$  foi escolhido para ser implementado nesse trabalho, visto que será buscado limitar a PDL a fim de evitar problemas de sobreaquecimento na SWEC.

Através da definição da rede de capacitores, o acoplamento indutivo utilizado nesta aplicação (Figura 74) é formado pelos parâmetros informados na Tabela 5.2. A Tabela 5.2 apresenta os dados do acoplamento indutivo medidos com um *LCR meter - Agilent U1730C Series* e as respectivas incertezas (padrão) são definidas por  $u(x)$ .

Tabela 8: Parâmetros de projeto do acoplamento indutivo utilizado na SWEC

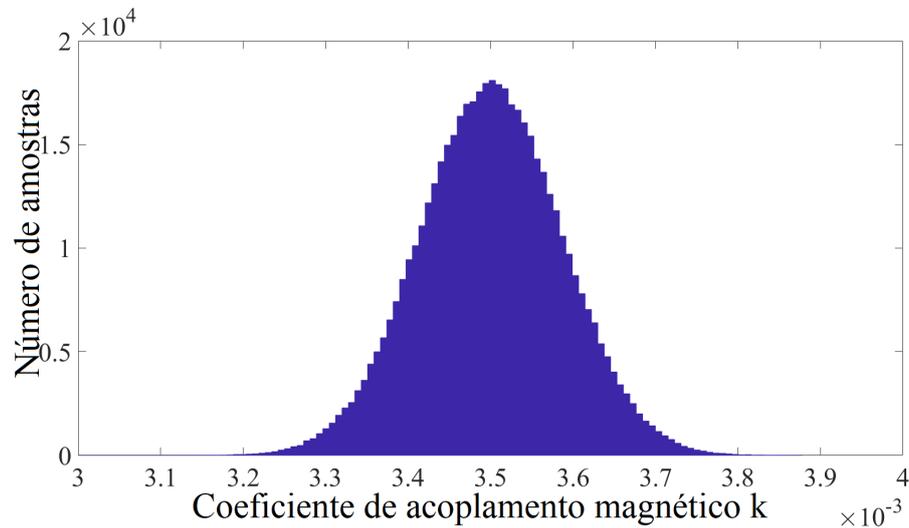
<b>Símbolo</b>	<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>	$u(x)$
$f$	Frequência de operação	805 000 Hz	46
$R_S$	Resistência série da fonte de tensão of $V_S$	0,700 $\Omega$	0,007
$V_S$	Amplitude da Fonte tensão of $V_S$	12,00V	0,14
$R_1$	Resistência DC da bobina do transmissor	10,18 $\Omega$	0,05
$R_2$	Resistência DC da bobina do receptor	0,572 $\Omega$	0,006
$R_3$	Resistência DC da bobina do receptor	0,588 $\Omega$	0,006
$R_4$	Resistência DC da bobina do receptor	0,603 $\Omega$	0,006
$C_1$	Capacitor de rede de compensação	18,30 pF	0,27
$C_2$	Capacitor de rede de compensação	2,57 pF	0,04
$C_3 = C_5$	Capacitor de rede de compensação	10 220 pF	47
$C_7$	Capacitor de rede de compensação	7220 pF	35
$C_4 = C_6 = C_8$	Capacitor de rede de compensação	27 500 pF	170
$L_1$	Indutância do transmissor	1866,2 $\mu\text{H}$	87,4
$L_2$	Indutância do receptor	5,04 $\mu\text{H}$	0,08
$L_3$	Indutância do receptor	5,05 $\mu\text{H}$	0,08
$L_4$	Indutância do receptor	7,06 $\mu\text{H}$	0,11
$Z_L = R_L$	Impedância de carga	47,00 $\Omega$	0,17
$k$	Coefficiente de acoplamento magnético	0,0035	0,00017

Por fim, as incertezas combinadas foram estimadas aplicando o Método de Monte Carlo (MMC) com nível de confiança  $NC = 95\%$ .

Por exemplo, a estimativa das variáveis descritas por 56, 33 e 34: coeficiente de acoplamento magnético  $k$ , potência na carga  $P_o$  e eficiência  $\eta$  foram estimadas pelo método de Monte Carlo. Os resultados de  $k$ ,  $P_o$  e  $\eta$  são dados com 95% de nível de confiança:  $k = (3,5 \pm 0,17) \times 10^{-3}$ ,  $P_o = 250 \pm 21,12$  mW e  $\eta = 7,4 \pm 0,32$  para o

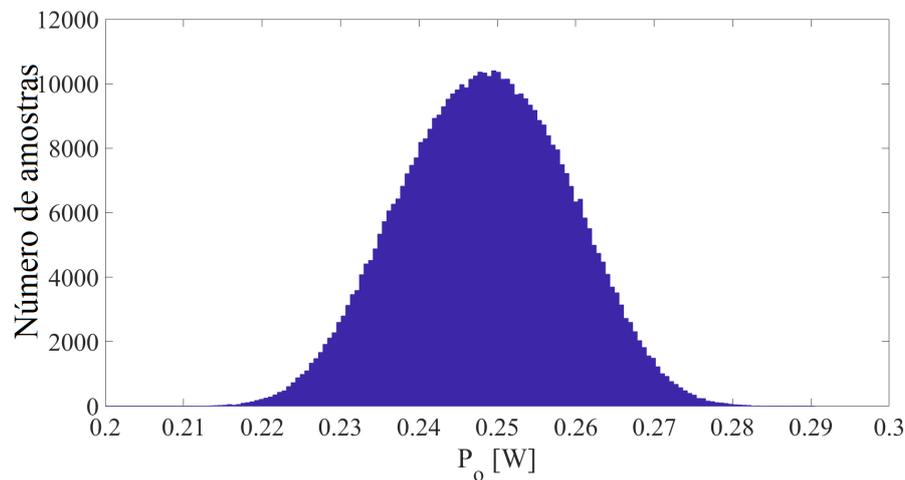
ponto específico de  $I_S$  apresentado na Tabela . As distribuições de saída (gaussianas - indicadas pelo teorema do limite central) das variáveis obtidas com o procedimento de Monte Carlo podem ser vistas em Figs. 77, 78 and 79.

Figura 77 – Distribuição do coeficiente de acoplamento magnético obtido com MMC



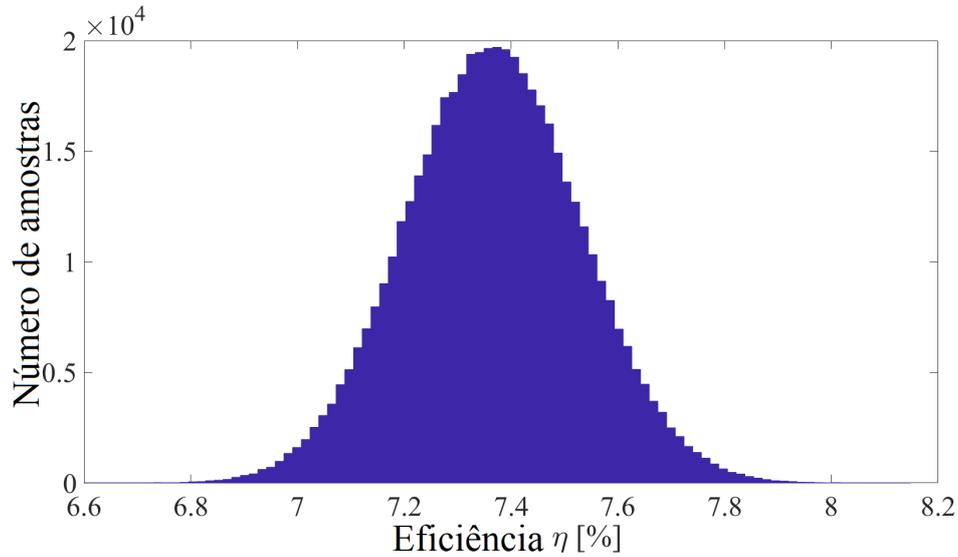
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 78: Distribuição de  $P_o$  obtida com MMC



