

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

WALTER FERREIRA DINIZ JUNIOR

**CONTROLE DE FREQUÊNCIA PARA
OTIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA EM UM
SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE
ENERGIA SEM FIOS**

Porto Alegre

2017

WALTER FERREIRA DINIZ JUNIOR

**CONTROLE DE FREQUÊNCIA PARA
OTIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA EM UM
SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE
ENERGIA SEM FIOS**

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

Área de concentração: Controle e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre

2017

WALTER FERREIRA DINIZ JUNIOR

**CONTROLE DE FREQUÊNCIA PARA
OTIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA EM UM
SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE
ENERGIA SEM FIOS**

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

Orientador: _____

Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS

Doutor pela (UFSC – Santa Catarina, Brasil)

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Fernando Rangel de Souza, UFSC

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Alexandre Sanfelici Bazanella, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Luis Alberto Pereira, UFRGS

Doutor pela Universität Kaiserslautern, UNI-KL, Alemanha

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre, setembro de 2017.

DEDICATÓRIA

Dedico essa dissertação a minha família e aos meus amigos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus irmãos, Ivanhoé Silva Santos, Tássia Valquiria Silva Santos e Thalita Priscila Diniz, pelos conselhos e paciência nessa minha jornada.

Agradeço a minha mãe, Ivonete Silva Santos, pela compreensão e cuidado nos momentos difíceis que eu estive.

Agradeço ao meu pai, Walter Ferreira Diniz, por me ensinar o valor do trabalho.

Agradeço aos colegas de graduação e pós-graduação que me ensinaram tanto quanto os docentes.

Por fim, agradeço aos colegas de laboratório que contribuíram direta e indiretamente nessa dissertação: O Meng. Lucas Murliky e o professor Dr. Valner João Brusamarello.

RESUMO

Nesse trabalho é apresentada uma estratégia de controle para manter a potência entregue a carga do *link* indutivo de um sistema de transferência de potência sem fios maximizada continuamente. Inicialmente, foi desenvolvido o modelo do *link* indutivo do sistema, de forma a encontrar uma expressão para a potência na carga. Em seguida, essa expressão foi analisada, buscando os pontos de potência máxima correspondentes às frequências ressonantes quando o fator de acoplamento magnético do link indutivo era variado. Assim, foi estabelecido um método para estimar esse fator de acoplamento k e conseqüentemente da indutância mútua M a partir do monitoramento direto da fase e do módulo da corrente de entrada do link e indireto da impedância de entrada. Portanto, a estratégia de controle proposta consiste em monitorar a corrente da fonte de entrada do link para estimar o fator de acoplamento magnético k e finalmente, sintonizar a fonte na frequência de ressonância associada ao coeficiente de acoplamento magnético pela função obtida $f_{res}(k)$. Os resultados experimentais mostraram que a estratégia proposta aumenta significativamente a potência entregue a carga em comparação a uma fonte de alimentação sintonizada em uma frequência fixa.

Palavras-chave: Método de controle de frequência, Estimador do coeficiente de acoplamento magnético, Polinômio de primeira ordem, Frequências de ressonância.

ABSTRACT

A control strategy is presented in this work to maintain the power delivered to a load continuously maximized at the output of a wireless power transfer system. Initially, the inductive *link* model of the system was developed in order to find an expression for the power delivered to the load. Thus, the maximum power delivered to the load points were obtained experimentally while the magnetic coupling factor of the inductive link was varied and associated with the frequency of the source. The frequency and magnetic coupling variables were related to the maximum power on the load by a simple analytic function. Thus, a method has been established to estimate the coupling factor k and consequently the mutual inductance M by direct monitoring of the phase and the module of the input current of the link and indirect monitoring of the input impedance. Therefore, the proposed control strategy is to monitor the current of the input source of the link to estimate the magnetic coupling factor k and finally to tune the source at the resonance frequencies associated to the magnetic coupling coefficient by the obtained function $f_{res}(k)$. The experimental results showed that the proposed strategy increases significantly the power delivered to the load compared to a power source tuned at a fixed frequency.

Keywords: Strategy control, Magnetic coupling coefficient, Resonant frequencies, optimized function.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	9
LISTA DE TABELAS	11
LISTA DE ABREVIATURAS	12
LISTA DE SÍMBOLOS	13
1 INTRODUÇÃO	15
1.1 Motivação	15
1.2 Objetivos gerais	17
1.3 Objetivos específicos	17
1.4 Contextualização do Trabalho	17
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	22
3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	26
3.1 Modelagem matemática do WPT	28
3.1.1 Potência na carga $P_o(\omega, k)$	29
3.1.2 Frequências de ressonância $f_{res}(k)$ do WPT	33
3.1.3 Estimação do fator de acoplamento magnético k	38
3.1.4 Compensação capacitiva	43
4 METODOLOGIA	46
4.1 Simulações no <i>link</i> indutivo	49
4.1.1 Função potência $P_o(\omega, k)$	49
4.1.2 Polinômio do primeiro grau $f_1(k)$	49
4.2 Funcionamento	52
4.2.1 Princípio de funcionamento	52

4.2.2	Transdutor de entrada e saída do controlador proposto	53
4.2.3	Robustez do sistema de controle proposto	56
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	60
5.1	Avaliação da potência $P_o(\omega, k)$ e da função $f_1(k)$	62
6	CONCLUSÃO	65
6.1	Trabalhos Futuros	66
	REFERÊNCIAS	67
7	ANEXO A: ERROS DE MEDIÇÃO DE I_S E ϕ_{I_S}	70
7.1	Erros de 20%, 40%, 60% e 80%	70
8	APÊNDICE A: DETERMINAÇÃO DE $F_{RES}(K)$	74
8.1	Código desenvolvido para $f_{res}(k)$	77