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

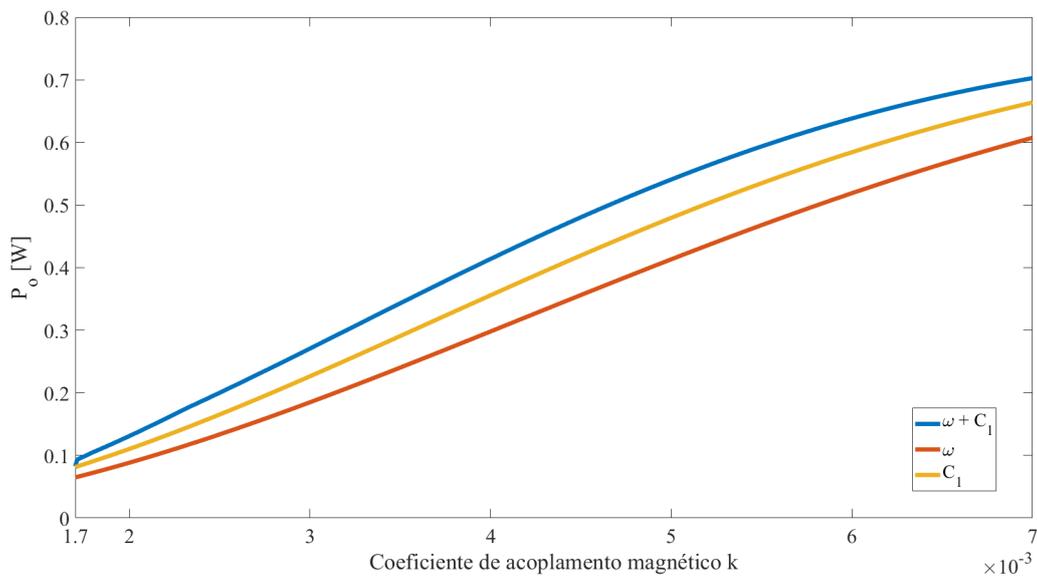
A sintonia multivariável é escolhida para compensar o sistema por possuir o melhor comportamento enquanto há desalinhamento entre as bobinas transmissora e receptora. Utilizando os parâmetros do circuito apresentados na Tabela 5.2 é possível comparar os comportamentos da sintonia mono e multivariável. Na Figura 80 é apresentado a potência entregue a carga através das variáveis de sintonia ( $\omega$ ,  $C_1$  e  $\omega$  simultaneamente com  $C_1$ ). Assim, é possível verificar que o método multivariável permite melhorias em ao menos dois aspectos em relação às demais sintonias

Figura 79: Distribuição de  $\eta$  obtida com o MMC

Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

apresentadas: permite maior PDL para todos os coeficientes de acoplamento magnético  $k$  e além disso, uma faixa de operação maior da aplicação para atender a potência mínima de 100 mW (para a sintonia de capacitância  $k = 0,0019$ , para a sintonia de frequência  $k = 0,00214$  e para o conjunto  $\omega$  e  $C$   $k = 0,00175$ ) ganhando aproximadamente 30 mm de operação no eixo  $z$  no pior caso de posição angular da SWEC.

Figura 80 – Sintonias mono e multivariáveis para o acoplamento indutivo informado na Tabela 5.2

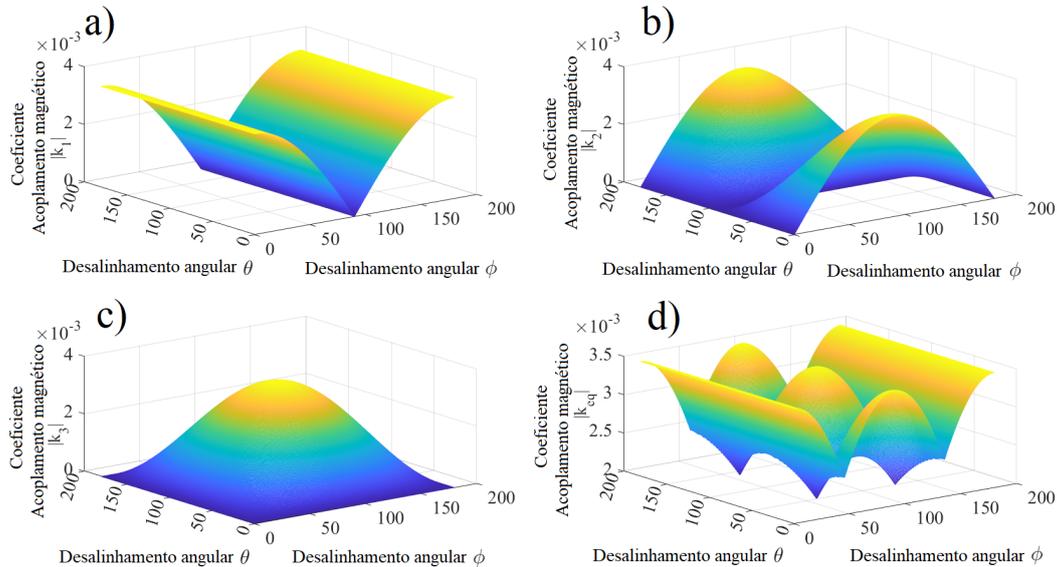


Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

### 5.3 Resultados

As Figuras 81.a, 81.b e 81.c mostram o coeficiente de acoplamento magnético de cada uma das bobinas receptoras quando a cápsula é fixada em  $z = 80$  mm (ver Figura 68), durante a variação dos ângulos  $\theta$  e  $\phi$  (novamente, bobinas transmissora e receptora,  $\varnothing = 9$  mm, estão alinhados com o eixo  $z$ ). Já a Figura 81.d mostra a combinação das três bobinas individuais, produzindo um coeficiente de acoplamento magnético no receptor enquanto os ângulos  $\theta$  e  $\phi$  variam de acordo com a Figura 70, representados pelo plano.