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1:	VANT transportador da DHL	16
Figura 2:	Marcapasso da St. Jude Medical	16
Figura 3:	Empilhadeira de estoque da Toyota	17
Figura 4:	WPT e sistema de controle proposto	20
Figura 5:	WPT montado por estudantes do MIT	23
Figura 6:	Controlador ZPA no lado primário do WPT	24
Figura 7:	Controlador PLL em um WPT	25
Figura 8:	Indutância mútua e autoindutância	27
Figura 9:	Circuito elétrico equivalente do WPT	27
Figura 10:	Topologia T do WPT	28
Figura 11:	Topologia π do WPT	29
Figura 12:	Topologia utilizada neste trabalho com rede de quatro capacitores considerando as perdas ôhmicas, tanto das bobinas quanto dos capacitores	30
Figura 13:	<i>Link</i> indutivo sem a carga R_L para aplicar as técnicas de simplificação de circuitos	31
Figura 14:	<i>Link</i> indutivo sem a carga R_L para aplicar as técnicas de simplificação de circuitos	32
Figura 15:	Circuito equivalente visto pela carga R_L	33
Figura 16:	Fluxograma para determinação de $f_{res}(k)$	39
Figura 17:	Eliminação da fonte \mathbf{V}_S do <i>link</i> indutivo para aplicar as técnicas usuais de simplificação de circuitos elétricos	40
Figura 18:	Circuito equivalente visto pela fonte \mathbf{V}_S	41
Figura 19:	Potência para projeto dos capacitores em $k = 0.65$ e $f = 500kHz$	44
Figura 20:	Fluxograma da busca exaustiva para encontrar os capacitores ótimos, com os parâmetros fixos	45
Figura 21:	Controlador proposto	47
Figura 22:	Modelo da planta WPT	47

Figura 23:	Desalinhamento horizontal das bobinas espirais planas	48
Figura 24:	Superfície da função potência $P_o(f, k)$	50
Figura 25:	Contorno da superfície $P_o(f, k)$, curva otimizada $f_{res}(k)$ e polinômio aproximado $f_1(k)$	51
Figura 26:	Potência $P_o(k)$ nas frequências de ressonância $f_{res}(k)$ e no polinômio aproximado do 1º grau $f_1(k)$	51
Figura 27:	Fluxograma do sistema de controle proposto	53
Figura 28:	<i>Link</i> indutivo e sistema de controle	54
Figura 29:	AD8302	55
Figura 30:	NI USB 6009 e Arduino	55
Figura 31:	AD9834 e amplificador de potência	55
Figura 32:	Circuito do amplificador de potência classe AB	56
Figura 33:	10% de erro em $ \mathbf{I}_S $ e $ \phi_{\mathbf{I}_S} $	57
Figura 34:	Cálculo de k pela medição com 10% de erro em $ \mathbf{I}_S $ e $ \phi_{\mathbf{I}_S} $	58
Figura 35:	Potência na carga com 10% de erro em $ \mathbf{I}_S $ e $ \phi_{\mathbf{I}_S} $	59
Figura 36:	Desalinhamento horizontal das bobinas	60
Figura 37:	Estrutura montada para os desalinhamentos	61
Figura 38:	Bobina transmissora e receptora	61
Figura 39:	Localização das bobinas na estrutura	62
Figura 40:	Potência em malha aberta e fechada	63
Figura 41:	Função $f_1(k)$ simulado e experimental	64
Figura 42:	20% erro na medição de $ \mathbf{I}_S $ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$	70
Figura 43:	40% erro na medição de $ \mathbf{I}_S $ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$	71
Figura 44:	60% erro na medição de $ \mathbf{I}_S $ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$	72
Figura 45:	80% erro na medição de $ \mathbf{I}_S $ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$	73
Figura 46:	Divergências do método de Newton	75
Figura 47:	Erro de convergência do método de Newton	75
Figura 48:	Resposta em módulo da corrente $ \mathbf{I}_L $ em $k = 0.36$	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Parâmetros do <i>link</i> indutivo e capacitores otimizados	44
-----------	---	----

LISTA DE ABREVIATURAS

ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> (Resistência série equivalente)
PDL	<i>Power Delivered to the Load</i> (Potência entregue à carga)
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Laço fechado de fase)
WPT	<i>Wireless Power Transmission</i> (Transmissão de potência sem fio)
ZPA	<i>Zero-phase-angle</i> (Ângulo de fase zero)

LISTA DE SÍMBOLOS

R_S	Resistência série da fonte do <i>link</i> indutivo
R_{sensor}	Resistência série para medição da corrente da fonte do <i>link</i> indutivo
R_T	Soma das resistências R_S e R_{sensor}
C_1	Capacitância paralela do primário
C_2	Capacitância série do primário
C_3	Capacitância série do secundário
C_4	Capacitância paralela do secundário
R_{C1}	Resistência do capacitor C_1
R_{C2}	Resistência do capacitor C_2
R_{C3}	Resistência do capacitor C_3
R_{C4}	Resistência do capacitor C_4
R_L	Resistência da carga do <i>link</i> indutivo
L_1	Indutância do primário do <i>link</i> indutivo
L_2	Indutância do secundário do <i>link</i> indutivo
R_{L1}	Resistência série da bobina L_1
R_{L2}	Resistência série da bobina L_2
M	Indutância mútua do <i>link</i> indutivo
k	Coefficiente de acoplamento magnético do <i>link</i> indutivo
V_S	Tensão da fonte do <i>link</i> indutivo
I_S	Corrente da fonte do <i>link</i> indutivo
Z_{th1}	Impedância de Thévenin visto pela carga R_L

\mathbf{V}_{th_1}	Tensão de Thévenin visto pela carga R_L
\mathbf{Z}_{th_2}	Impedância de Thévenin visto pela fonte \mathbf{V}_S
ω	Velocidade angular da fonte \mathbf{V}_S
$f_{res}(k)$	velocidade angular da fonte \mathbf{V}_S
$\phi_{\mathbf{I}_S}$	Fase da corrente da fonte \mathbf{V}_S
$\phi_{\mathbf{V}_S}$	Fase da corrente da fonte \mathbf{V}_S
$ \mathbf{I}_S $	Módulo da corrente da fonte \mathbf{V}_S
\mathbf{V}_A	Fase da corrente da fonte \mathbf{V}_S
\mathbf{V}_B	Módulo da corrente da fonte \mathbf{V}_S
\mathbf{V}_L	Fase da corrente da fonte \mathbf{V}_S
\mathbf{Z}_1	Impedância intermediária para cálculo de \mathbf{V}_{th_1} e \mathbf{Z}_{th_1}
\mathbf{Z}_2	Impedância intermediária para cálculo de \mathbf{V}_{th_1} e \mathbf{Z}_{th_1}
\mathbf{Z}_3	Impedância intermediária para cálculo de \mathbf{V}_{th_1} e \mathbf{Z}_{th_1}
\mathbf{Z}_4	Impedância intermediária para cálculo de \mathbf{V}_{th_1} e \mathbf{Z}_{th_1}
$P_o(\omega, k)$	Função potência na carga R_L
F_1	Termo intermediário da equação do estimador de k
F_2	Termo intermediário da equação do estimador de k
\mathbf{A}	Termo intermediário da equação do estimador de k
\mathbf{B}	Termo intermediário da equação do estimador de k
\mathbf{U}	Termo intermediário da equação do estimador de k
T	Termo intermediário da equação do estimador de k
$P1(\mathbf{I}_S)$	Termo independente da equação do estimador de k
$P2(\mathbf{I}_S)$	Coeficiente de M da equação do estimador de k
\mathbf{Z}_A	Impedância intermediária para cálculo de M
\mathbf{Z}_B	Impedância intermediária para cálculo de M
\mathbf{Z}_C	Impedância intermediária para cálculo de M
\mathbf{X}	Impedância intermediária para cálculo de M
\mathbf{Y}	Impedância intermediária para cálculo de M