Figura 81 – Coeficiente de acoplamento magnético de cada bobina receptora enquanto  $\theta$  e  $\phi$  mudam. a) Coeficiente de acoplamento magnético pela bobina 1 do receptor. b) Coeficiente de acoplamento magnético pela bobina 2 do receptor. c) Coeficiente de acoplamento magnético pela bobina 3 do receptor. d) Coeficiente de acoplamento magnético obtido com a combinação dos coeficientes individuais de cada bobina receptora.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

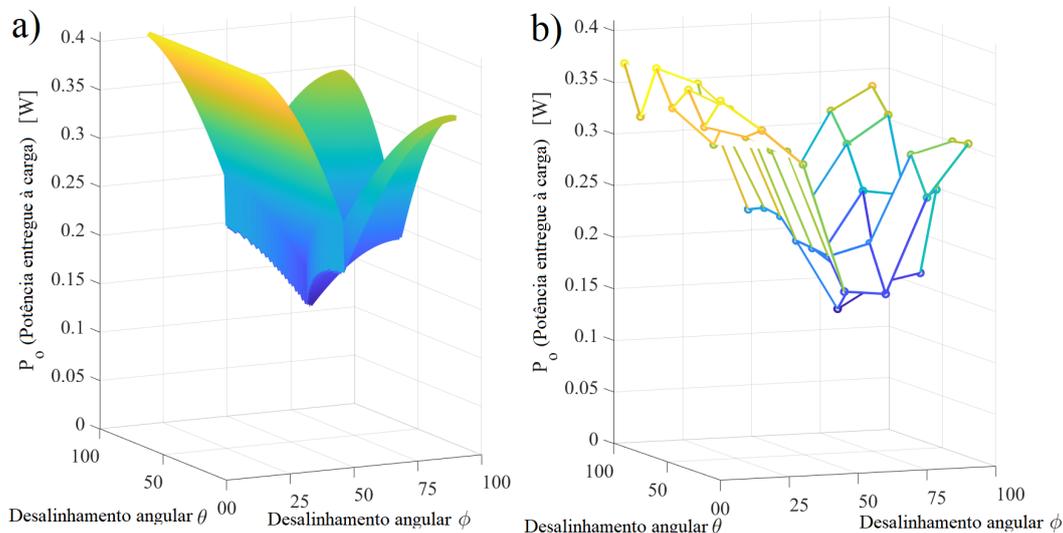
Como este trabalho utiliza um conjunto de três retificadores de onda completa (um para cada bobina receptora) ligados em paralelo com a carga, podemos definir o coeficiente de acoplamento magnético crítico angular por

$$k_c = \frac{k_0}{\sqrt{3}} \quad (77)$$

onde,  $k_0$  representa o coeficiente de acoplamento magnético na posição  $Z$  da bobina receptora (ver Figura 68). Na Figura 81.d podemos ver que o coeficiente de acoplamento magnético crítico do ponto  $Z = 0$  mm é  $k_c \approx 0,002$ .

A Figura 82 apresenta a Máxima transferência de potência possível simulada e experimental para a carga enquanto os ângulos  $\theta$  e  $\phi$  variam no intervalo de 0 a 90°. A Tabela 9 mostra alguns pontos, referindo-se à Figura 82, da eficiência e da potência entregue à carga durante a varredura de  $\theta$  e  $\phi$ . Podemos observar que a

Figura 82 – Potência entregue à quando  $\omega$  e  $C_1$  são utilizados simultaneamente para sintonizar o acoplamento indutivo. a) Resultados simulados. b) Resultados Experimentais.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

frequência e a capacitância  $C_1$  variam dentro dos intervalos de 791,7 a 818,9 kHz e de 17,66 a 19,08 pF para resultados simulados e de 802,1 a 808,6 kHz e de 17,4 a 19,4 pF para resultados experimentais, respectivamente. Também podemos notar a correlação de  $k$  com  $P_o$  e  $\eta$ .

A Figura 83 mostra o aparato experimental, utilizado para medição de um ponto com  $k \approx 0.002$  e desalinhamento no eixo  $z$   $Z = -25$  mm (Figura 68) e desalinhamento angulares de  $\phi = 45^\circ$  e  $\theta = 0^\circ$ . No osciloscópio da esquerda a tensão de saída do amplificador de potência é apresentada:  $V_{Spp} = 19,55$  V (Figura 43) e no da direita a tensão na carga, com  $V_L = 2,32$  V, ou seja  $P_o = 114,5$  mW.

Além disso, uma limitação de energia foi implementada para evitar o sobreaquecimento da carga. Assim, a magnitude da tensão da fonte de entrada do acoplamento indutivo foi controlada depois que o acoplamento indutivo foi sintonizado. Cada vez que  $P_o$  excedeu um limite (130 mW neste trabalho), uma nova tensão foi estimada e ajustada em  $V_S$ . A Figura 84 mostra a potência limitada e a variação de  $V_S \times \theta \times \phi$ . A Tabela 10 mostra alguns pontos simulados e experimentais referentes à Figura 84, bem como a faixa de magnitude da tensão.

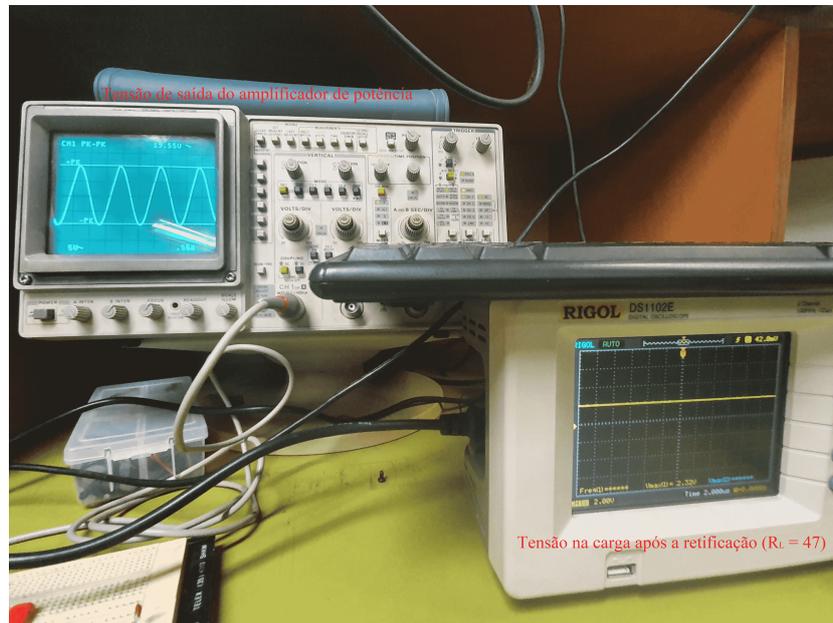
Os resultados apresentados na Figura 84 são semelhantes aos resultados apresentados na Figura 82, exceto por um limite de 130 mW, mantendo a potência constante mesmo com a variação de  $k_{1n}$ . Assim, é possível limitar a PDL a fim de evitar problemas de sobreaquecimento no circuito receptor. O ajuste de limitar a PDL através do circuito receptor fornece uma maior liberdade à capsula de endoscopia, visto que um circuito adicional não é necessário de ser implementado na cápsula para efetuar essa função.

A Figura 85 mostra a potência simulada e experimental na carga  $P_o$  ao variar o coeficiente de acoplamento magnético  $k$ . Ao detectar as variações da posição do receptor, a frequência angular  $\omega$  e a capacitância  $C_1$  são ajustadas, atingindo a

Tabela 9 – Dados experimentais e simulados do acoplamento indutivo quando as bobinas receptoras estão no centro das bobinas transmissora