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

Um sistema WPT (*Wireless Power Transmission*) é um *link* indutivo composto por duas bobinas, uma transmissora e outra receptora, acopladas magneticamente pelo ar e com total liberdade de ambas se movimentarem entre si. Há inúmeras aplicações de WPT, tais como carregador de baterias de dispositivos como telefones celulares, carregador baterias de veículos automotores, carregadores de baterias de implantes biomédicos, entre outros. Nessa dissertação propõe-se uma estratégia de controle da frequência para maximizar a potência na carga, monitorando o lado primário do *link* indutiva, quando ocorrer deslocamentos entre as bobinas. O propósito do controle é maximizar a potência na carga e permitir graus de liberdade de deslocamento entre as bobinas porque um sistema WPT com frequência fixa apresenta um desempenho da potência limitado em uma posição específica entre as bobinas.

Na Figura 1 é apresentado um VANT transportador. Esse veículo se desloca continuamente para realizar suas entregas de encomenda e precisa carregar sua bateria frequentemente, pois tem uma autonomia média de 30 a 60 minutos. Assim sendo, sistemas WPT disponíveis em vários pontos de uma cidade, para recarregar as baterias, poderiam aumentar a eficiência das entregas de encomenda do veículo, pois economizaria tempo evitando o uso de cabos e fios.

Na Figura 2 é apresentado um marca-passo. Esse dispositivo de aplicação médica é utilizado para corrigir a frequência dos batimentos cardíacos. Ou seja, pacientes que apresentam alguma irregularidade no batimento cardíaco precisam implantar esse dispositivo no tórax, abaixo da clavícula. Esse dispositivo tem uma bateria com uma autonomia média de cinco anos, sendo necessário realizar uma cirurgia para trocar a mesma. Assim, um sistema WPT permitiria carregar a bateria do marca-passo evitando a realização de uma cirurgia.

Na Figura 3 é apresentada uma empilhadeira. Esse veículo é largamente utilizado em empresas de logística, sendo responsável por realizar os processos de entrada e saída

Figura 1: VANT transportador da DHL



Fonte: <http://www.dhl.com/>

Figura 2: Marcapasso da St. Jude Medical



Fonte: <http://br.sjm.com/>

de material, ou seja, retirar e recolocar o material nas prateleiras. Assim, dispor de um sistema de carregamento da bateria via WPT desses veículos permitiria versatilidade no carregamento e, conseqüentemente, eficiência no processo produtivo de despacho de material.

Portanto, a estratégia de controle da frequência abordada nessa dissertação permite tornar o carregamento de dispositivos como o VANT da Figura 1, o marca-passo da Figura 2 e a empilhadeira da Figura 3 mais robusta, pois permite liberdade de movimento do aparelho já que o monitoramento do sistema de controle ocorre no lado primário do WPT. Ou seja, esse controle maximiza a potência entregue a bateria do aparelho, permitindo que o mesmo se posicione em uma determinada região, não necessariamente em um ponto específico.

Figura 3: Empilhadeira de estoque da Toyota



Fonte: <http://alltechempilhadeiras.com.br/>

1.2 Objetivos gerais

Os objetivos gerais dessa dissertação seguem as assertivas abaixo:

- Desenvolver um controle de frequência para maximizar a potência na carga quando as bobinas do WPT se desalinharem devido a movimentos relativos.

1.3 Objetivos específicos

Os objetivos específicos dessa dissertação seguem as assertivas abaixo:

- Determinar uma expressão matemática da potência na carga.
- Determinar uma expressão que relacione os máximos de potência entregue a carga para a variação do fator de acoplamento k com a frequência de excitação da fonte, baseado em parâmetros passíveis de serem medidos na bobina emissora.
- Avaliar a robustez do controle proposto observando a influência dos erros de medição do módulo e da fase da corrente da fonte do *link* indutivo.

1.4 Contextualização do Trabalho

O tema principal desse trabalho tem origem (documentada) na patente do físico croata Nikola Tesla [Tesla, 1914], o qual foi abandonado por limitações técnicas da época. O assunto em questão voltou ao cenário científico quando alguns pesquisadores conseguiram transferir energia a uma distância de alguns metros para ligar uma lâmpada de 60 W

[Kurs et al., 2007]. A partir de então, muitas abordagens foram propostas pela comunidade no intuito de aumentar a energia entregue a carga ou a eficiência do processo. No âmbito do Brasil e mais especificamente no grupo no qual essa dissertação é proposta, tem-se o seguinte histórico: inicialmente na dissertação de Azambuja [Azambuja, 2012] foi realizado o estudo do sistema WPT analisando a influência de variações da impedância refletida do receptor para o emissor na frequência de ressonância. Esse trabalho propôs uma rede capacitiva de compensação do *link* indutivo em diferentes topologias com até quatro capacitores. Foi verificado que com quatro capacitores no *link* indutivo pode-se incrementar a potência entregue à carga e a eficiência do WPT se comparado a uma configuração com apenas um ou dois capacitores. O desafio que se enfrenta quando se tenta realizar a otimização matemática da potência ou eficiência na carga quando se utiliza um sistema WPT com quatro capacitores é que as equações aumentam a sua complexidade demasiadamente. Os algoritmos tradicionais de otimização matemática determinam a derivada primeira ou segunda, como, por exemplo, o método de Newton. Na dissertação [Azambuja, 2012] foi utilizado o método de Monte Carlo para um espaço amostral de 216 capacitâncias, de modo que a otimização passa por um processo de geração de tentativas em um espaço de amostras discreto, no caso de $216 \times 216 \times 216 \times 216$ possibilidades.