$\theta$	$\phi$	Simulado					Experimental			
		F [kHz]	$C_1$ [pF]	$k$	$P_o$ [mW]	$\eta$ [%]	F [kHz]	$C_1$ [pF]	$k$	$P_o$ [mW]
0	0	791,37	19,10	0,0035	427,37	11,51	808,6	18,3	0,0036	367,8
0	15	791,37	19,10	0,0033	407,73	10,50	808,5	18,3	0,0035	337,1
0	30	791,37	19,10	0,0030	348,78	8,86	807,2	18,3	0,0029	302,0
0	45	791,37	19,10	0,0024	253,96	6,13	809,2	19,4	0,0022	176,7
0	60	818,01	17,71	0,0030	281,40	7,05	801,9	17,4	0,0030	172,4
0	75	818,04	17,71	0,0033	332,65	8,41	802,1	19,4	0,0034	263,7
0	90	818,05	17,71	0,0035	350,05	9,25	802,1	19,4	0,0035	313,9
15	0	791,78	19,08	0,0035	427,17	11,51	808,6	18,3	0,0036	337,3
15	15	791,77	19,08	0,0033	407,55	10,50	808,5	18,3	0,0032	325,6
15	30	791,76	19,08	0,0030	348,64	8,86	807,2	18,3	0,0029	309,0
15	45	791,75	19,08	0,0024	253,87	6,13	808,4	18,3	0,0025	205,6
15	60	818,03	17,71	0,0029	266,32	6,79	801,9	17,4	0,0030	216,1
15	75	818,05	17,71	0,0032	315,79	8,13	804,2	18,3	0,0030	299,8
15	90	818,06	17,71	0,0033	332,67	8,41	805,1	18,3	0,0031	310,6
30	0	791,76	19,08	0,0035	427,19	11,51	808,6	18,3	0,0036	367,8
30	15	791,75	19,08	0,0033	407,57	10,50	807,8	18,3	0,0032	346,7
30	30	791,74	19,08	0,0030	348,66	8,86	807,2	17,4	0,0028	305,4
30	45	791,73	19,08	0,0024	253,88	6,13	809,2	19,4	0,0022	208,3
30	60	818,06	17,71	0,0026	222,73	5,53	809,5	17,4	0,0026	175,4
30	75	818,08	17,71	0,0029	266,37	6,79	801,8	17,4	0,0030	229,8
30	90	818,10	17,70	0,0030	281,46	7,05	801,9	17,4	0,0030	258,7
45	0	791,78	19,08	0,0035	427,17	11,51	808,5	18,3	0,0035	344,8
45	15	791,77	19,08	0,0033	407,55	10,50	807,8	18,3	0,0032	307,3
45	30	791,76	19,08	0,0030	348,64	8,86	808,9	19,4	0,0028	309,1
45	45	791,75	19,08	0,0024	253,87	6,13	809,5	17,4	0,0026	210,1
45	60	818,10	17,70	0,0021	156,93	3,72	808,6	18,3	0,0022	141,9
45	75	818,12	17,70	0,0023	190,01	4,37	809,4	17,4	0,0025	164,9
45	90	818,13	17,70	0,0024	201,66	4,82	809,5	17,4	0,0026	172,5
60	0	791,76	19,08	0,0035	427,19	11,51	808,5	18,3	0,0035	377,8
60	15	791,75	19,08	0,0033	407,57	10,50	808,5	18,3	0,0035	360,9
60	30	791,74	19,08	0,0030	348,66	8,86	808,9	19,4	0,0028	323,1
60	45	791,73	19,08	0,0024	253,88	6,13	809,4	18,3	0,0025	228,6
60	60	818,06	17,71	0,0026	222,73	5,53	809,5	17,4	0,0026	189,8
60	75	818,08	17,71	0,0029	266,37	6,79	801,9	17,4	0,0030	248,7
60	90	818,10	17,70	0,0030	281,46	7,05	801,9	17,4	0,0030	242,7
75	0	791,78	19,08	0,0035	427,17	11,51	808,6	18,3	0,0036	325,7
75	15	791,77	19,08	0,0033	407,55	10,50	807,8	18,3	0,0032	355,3
75	30	791,76	19,08	0,0030	348,64	8,86	809,2	19,4	0,0030	314,0
75	45	791,75	19,08	0,0024	253,87	6,13	809,4	18,3	0,0025	231,2
75	60	818,03	17,71	0,0029	266,32	6,79	801,9	17,4	0,0030	229,4
75	75	817,89	17,69	0,0032	315,79	8,13	802,1	19,4	0,0034	288,7
75	90	818,06	17,71	0,0033	332,67	8,41	802,1	19,4	0,0034	314,8
90	0	791,76	19,08	0,0035	427,19	11,51	808,6	18,3	0,0036	371,9
90	15	791,75	19,08	0,0033	407,57	10,50	808,5	18,3	0,0035	347,4
90	30	791,74	19,08	0,0030	348,66	8,86	808,9	19,4	0,0028	325,6
90	45	791,73	19,08	0,0024	253,88	6,13	809,4	18,3	0,0025	224,3
90	60	818,01	17,71	0,0030	281,40	7,05	801,9	17,4	0,0030	247,6
90	75	818,04	17,71	0,0033	332,65	8,41	802,1	19,4	0,0034	315,5
90	90	818,05	17,71	0,0035	350,05	9,10	802,1	19,4	0,0035	337,3

Figura 83 – Osciloscópios mostrando a tensão de saída do amplificador de potência (esquerda) e a tensão entregue a carga  $R_L$  (direita)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Tabela 10: Dados simulados e experimentais quando o PDL é limitado a 130 mW

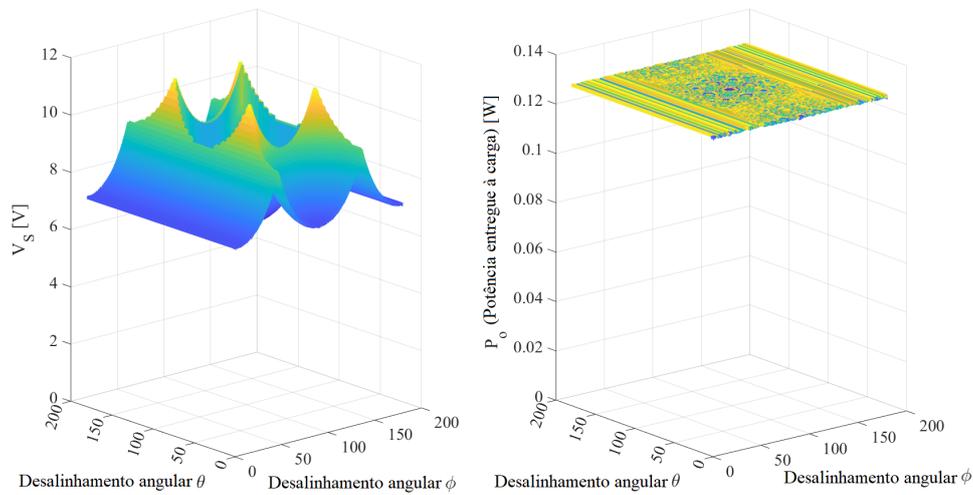
		Simulado		Experimental	
$\phi$	$\theta$	$V_S$	$P_o$ [mW]	$V_S$	$P_o$ [mW]
0	0	7,28	128,7	7,76	133,29
15	15	7,49	129,6	7,87	131,17
30	30	8,14	129,6	8,02	135,11
45	45	9,61	129,5	9,99	131,11
60	60	8,17	129,6	9,47	134,04
75	75	6,95	129,8	7,96	118,30
90	90	6,59	128,9	7,51	130,41

sintonia. Este processo continua indefinidamente. Além disso, ao atingir o limite de potência na carga, o sistema de otimização também estima e ajusta a tensão  $V_S$  para evitar o superaquecimento. As linhas tracejadas mostram os limites do intervalo  $[100, 130]$  mW. A linha pontilhada indica  $P_o$  sem qualquer limite e a linha sólida com o limite definido em 130 mW. Podemos ver que o  $P_o$  experimental permaneceu no intervalo entre a potência mínima e máxima configurada.

A Figura 86 apresenta as variações simuladas e experimentais da magnitude da tensão  $V_S$  para limitar a potência fornecida à carga (130 mW neste estudo de caso) quando o SWEC está alinhado no centro da bobina transmissora e movendo-se no eixo  $z$  no intervalo  $[-20,5, 75]$  mm (Ver Figura 68). Em cada posição no eixo  $z$  existe uma escala da curva de variação de  $V_S$  para o plano  $\theta \times \phi$  mostrado na Figura 84.

A Tabela 11 apresenta os dados simulados e experimentais apresentados nas Figuras 85 e 86. Foram sorteados pontos de desalinhamentos ( $Z, \theta, \phi$ ) a fim de alcançar

Figura 84 – Variável  $V_S$  simulada durante o processo de controle (ângulos  $\theta$  e  $\phi$  variando) para manter PDL em 130 mW



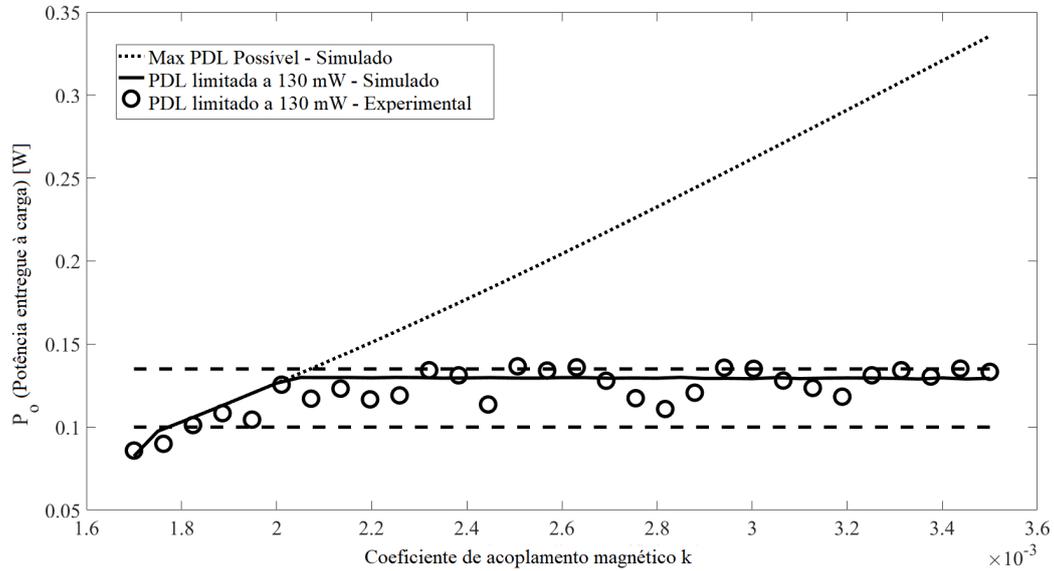
Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

todas as relações de coeficiente de acoplamento magnético que eram pretendidos para validar o experimento. Nesta análise foram utilizados apenas o conjunto das duas bobinas receptoras de  $\varnothing = 9$  mm (as receptoras com menores diâmetros) para que apenas esse setor fosse classificado de maneira distinta. Os pontos de desalinhamento no eixo  $z$  foram definidos através da relação apresentada na Figura 68. É possível notar que os dados experimentais possuem uma maior necessidade de faixa de operação nas variáveis de sintonia. Essa relação ocorre devido à necessidade do algoritmo ter que se adaptar às limitações físicas empregadas pelo chaveamento de capacitores, ou seja,  $C_1$  necessita ser tratado como uma variável discreta com menor resolução. Dessa maneira, é possível determinar um par de compensação  $(\omega, C_1)$  que está próximo do valor de máxima transferência de potência possível para a carga e que atende os requisitos de potência na carga.

Tabela 11 – Dados experimentais e simulados do acoplamento indutivo quando é realizado a limitação da potência entregue a carga. A coluna Z representa o desalinhamento em milímetros no eixo  $z$  (Figura 68)

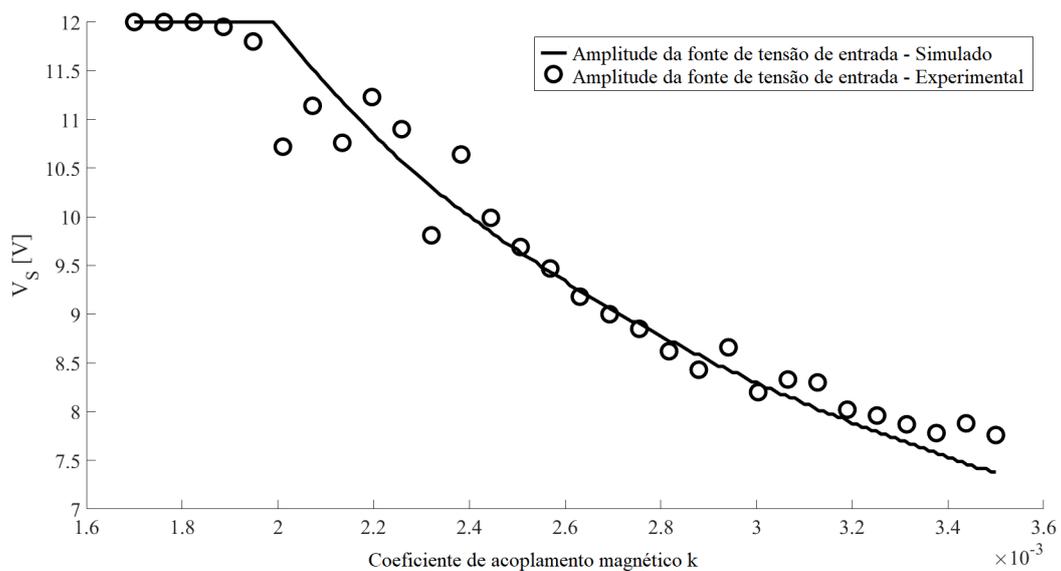
Ponto de teste				Simulação				Experimental			
$k$	Z	$\theta$	$\phi$	$V_S$	F [kHz]	$C_1$ [pF]	$P_o$ [mW]	$V_S$	F [kHz]	$C_1$ [pF]	$P_o$ [mW]
0,00170	-20	45	60	12,00	815,07	17,86	100,23	12,00	802,71	19,4	85,87
0,00176	-7	45	60	12,00	815,22	17,85	107,29	12,00	802,71	19,4	89,93
0,00182	-15	60	45	12,00	815,26	17,85	114,44	12,00	802,71	19,4	101,20
0,00188	-5	60	45	12,00	815,44	17,84	121,94	11,95	802,71	19,4	108,38
0,00194	30	45	60	12,00	815,62	17,83	129,61	11,81	807,93	18,3	104,48
0,00201	25	60	45	11,66	815,72	17,82	129,78	10,72	807,93	18,3	125,53
0,00207	-15	90	45	11,35	815,76	17,82	129,89	11,14	808,63	18,3	117,12
0,00213	0	75	45	11,05	815,80	17,82	129,89	10,76	808,63	18,3	123,16
0,00219	10	75	45	10,77	815,84	17,82	129,92	11,23	809,42	17,4	116,70
0,00225	30	75	45	10,50	815,94	17,81	129,69	10,91	808,63	18,3	119,17
0,00232	25	90	45	10,24	815,98	17,81	129,48	9,81	809,42	17,4	134,25
0,00238	45	75	45	10,01	816,02	17,81	129,61	10,64	809,42	17,4	131,17
0,00244	-15	75	60	9,79	816,12	17,80	129,71	9,99	809,53	17,4	113,63
0,00250	25	60	60	9,59	816,16	17,80	129,87	9,69	808,63	18,3	136,62
0,00256	-15	90	60	9,37	816,26	17,80	129,49	9,47	809,42	17,4	134,04
0,00263	-5	90	60	9,18	816,30	17,79	129,34	9,18	809,53	17,4	135,97
0,00269	10	75	60	9,01	816,34	17,79	129,55	9,00	809,53	17,4	127,92
0,00275	0	90	60	8,83	816,44	17,79	129,37	8,85	805,78	18,3	117,41
0,00281	30	75	60	8,68	816,48	17,79	129,68	8,62	805,78	18,3	110,89
0,00287	45	75	60	8,52	816,52	17,78	129,66	8,43	805,78	18,3	120,72
0,00294	-15	90	90	8,36	816,54	17,78	129,19	8,66	805,78	18,3	135,75
0,00300	10	75	75	8,23	816,58	17,78	129,53	8,20	801,98	17,4	135,11
0,00306	0	90	75	8,10	816,62	17,78	129,60	8,33	801,98	17,4	128,02
0,00312	0	90	90	7,97	816,66	17,78	129,41	8,30	801,98	17,4	123,57
0,00318	10	90	75	7,83	816,68	17,78	128,99	8,02	801,98	17,4	118,30
0,00325	45	75	75	7,73	816,68	17,78	129,36	7,96	802,11	19,4	131,17
0,00331	20	90	90	7,62	816,68	17,78	129,54	7,87	802,12	19,4	134,25
0,00337	30	90	90	7,52	816,68	17,78	129,52	7,78	802,12	19,4	130,43
0,00343	45	90	90	7,41	816,70	17,77	129,25	7,88	802,12	19,4	135,22
0,00350	75	90	90	7,30	816,71	17,77	128,92	7,76	802,12	19,4	133,29