No artigo [Porto et al., 2015] a metodologia de projeto de um sistema WPT é proposta baseada nas restrições impostas pela aplicação, como dimensões e geometria das bobinas, frequência de operação e a distância entre as bobinas. O dimensionamento de bobinas espirais planas que operam em $500kHz$ e $550kHz$ e os quatro capacitores do *link* indutivo são compensados utilizando o método de Monte Carlo para os coeficientes de acoplamentos magnéticos iguais a $k = 0.67$ e $k = 0.5$, respectivamente. É importante avaliar que os capacitores são compensados para um determinado coeficiente de acoplamento magnético, um *link* indutivo e uma frequência específica, de forma que se ocorrer uma variação no coeficiente de acoplamento magnético irá ocorrer uma diminuição significativa na potência entregue a carga e eficiência do sistema WPT do que o sistema sendo constantemente sendo compensando (tanto frequência quanto capacitância). Ambos os trabalhos [Azambuja, 2012] e [Porto et al., 2015] realizavam a compensação do *link* indutivo considerando a frequência e os quatro capacitores fixos quando ocorriam os desalinhamentos ou afastamentos entre as bobinas do WPT.

Na dissertação (também do grupo) [Murliky, 2017], foi realizado o projeto de um sistema WPT com bobinas espirais planas e topologia de quatro capacitores. O projeto do WPT seguiu a mesma metodologia abordada pelos trabalhos [Azambuja, 2012] e [Porto et al., 2015], ou seja, compensação capacitiva estática em $k = 550kHz$ e coeficiente de acoplamento magnético $k = 0.6$, utilizando o método de Monte Carlo. Nesse trabalho [Murliky, 2017] o efeito da potência entregue à carga é avaliada quando se varia em ma-

lha aberta, a frequência ou a capacitância série do primário (um dos quatro capacitores da rede de compensação). Verificou-se que ao atuar isoladamente na frequência ou na capacitância, a potência entregue a carga é significativamente maximizada relativamente ao *link* indutivo trabalhando em uma frequência fixa ou capacitância fixa. Além disso, ao se variar simultaneamente a frequência da fonte do WPT e a capacitância série no primário a potência entregue a carga é maximizada (durante os desalinhamentos e afastamentos das bobinas) para uma larga faixa de valores de fator de acoplamento k , mostrando um desempenho melhor do que utilizando o controle de frequência ou de variação de frequência isoladamente.

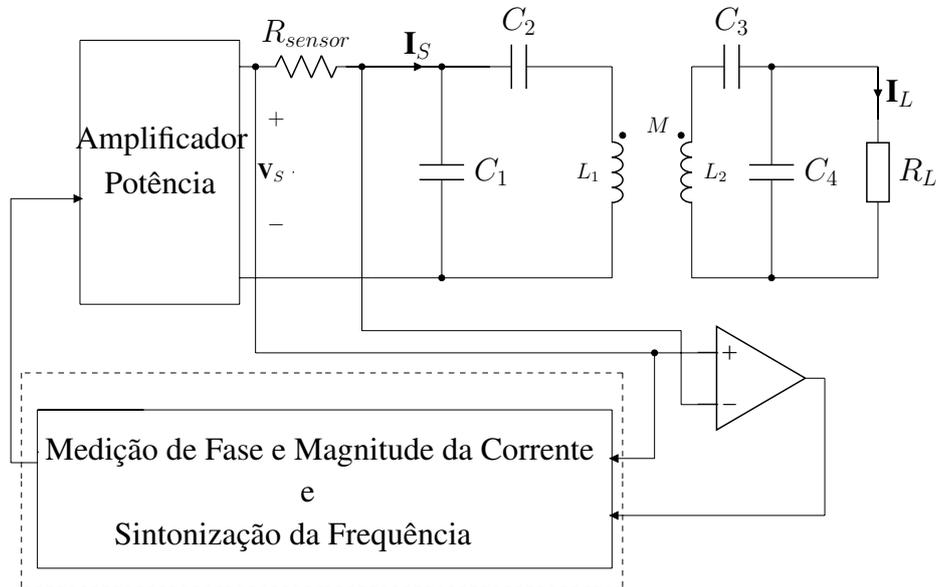
A dissertação apresentada segue a temática de pesquisa sobre WPT das dissertações [Murliky, 2017], [Azambuja, 2012] e do artigo [Porto et al., 2015]. Nesse trabalho se realiza o controle da frequência da fonte do WPT em malha fechada, ou seja, um controle automático da frequência enquanto houver desalinhamentos entre as bobinas transmissora e receptora. O sistema idealizado e desenvolvido nessa dissertação pode ser visualizado na Figura 4. Esse *link* indutivo foi projetado para operar maximizando a potência entregue à carga no coeficiente de acoplamento magnético $k = 0.65$ e frequência $f = 500kHz$. Em seguida, foi realizada a modelagem matemática do *link* para obter uma expressão da potência na carga e, finalmente, otimizá-la matematicamente para obter uma função que associa essa potência à frequência de ressonância com o coeficiente de acoplamento magnético k . Assim sendo, ao haver movimentos relativos entre a bobina transmissora e receptora, o método de controle proposto inicialmente estimará a fator de acoplamento k e buscará uma nova frequência de ressonância visando à maximização da potência na carga R_L no intervalo $0 < k < 1$.

Assim, no *link* indutivo do sistema da Figura 4 somente a indutância mútua M e a velocidade angular ω_{v_s} da fonte serão variáveis, ou seja, quando ocorrer um desalinhamento entre a bobina receptora e transmissora do WPT (variação da indutância mútua), o sistema de controle estimará a indutância mútua M por meio de uma expressão matemática e, a partir disso determinará a frequência de ressonância (determinada também por uma expressão matemática).

A abordagem adotada nessa dissertação considera que a carga está ligada na bobina receptora, na qual não é possível o acesso. Assim, será determinada a expressão matemática que relaciona a indutância mútua M e a amplitude e fase da corrente \mathbf{I}_s da fonte do WPT. Também são determinadas as frequências de ressonância que maximizam as potências entregues à carga em diferentes k . Portanto, o controlador do sistema da Figura 4 possui duas equações, uma que estima a indutância mútua M e outra que determina as frequências de ressonância ω_{v_s} . A estratégia de controle consiste na estimativa contínua do valor de k , por meio do monitoramento da corrente e da fase da bobina transmissora.

Com o valor do fator de acoplamento, conhecendo a curva das frequências de ressonância em função k , garante-se a escolha do melhor ajuste da frequência na fonte.

Figura 4: WPT e sistema de controle proposto



A presente dissertação será estruturada da seguinte maneira, na seção (3.1) será realizada a modelagem matemática do *link* indutivo para encontrar a expressão matemática da potência na carga. Posteriormente, será realizada a otimização matemática do WPT para determinar uma expressão de frequências de ressonância do *link* indutivo. Além disso, será realizado o equivalente de Thévenin do *link* indutivo visto da fonte do WPT para determinar uma expressão matemática da indutância mútua em função da corrente da corrente dessa fonte. Adicionalmente, será realizada a compensação capacitiva dos quatro capacitores de acoplamento do *link* visando maximizar a potência na carga no coeficiente de acoplamento magnético $k = 0.65$ e frequência $500kHz$, utilizando uma busca exaustiva num espaço amostral de 216 capacitâncias diferentes da série E24.

Em seguida, na seção (4.1) serão realizadas as simulações a partir da modelagem matemática do *link* indutivo da seção (3.1). Assim sendo, será analisada a superfície da potência, a expressão das frequências de ressonância e o polinômio de primeiro grau aproximado dessa expressão no contorno da superfície da potência na carga. Finalmente, será avaliada a potência na carga utilizando a expressão otimizada das frequências de ressonância e utilizando as frequências do polinômio aproximado de primeiro grau de forma a validar a utilização desse polinômio em substituição da expressão otimizada das frequências de ressonância. A partir disso, será verificado que a potência na carga utilizando o polinômio do primeiro grau possui uma diferença desprezível quando utilizando o polinômio aproximado do primeiro grau. E, além disso, será comparada a potência na carga do sistema em malha fechada, conforme Figura 4, em relação com o *link* indutivo utili-

zando somente a frequência fixa (malha aberta) durante os desalinhamentos das bobinas do WPT.

Na seção (4.2) será apresentado e discutido o circuito de aquisição da amplitude e fase da corrente da fonte do WPT e o circuito do amplificador de potência do sistema da Figura 4, bem como será explicado seu princípio de funcionamento. Além disso, será elaborado um fluxograma de modo a caracterizar como ocorre o processo de aquisição da amplitude e fase da corrente, a estimação da indutância mútua, a determinação da frequência de ressonância pelo polinômio aproximado e a geração da senóide nessa frequência. Finalmente, será realizada na seção (4.2) uma análise de erros da aquisição da amplitude e fase da corrente da fonte do WPT, ou seja, será analisado até que percentual de erros dessas duas grandezas afeta o desempenho da estratégia de controle proposta considerando a potência na carga. Em outras palavras, será avaliada a robustez do método de controle proposto. Na ocasião, na subseção (4.2.3) será avaliada a robustez para erros de 10% na amplitude e fase da corrente da fonte e, no Anexo A será continuado essa análise estendendo para erros de 20%, 40%, 60% e 80%.

No capítulo 5, enfim, serão avaliados os resultados experimentais, ou seja, se o método de controle da frequência proposto da figura 4 sintoniza a frequência de ressonância nos testes de desalinhamento das bobinas do *link* indutivo, dessa forma, serão apresentadas as curvas de potência na carga por fator de acoplamento magnético e o polinômio aproximado do primeiro grau. Além disso, esses resultados serão confrontados com as simulações da seção (4.1). E, finalmente, no capítulo 6 será realizada a conclusão, e reunirá as observações das simulações e resultados experimentais, além de sugestões de atividades para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Transferência de potência sem fio é a técnica que permite transmitir potência elétrica à carga por meio de bobinas acopladas magneticamente pelo ar, onde a bobina primária é dita transmissora e a secundária receptora. A patente [Tesla, 1914] do físico Nikola Tesla é o trabalho mais antigo que se tem documentado sobre o tema e que consiste de duas bobinas solenoidais. A bobina primária juntamente com um capacitor e um centelhador é dito circuito tanque. No secundário, por sua vez, fica a bobina maior e o toróide (a antena) para descarregar a energia armazenada da bobina secundária. O centelhador é responsável por colocar o *link* indutivo em ressonância, já que a frequência de ressonância está em centenas de kHz ou até unidades de MHz . A partir dessa ideia, os cientistas passaram a utilizar o conceito de transferência de energia sem fio em diversas aplicações tais como implantes biomédicos [Leung et al., 2013, Kiani and Ghovanloo, 2010, Zou and O'Driscoll, 2015, Stoecklin et al., 2016], carregadores de aparelhos móveis [Kim et al., 2001] e até mesmo veículos elétricos [Oletic et al., 2011].

Em [Kurs et al., 2007] um grupo de estudantes do MIT realizou um experimento com um sistema WPT e conseguiu acender uma lâmpada incandescente de $60W$. A lâmpada estava $2m$ do transmissor do WPT e a experiência permitiu uma eficiência de, aproximadamente, 75%. A Figura 5 apresenta os detalhes do WPT montado.

No trabalho [Khan-ngern and Zenkner, 2014], por exemplo, foi utilizado um sistema de transferência de energia sem fios com a finalidade de transferir $10W$, na frequência de $6,78MHz$, para um *scooter* (veículo elétrico). O veículo se deslocava por uma plataforma adaptada numa distância entre a bobina transmissora e receptora de $10cm$ à $20cm$. Um transmissor *ZigBee* no veículo monitorava a corrente na carga e, transmitia-a para um *laptop* avaliar os dados de potência, tensão de pico, eficiência e etc. Neste artigo os resultados mostraram que foi possível fornecer para o veículo elétrico a potência de $14W$ e corrente de $443mA$ ao transmissor do veículo, numa eficiência de 80% e distância de $10cm$. Para a distância de $20cm$ a potência no transmissor do veículo reduziu-se para menos de 40%. Portanto, o aumento da distância diminuiu significativamente a potência entregue à carga.

Figura 5: WPT montado por estudantes do MIT



Fonte: [Kurs et al., 2007]

Por outro lado, o trabalho [Leung et al., 2013], de implante biomédico, no qual apresentam quatro topologias de *link* indutivos, PP (Paralelo-paralelo), PS (Paralelo-série), SP (Série-Paralelo), SS (Série-série) analisa quais delas possuem maior eficiência na carga para trabalhar em $f = 180kHz$ e no intervalo de coeficiente de acoplamento magnético $0.1 < k < 0.65$. Este artigo trabalha com cargas de implantes biomédicos na faixa de potências de $5W$ à $15W$.

No trabalho [Azambuja et al., 2013] foi realizada a sintonia de quatro capacitores de modo a aumentar a transferência de potência e eficiência para a carga. Foi utilizada uma topologia em que dois dos capacitores estavam no primário e dois no secundário, sendo um deles em série e outro em paralelo, em cada um dos lados. Neste trabalho os resultados mostraram que é obtido um considerável aumento na potência e eficiência entregue à carga quando se realiza algum método de otimização, como busca exaustiva, método de Monte Carlo, otimização heurística ou matemática.