Figura 85 –  $P_o$  simulada e experimental entregue à carga após ter o sistema ajustado e controlar a fonte de tensão  $V_S$  para evitar o sobreaquecimento na carga quando  $k$  estiver variando.



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

Figura 86 – Variações simuladas e experimentais de magnitude de tensão  $V_S$  a fim de limitar a potência entregue à carga (130 mW neste estudo de caso) quando o receptor está alinhado no centro da transmissora e se movendo no eixo  $z$  (Figura 68)



Fonte: Elaborado pelo autor (2021).

## 6 CONCLUSÃO

Essa tese apresenta o estudo de técnicas de compensação dinâmicas, ou de rastreamento da sintonia de acoplamentos indutivos, visando aumentar a potência (ou eficiência) entregue a carga ligada em um circuito localizado em um receptor fisicamente separado, mas acoplado magneticamente a um transmissor. O fenômeno físico, portanto, utilizado nesse trabalho é baseado em acoplamentos magnéticos característicos de campos próximos. Uma vez que o transmissor e o receptor estão separados, o fator de acoplamento é dependente basicamente das geometrias e das distâncias entre bobinas.

Considerando o receptor e/ou o transmissor móveis, a variação das distâncias caracteriza um desalinhamento entre as bobinas, fazendo com que o circuito seja alterado, bem como as suas condições de ressonância. Essas variações tornam o problema da maximização da energia transferida para a carga não trivial, pois há um decréscimo significativo na potência transmitida fora das condições iniciais de projeto pressupostos. Essa tese apresenta um modelo genérico para sintonia de um acoplamento, considerando-se restrições mínimas de similaridade como: definição de uma estimativa de coeficiente de acoplamento magnético equivalente, modelo de compensação capacitiva com 4 capacitores, similaridade no número de bobinas transmissoras e receptoras, acesso para monitoramento e ajustes no circuito transmissor e possibilidade de variação da frequência da fonte de excitação e da capacitância série do circuito transmissor. Assim, qualquer circuito WPT que utilize a mesma rede capacitiva pode utilizar o procedimento proposto. O método consiste em: a. monitoramento de tensão e corrente; b. estimativa do coeficiente de acoplamento magnético e/ou resistência da carga; c. definição de um ponto inicial de busca para o método de otimização; d. maximizar a função objetivo desejada e limitar potência entregue a carga se necessário; e. repetir o processo caso seja necessário realizar a sintonia dinâmica do acoplamento indutivo.

O método proposto foi apresentado de maneira geral e sua avaliação foi realizada através da análise da PDL. Todavia, caso seja necessário realizar uma análise mais criteriosa do sistema, como diminuir o espectro de faixa de operação das variáveis de sintonia ou incorporar a função de WPE como objetivo, é necessário apenas realizar a alteração de um dos passos do algoritmo proposto.

Visando validar o procedimento apresentado, esse trabalho apresenta o projeto, a análise e os resultados experimentais de um sistema WPT para alimentar uma cápsula ( $\approx 26,1 \times 9$  mm) ao longo de um deslocamento equivalente ao caminho do trato gastrointestinal em um exame de endoscopia. A cápsula contém um receptor com três bobinas do tipo solenóide ( $\approx 9 \times 9 \times 10$  mm), movendo-se livremente através de rotações e translações. O transmissor é composto por dois solenóides

de raio  $\varnothing = 380$  mm e altura 30 mm conectados em série e fisicamente dispostos a uma distância de 130 mm concentricamente, a fim de produzir um campo magnético aproximadamente homogêneo em seu interior. Conforme as bobinas receptoras se movem em relação à bobinas transmissora, o coeficiente de acoplamento magnético  $k$  entre o emissor e os receptores pode variar de 0 a 1. Como as três bobinas estão em quadratura, ao menos uma bobina é capaz de captar energia suficiente para alimentar a cápsula. Além disso, o receptor está inacessível e os ajustes, bem como a atuação de qualquer ação de controle são realizados apenas no transmissor. Dessa forma o processamento das variáveis medidas bem como os parâmetros estimados, bem como o fator de acoplamento magnético e a potência na carga também são feitos a partir do circuito transmissor.

Os resultados experimentais foram obtidos considerando que a potência mínima e máxima na carga permaneceram na faixa de 100 a 130 mW. Os experimentos incluíram movimento linear ao longo de um eixo de  $\approx 200$  mm e dois ângulos de rotação das bobinas no receptor. A potência na carga foi mantida na faixa proposta movendo as bobinas receptoras no espaço limitado pelo diâmetro das bobinas transmissora e a altura de até 160 mm. No estudo de caso apresentado, a variação do coeficiente de acoplamento magnético  $k$  variou na faixa de 0,0017 a 0,0035, que exigia o ajuste da frequência na faixa de 802,1 a 809,5 kHz e a capacitância  $C_1$  na faixa de 17,4 a 19,4 pF.

Em resumo, este trabalho apresenta um procedimento para maximizar continuamente a potência sobre a carga, compensando as variações causadas pelos movimentos das bobinas no circuito receptor. O procedimento é executado medindo a tensão  $V_S$  e a corrente  $I_S$  no transmissor e, simultaneamente, variando um capacitor na rede correspondente e a frequência da fonte de alimentação CA no circuito transmissor. A abordagem de atuar em duas variáveis, ao invés de uma, mostrou ter vantagens ao lidar com coeficientes de acoplamento magnético muito baixos, como no caso desta aplicação ( $k \approx 0,002$ ). Além disso, o procedimento também estima a potência na carga, verificando o limite superior e atuando na magnitude da fonte de tensão  $V_S$  (se necessário), evitando o sobreaquecimento da carga.