Para transferir a energia da bobina primária para a bobina secundária é preciso colocar o sistema em ressonância. Dessa forma, diversas topologias de acoplamento capacitivo podem ser cogitadas no *link* indutivo para maximizar a potência entregue à carga [Hui et al., 2014, Azambuja et al., 2013]. Nessa dissertação será dimensionado no *link* indutivo quatro capacitores, dois em série e dois em paralelo similar ao modelo apresentado em [Porto et al., 2015, de Azambuja et al., 2014, Azambuja et al., 2013].

O fato é que quando se projeta um *link* indutivo para máxima transferência de potência para a carga, considera-se que as bobinas do lado primário e secundário permanecerão

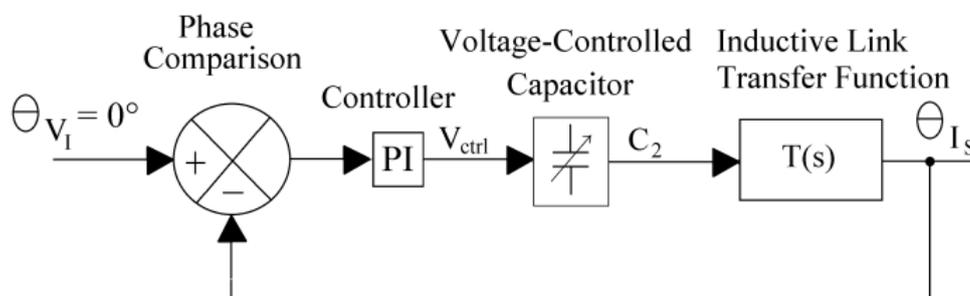
imóveis. Porém, ao haver uma mudança nas posições relativas das bobinas ocorre uma mudança do valor do k . Assim, a garantia da potência máxima transferida para a carga em cada coeficiente de acoplamento magnético exige fundamentalmente o redimensionamento dos capacitores de acoplamento ou a mudança da frequência da fonte, considerando a carga e as bobinas invariáveis, ou, qualquer outra mudança dos parâmetros do *link* indutivo no sentido de compensar o distúrbio.

Há um grande número de técnicas apresentadas na literatura para realizar a sintonia do *link* indutivo, sendo elas: sintonia ativa [Pantic and Lukic, 2012], chaveamento de frequência [Brusamarello et al., 2013], indutância variável [Aldhafer et al., 2014b], rede de capacitâncias chaveadas [Lim et al., 2014], entre outros [Aldhafer et al., 2014a],[Cannon et al., 2009], [Pantic et al., 2014], [Aldhafer et al., 2014c], [Wang et al., 2004], [Hui et al., 2014].

Em [Porto et al., 2015] foi projetado um *link* indutivo sem qualquer tipo de controle e verificado o efeito da variação de k na potência entregue à carga. Os cálculos, simulações e, finalmente os resultados experimentais desse trabalho indicaram que a potência entregue à carga é significativamente reduzida com a diminuição de k .

Em contrapartida, no artigo [Porto et al., 2016] foi realizado um sistema de controle, conforme Figura 6, em um *link* indutivo com topologia de quatro capacitores, onde o atuador era o capacitor série da bobina emissora, de forma que, quando havia desalinhamento entre as bobinas do *link* a diferença de fase da fonte e sua corrente eram detectadas e alimentava 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 *link* indutivo.

Figura 6: Controlador ZPA no lado primário do WPT

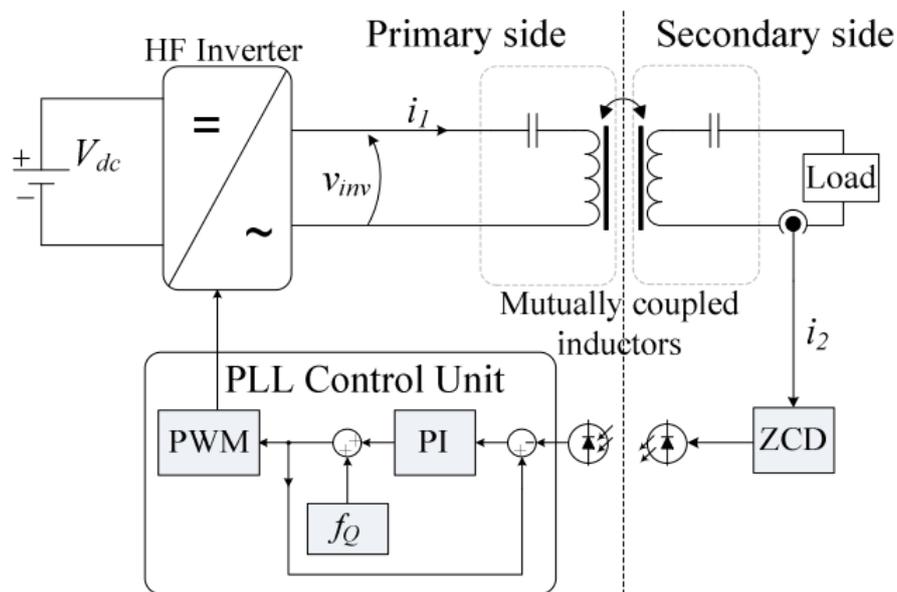


Fonte: [Porto et al., 2016]

Finalmente, no artigo [Gati et al., 2015] foi utilizado um sistema de controle, conforme Figura 7, com PLL (phase locked loop) e um *link* 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 *link* indutivo mesmo quando há desalinhamento das 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. Portanto, diferente de [Porto et al., 2016], o sistema em [Gati et al., 2015] colocou a fonte, do primário, em fase com a corrente da carga, no secundário.

Figura 7: Controlador PLL em um WPT



Fonte: [Gati et al., 2015]

Nessa dissertação propõe-se uma metodologia de controle da frequência que coloca o *link* indutivo nas condições de máxima transferência de potência para os diferentes fatores de acoplamento k .

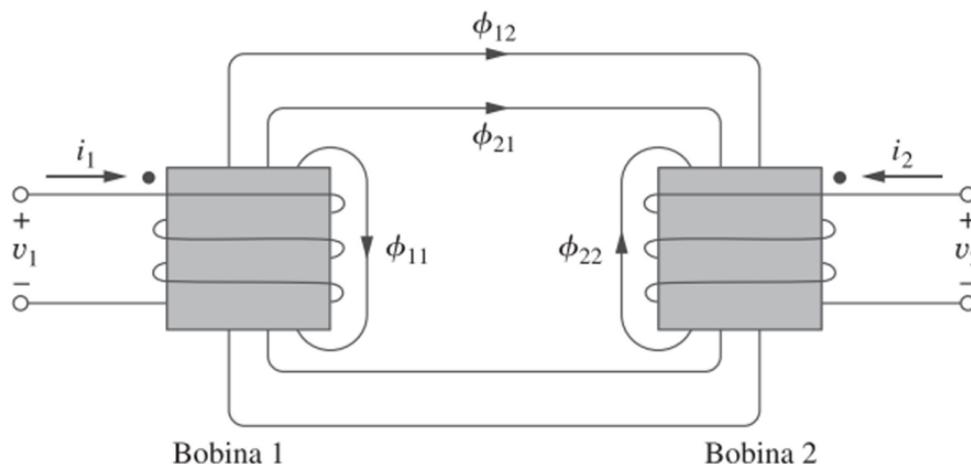
3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O sistema de transmissão de energia sem fios é usualmente composto por duas bobinas (pode ser composta por 3, ou 4 ou mais, no caso de ressonadores), uma dita transmissora e a outra dita receptora. A bobina transmissora fica no lado primário do *link* indutivo enquanto a receptora fica no lado secundário. O parâmetro que permite caracterizar o nível de ligação da bobina transmissora e da bobina receptora de um sistema WPT é chamado indutância mútua. A indutância mútua é definida como a capacidade de um indutor induzir tensão em um indutor vizinho [Alexander and Sadiku, 2013]. Na Figura 8 é possível ver um *link* indutivo no qual as linhas de fluxo ϕ_{12} , ϕ_{21} , ϕ_{11} e ϕ_{22} representam as linhas de fluxo magnético do fenômeno da lei de Ampère e as tensões v_1 e v_2 representam as tensões do fenômeno da lei de Faraday. Ou seja, segundo a lei de Ampère uma corrente, i_1 e i_2 , variável ou não no tempo cria um campo magnético, ϕ_{12} , ϕ_{21} , ϕ_{11} e ϕ_{22} , circundante a esse fio. Por outro lado, um campo magnético variável (necessariamente) no tempo, ϕ_{12} , ϕ_{21} , ϕ_{11} e ϕ_{22} , que se introduz em uma espira (bobina 1 e 2) cria nas suas extremidades uma tensão, v_1 e v_2 .

As linhas de fluxos ϕ_{11} e ϕ_{22} representam as linhas da densidade de campo magnético que envolve isoladamente a bobina 1 e 2, respectivamente. As linhas de fluxos magnético ϕ_{12} e ϕ_{21} representam as linhas da densidade de campo magnético que envolve as bobinas 1 e 2, simultaneamente. As linhas de fluxos magnéticos ϕ_{12} e ϕ_{21} ocorrem porque as bobinas 1 e 2 se aproximaram muito e, quanto mais se aproximarem maior será a intensidade dessas linhas e, conseqüentemente, maior será o parâmetro da indutância mútua M . Em contrapartida, se as bobinas 1 e 2 se afastarem as linhas de fluxos ϕ_{12} e ϕ_{21} perderão intensidade e as linhas de fluxos ϕ_{11} e ϕ_{22} se intensificarão. Nesse caso diz-se que a autoindutância das bobinas 1 e 2 aumentaram e a indutância mútua diminuiu. Se a autoindutância aumentar as tensões v_1 e v_2 aumentarão e, necessariamente, a indutância mútua M diminuirá.

É importante observar que na Figura 8 a orientação das linhas de fluxo ϕ_{12} , ϕ_{21} , ϕ_{11} , ϕ_{22} e a indicação dos pontos segue a regra da mão direita. Ou seja, o enrolamento das bobinas da Figura 8 é dito concordante porque as linhas de fluxos ϕ_{12} , ϕ_{21} , ϕ_{11} , ϕ_{22} tem

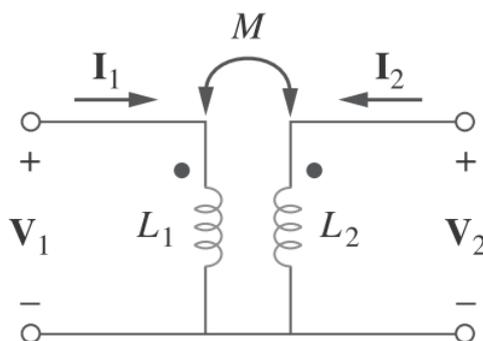
Figura 8: Indutância mútua e autoindutância



Fonte: [Alexander and Sadiku, 2013]

o mesmo sentido (horário). O circuito elétrico equivalente do esquema da Figura 8 pode ser visualizado na Figura 9. Nessa figura a indicação dos pontos determina o tipo de enrolamento das bobinas primária e secundária, ou seja, se as linhas de fluxos ϕ_{12} , ϕ_{21} , ϕ_{11} , ϕ_{22} seguem o mesmo sentido.

Figura 9: Circuito elétrico equivalente do WPT



Fonte: [Alexander and Sadiku, 2013]

Outro parâmetro largamente utilizado em substituição ao parâmetro da indutância mútua é o coeficiente de acoplamento magnético e simbolizado pela variável k . Esse termo tem o mesmo significado da indutância mútua e tem a vantagem de ser um número no intervalo $0 < k < 1$ e, ainda, adimensional. Quando o fator de acoplamento magnético estiver muito próximo de zero dizemos que as bobinas estão fracamente acopladas e, contrariamente, quando o fator de acoplamento magnético estiver muito próximo da unidade

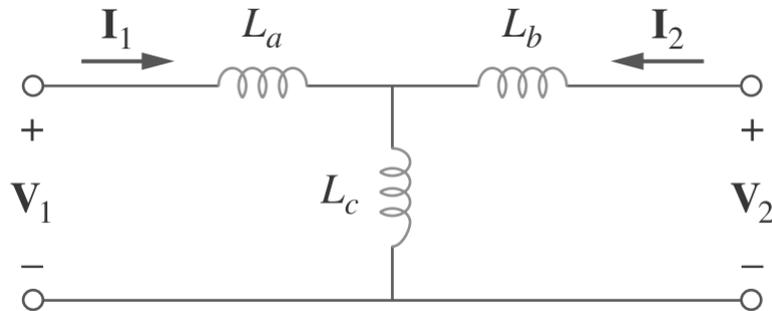
dizemos que as bobinas estão fortemente acopladas. A relação matemática entre o coeficiente de acoplamento magnético e a indutância mútua pode ser visualizada na equação (1). Nessa dissertação se referirá a indutância mútua M e o coeficiente de acoplamento magnético k indistintamente uma vez que seus significados se equivalem e a relação entre ambas é, linearmente, dada pela equação (1).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \therefore k \propto M \quad (1)$$

3.1 Modelagem matemática do WPT

A modelagem matemática do circuito elétrico da Figura 9 pode ser encontrada geralmente em duas topologias na literatura. A primeira topologia muito utilizada do *link* indutivo é conhecida como T e pode ser visualizada na Figura 10. Nesse circuito a indutância L_c é dita mútua, as indutâncias L_b e L_a são ditas autoindutâncias. Como explanado na Figura 8 quando a indutância mútua L_c aumenta as bobinas transmissora e receptora se aproximam e, contrariamente, quando as bobinas se afastam as autoindutâncias L_a e L_b aumentam. As indutâncias L_a , L_b e L_c se relacionam com as indutâncias L_1 , L_2 e M do circuito da Figura 9 segundo as equações (2).