Trabalhos futuros serão conduzidos no intuito de aplicar o método desenvolvido em aplicações de maiores níveis de potência. Uma análise do funcionamento do sistema com a utilização de um vetor de bobinas transmissoras e com a utilização de um acoplamento indutivo com três bobinas também é previsto. Através do uso de um sistema com três bobinas pode haver a possibilidade de conseguir realizar a estimação da posição física da bobina receptora, o que pode ajudar em aplicações que necessitam utilizar esse tipo de detalhe. Assim, o circuito receptor poderá ser implementado de maneira mais reduzida visto que essa estimação será realizada pelo circuito transmissor. Através dessas novas aplicações pode-se estudar as limitações do método proposto. Um detalhe importante é que nessas novas modelagens a parte analítica como definição da função objetivo ou as equações de estimação de coeficiente de acoplamento magnético  $k$  ou da carga  $R_L$  precisará ser retrabalhada. Todavia, os passos adotados na modelagem do algoritmo e da implementação do acoplamento indutivo serão mantidos. Por fim, a dedução do impacto da utilização de um conjunto de compensação capacitiva para casos dinâmicos devem ser também conduzidos em futuras implementações visto que neste trabalho foi possível verificar que sua utilização possui grande impacto no sistema WPT implementado.

## 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. 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.
- ALDHAHER, S. *et al.* High input voltage high frequency class E rectifiers for resonant inductive links. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, 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** [...] Piscataway: IEEE, 2013. p. 183-187.
- AZAMBUJA, R. *et al.* Analysis and optimization of an inductive power transfer with a randomized method. **IEEE Trans. Instrum. Meas**, New York, v. 63, n. 5, p. 1145–1152, May 2014.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory: analysis and design**. 4th. ed. Nova York,EUA: Wiley-Blackwell, 2016.
- BANSAL, R. **Fundamentals of engineering electromagnetics**. New York: Taylor & Francis, 2006. p. 150-223.
- BASAR, M. R. *et al.* A 3-coil wireless power transfer system with fine tuned power amplifier for biomedical capsule. *In: IEEE ASIA PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE (APMC)*, 2017., 2017. **Proceedings** [...] [S.l.: s.n.], 2017. p. 142–145.
- BASAR, M. R. *et al.* Stable and High-Efficiency Wireless Power Transfer System for Robotic Capsule Using a Modified Helmholtz Coil. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, [S.l.], v. 64, n. 2, p. 1113–1122, 2017.

BASIR, A.; YOO, H. Efficient Wireless Power Transfer System With a Miniaturized Quad-Band Implantable Antenna for Deep-Body Multitasking Implants. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v. 68, n. 5, p. 1943–1953, 2020.

BIEN, K. N. . H. J. . H. M. . F. Tracking Optimal Efficiency of Magnetic Resonance Wireless Power Transfer System for Biomedical Capsule Endoscopy. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v. 63, 2015.

BOSSHARD, R. *et al.* Optimized magnetic design for inductive power transfer coils. *In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 28., 2013, Long Beach, US. Proceedings [...]* Piscataway: IEEE, 2013. p. 17-21.

BRUSAMARELLO, V. J.; BLAUTH, Y. B. An Analysis of kii Coupling Coefficients. **The International Journal of Electrical Engineering & Education**, [S.l.], v. 49, n. 1, p. 16–25, 2012.

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.

BUDHIA, M.; COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems. **IEEE Trans. Power Electron.**, [S.l.], v. 26, n. 11, p. 3096–3108, Nov. 2011.

BUDHIA, M.; COVIC, G.; BOYS, J. A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems. *In: IECON 2010 - 36TH ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2010. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2010. p. 2487–2492.

BUDHIA, M. *et al.* Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, 2011., 2011. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2011. p. 614–621.

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, C. *et al.* A Repeater Coil Based Wireless Power Transfer System Powering Multiple Gate Drivers of Series-Connected IGBTs. **IET Power Electronics**, [S.l.], v. 13, 02 2020.

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

CHIGIRA, M. *et al.* Small-size light-weight transformer with new core structure for contactless electric vehicle power transfer system. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, 2011., 2011. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2011. p. 260–266.

- DAS, R.; YOO, H. A Multiband Antenna Associating Wireless Monitoring and Nonleaky Wireless Power Transfer System for Biomedical Implants. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v. 65, n. 7, p. 2485–2495, 2017.
- DING, K.; YU, Y.; LIN, H. Wireless midfield scheme for power transfer and bidirectional data transmission for capsule endoscopy. *In: IEEE 16TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATION TECHNOLOGY (ICCT)*, 2015., 2015. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2015. p. 522–524.
- DINIZ, W. F.; MURLIKY, L.; BRUSAMARELLO, V. J. Automatic control to compensate misalignments of a wireless power system. *In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC)*, 2018., 2018. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.
- FISHER, T. M. *et al.* Electric vehicle wireless charging technology: a state-of-the-art review of magnetic coupling systems. **Wireless Power Transfer**, [S.l.], v. 1, p. 87–96, 09 2014.
- GATI, E. *et al.* Wireless Phase - Locked Loop Control for Inductive Power Transfer Systems. *In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC)*, 2015. **Proceedings [...]** IEEE, 2015. p. 1601–1607.
- GROVER, F. W. **Inductance calculations**: working formulas and tables. New York: Dover Publications, Inc., 1946.
- HE, S. *et al.* A wirelessly powered expanding-extending robotic capsule endoscope for human intestine. **International Journal of Precision Engineering and Manufacturing**, [S.l.], v. 16, n. 6, p. 1075–1084, Jun 2015.
- HE, X.; BITO, J.; TENTZERIS, M. M. A drone-based wireless power transfer and communications platform. *In: IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE (WPTC)*, 2017., 2017. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4.
- 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 Trans. Power Electron.**, New York, v. 29, 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, Jul. 1995.
- JIANG, C. *et al.* A Wireless Servo Motor Drive With Bidirectional Motion Capability. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 34, n. 12, p. 12001–12010, 2019.

JIN, R.; YANG, Z.; LIN, F. Mutual inductance identification and maximum efficiency control of wireless power transfer system for the modern tram. *In: IEEE PELS WORKSHOP ON EMERGING TECHNOLOGIES: WIRELESS POWER TRANSFER (WOW)*, 2017., 2017. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2017. p. 70–74.

KHAN, S. R.; DESMULLIEZ, M. Towards a Miniaturized 3D Receiver WPT System for Capsule Endoscopy. **Micromachines**, [S.l.], 08 2019.

KHAN, S. R. *et al.* Miniaturized 3-D Cross-Type Receiver for Wirelessly Powered Capsule Endoscopy. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v. 67, n. 5, p. 1985–1993, May 2019.

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.

KIM, D.; ABU-SIADA, A.; SUTINJO, A. T. Application of FRA to Improve the Design and Maintenance of Wireless Power Transfer Systems. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], v. 68, n. 11, p. 4313–4325, 2019.

LEE, Y. *et al.* Wireless power IoT system using polarization switch antenna as polling protocol for 5G mobile network. *In: IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE (WPTC)*, 2017., 2017. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–3.

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.

MASUCH, J.; RESTITUTO, M. D. Design constraints for the inductive power and data link of an implanted body sensor. *In: EUROPEAN CONFERENCE ON CIRCUIT THEORY AND DESIGN (ECCTD)*, 2009. **Proceedings [...]** Piscataway: IEEE, 2009. p. 425–428.

MAYORDOMO, I. *et al.* Wireless power transfer for sensors and systems embedded in fiber composites. *In: WIRELESS POWER TRANSFER (WPT)*, 2013. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2013. p. 107–110.

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.

MURLIKY, L.; PORTO, R. W.; BRUSAMARELLO, V. Multivariable optimization method for inductive power transfer in wireless sensor nodes. *In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC) PROCEEDINGS*, 2017. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2017.

MURLIKY, L. *et al.* Robust Active Tuning for Wireless Power Transfer to Support Misalignments and Variable Load. *In: IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE (WPTC)*, 2018., 2018. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4.

MURLIKY, L. *et al.* Active Tuning of Wireless Power Transfer System for compensating coil misalignment and variable load conditions. **AEU - International Journal of Electronics and Communications**, [S.l.], v. 119, p. 153166, 2020.

MURLIKY, L. *et al.* Study of a Wireless Energy Transmission System for an Endoscopy Capsule with Dynamic Tuning. *In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC)*, 2021., 2021. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.

OLIVO, J.; CARRARA, S.; MICHELI, G. D. IronIC Patch: a wearable device for the remote powering and connectivity of implantable systems. *In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC)*, 2012 IEEE INTERNATIONAL, 2012, Graz. **Proceedings [...]** IEEE, 2012. p. 286–290.

PANTIC, Z.; LEE, K.; LUKIC, S. M. Multifrequency inductive power transfer. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v. 29, p. 5995 – 6005, 2014.

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.

PATIL, D. *et al.* Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: overview and challenges. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, [S.l.], v. PP, 12 2017.

PORTO, R. W. **Maximização da potência na carga em sistemas de transferência de energia sem fios com acoplamento indutivo de baixa potência**. Tese de doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto alegre, Brasil, 2019.

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 [...]** Piscataway: IEEE, 2015. p. 1261–1266.

PORTO, R. W. *et al.* Fine tuning of an inductive link through a voltage-controlled capacitance. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v. 32, n. 5, p. 4115–4124, May 2017.

PORTO, R. W. *et al.* Multivariable automatic compensation method for inductive power transfer system. *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENVIRONMENT AND ELECTRICAL ENGINEERING (EEEIC)*, 17., 2017, Milan. **Proceedings [...]** Piscataway: IEEE, 2017. p. 1–6.

PORTO, R. W. *et al.* Variability analysis of efficiency and output power of an inductive power transfer link. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, New York, v. 29, n. 2, p. 250–258, Abril 2018.

- PORTO, R. W. *et al.* Multivariable compensation for wireless power transfer systems in dynamic environments. In: TRIVIÑO-CABRERA, A.; AGUADO, J. A. (Ed.). **Emerging capabilities and applications of wireless power transfer**. Hershey: IGI Global, 2018. p. 69–101.
- PRAWIRO, S. Y.; MURTI, M. A. Wireless power transfer solution for smart charger with RF energy harvesting in public area. *In: IEEE 4TH WORLD FORUM ON INTERNET OF THINGS (WF-IOT)*, 2018., 2018. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2018. p. 103–106.
- QUALCOMMHALO. **Charging electric buses quickly and efficiently**: bus stops fitted with modular components make charge and go simple to implement. 2011.
- RAMRAKHYANI, A. K.; MIRABBASI, S.; CHIAO, M. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants. **IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst**, [S.l.], v. 5, n. 1, p. 48–63, FEBRUARY 2011.
- RIANO, F. L. C.; SOUSA, F. R. Optimal design of energy efficient inductive links for powering implanted devices. *In: IEEE TOPICAL CONFERENCE ON BIOMEDICAL WIRELESS TECHNOLOGIES, NETWORKS, AND SENSING SYSTEMS (BIOWIRELESS)*, 2014, Newport Beach. **Proceedings [...]** Piscataway: IEEE, 2014. p. 37–39.
- RUSH, A.; TROYK, P. R. Dual inductive link coil design for a neural recording system. *In: ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE OF THE IEEE EMBS*, 33., 2011, Boston, Massachusetts USA. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2011.
- SCHUETZ, M. *et al.* A particle swarm optimizer for tuning a software-defined, highly configurable wireless power transfer platform. *In: IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE (WPTC)*, 2015., 2015, USA. **Proceedings [...]** IEEE, 2015.
- SHIN, J.; OUTEIRO, M. T.; CZARKOWSKI, D. New real-time tuning method for wireless power transfer systems. *In: IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE (WPTC)*, 2016., 2016. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4.
- SHINOHARA, N. **Wireless power transfer via radiowaves**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2014. p. 9-13.
- SRAVYA, D.; BOBBA, P. B.; RANI, M. N. S. Investigation of Wireless Power Transfer System with Different Coil Structures used in Wireless Capsule Endoscope. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SUSTAINABLE ENERGY AND FUTURE ELECTRIC TRANSPORTATION (SEFET)*, 2021., 2021. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.
- STEIGERWALD, R. A comparison of half-bridge resonant converter topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 3, n. 2, p. 174–182, 1988.
- STOECKLIN, S. *et al.* Efficient Wireless Powering of Biomedical Sensor Systems for Multichannel Brain Implants. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], v. 65, n. 4, p. 754–764, 2016.

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**, [S.l.], v. 59, n. 11, p. 3247–3254, 2012.

TERMAN, F. **Electronic and Radio Engineering**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1955. (McGraw-Hill electrical and electronic engineering series).

TESLA, N. **Apparatus for transmitting electrical energy**. US Patent n. 1119732, 18 Jan. 1902, 1 Dec. 1914.

TRACHTENBERG, O.; BAIMEL, D.; KUPERMAN, A. Accurate first-harmonic-approximation-based model of the diode rectifier in series-series compensated inductive wireless power transfer link at load-independent-voltage-output frequency. **AEU - International Journal of Electronics and Communications**, [S.l.], v. 135, p. 153732, 2021.

TROYK, P. R.; RUSH, A. D. Inductive link design for miniature implants. *In*: ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE OF THE IEEE EMBS, 31., 2009. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2009.

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.

WAFFENSCHMIDT, E.; STARING, T. Limitation of inductive power transfer for consumer applications. *In*: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 2009. EPE '09, 13., 2009, Barcelona. **Proceedings [...]** EPE, 2009. p. 1–10.

WANG, C.-S.; COVIC, G. A.; STIELAU, O. H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Brookline, v. 51, p. 148–157, 2004.

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.

WANG, H. *et al.* Design, Analysis, and Implementation of Wireless Shaded-Pole Induction Motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 68, n. 8, p. 6493–6503, 2021.

WEN, F. *et al.* Receiver Localization and Power Stabilization for Wireless Power Transfer System. *In*: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY AND ELECTROMAGNETIC DEVICES (ASEMD), 2020., 2020. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–2.

WITRICITY. **DRIVE**: electric vehicles. 2011.

WU, R. *et al.* Design and characterization of wireless power links for brain - machine interface applications. **IEEE Trans. Power Electron.**, [S.l.], v. 29, n. 10, p. 5462–5471, Jan. 2014.

YEE, Y. F.; CHAKRABARTY, C. K. Phase detection using AD8302 evaluation board in the superheterodyne microwave interferometer for line average plasma electron density measurements. **Measurement**, [S.l.], v. 40, n. 9-10, p. 849–853, Dec. 2007.

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.

ZHANG, Z. *et al.* Topology-reconfigurable capacitor matrix for encrypted dynamic wireless charging of electric vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l.], v. 67, p. 9284 – 9293, 2018.