Figura 10: Topologia T do WPT



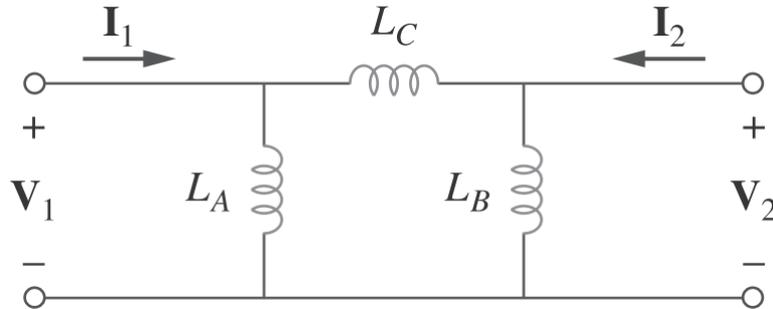
Fonte: [Alexander and Sadiku, 2013]

$$L_a = L_1 - M \therefore L_b = L_2 - M \therefore L_c = M \quad (2)$$

A segunda topologia é conhecida como π e pode ser visualizada na Figura 11. Essa topologia não tem uma interpretação intuitiva como a topologia T, ou seja, quando o acoplamento magnético entre as bobinas L_1 e L_2 são fortes ou fracos os valores das bobinas L_A , L_B e L_C não acompanham essa característica (esse raciocínio). Além disso, quando comparado com a topologia T as bobinas L_A , L_B e L_C do modelo π se relacionam com

as bobinas L_1 e L_2 de forma mais complexa. Tanto a topologia da Figura 10 quanto a topologia da Figura 11 podem ser utilizadas como modelagem matemática do circuito elétrico do WPT da Figura 9.

Figura 11: Topologia π do WPT



Fonte: [Alexander and Sadiku, 2013]

As equações (3) relacionam os parâmetros L_A , L_B e L_C com as bobinas L_1 e L_2 e a indutância mútua M .

$$L_A = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2 - M} \therefore L_B = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 - M} \therefore L_C = \frac{L_1 L_2 - M^2}{M} \quad (3)$$

3.1.1 Potência na carga $P_o(\omega, k)$

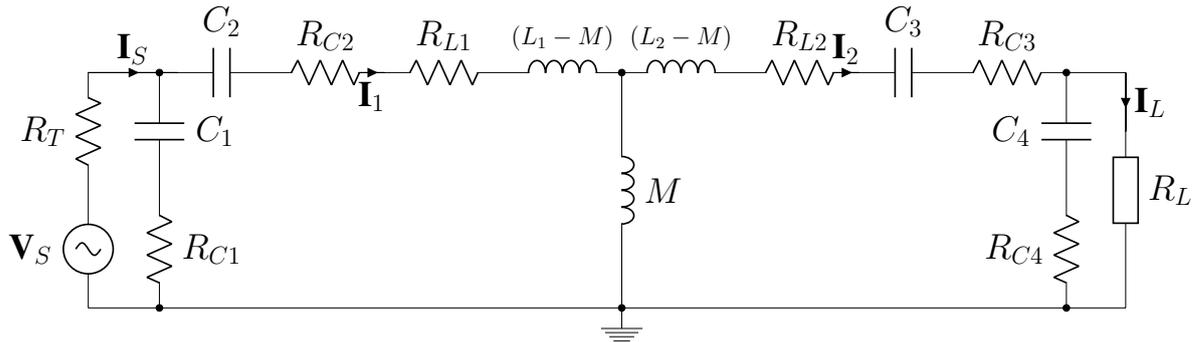
O sistema WPT pode ser aplicado para alimentar cargas de baixa potência como carregadores de celular e implantes biomédicos, assim como também aplicado para alimentar cargas de alta potência como carregadores de veículos automotores e VANTS. Em um sistema WPT a transferência de potência da bobina transmissora para a bobina receptora se torna muito ineficiente quando ocorre um desalinhamento do eixo da bobina primário em relação à bobina secundária ou um afastamento entre essas bobinas. Esse processo acontece porque a compensação capacitiva é realizada para um coeficiente de acoplamento magnético e frequência específica. Se ocorrer um desalinhamento entre as bobinas, a potência entregue à carga será reduzida significativamente, conforme pode ser notado no artigo [Porto et al., 2015]. O sistema WPT é dito em malha aberta quando não apresenta nenhuma compensação capacitiva ou em frequência, visando à maximização da potência na carga continuamente e automaticamente, quando ocorrer esse desalinhamento ou afastamento entre as bobinas.

Nessa dissertação será apresentada uma metodologia de controle em regime permanente que compensa a frequência da fonte do WPT quando ocorrer o desalinhamento das bobinas. Assim, para determinar a equação da lei de controle do sistema proposto será necessário, inicialmente, determinar uma expressão para a potência do WPT na carga. A

potência na carga é a variável manipulada e será maximizada quando as bobinas transmissora e receptora do *link* indutivo se afastarem ou se aproximarem. Além disso, serão modeladas as cargas do sistema WPT como um resistor. Essa abordagem será adotada porque o propósito dessa dissertação é enfatizar a metodologia do controle de frequência, o seu princípio de funcionamento e os resultados alcançados.

Como já explanado será utilizado à topologia T do WPT, conforme Figura 10, e serão aplicadas as técnicas tradicionais de equivalência de Thévenin para simplificação do circuito elétrico da Figura 12. Como o propósito dessa dissertação é criar um sistema para controlar a velocidade angular ω da fonte do WPT em cada coeficiente de acoplamento magnético k para maximizar a potência mesmo quando ocorrer os desalinhamentos ou afastamentos, os únicos parâmetros variáveis do circuito elétrico da Figura 12 serão a velocidade angular ω da fonte \mathbf{V}_S e a indutância mútua M .

Figura 12: Topologia utilizada neste trabalho com rede de quatro capacitores considerando as perdas ôhmicas, tanto das bobinas quanto dos capacitores



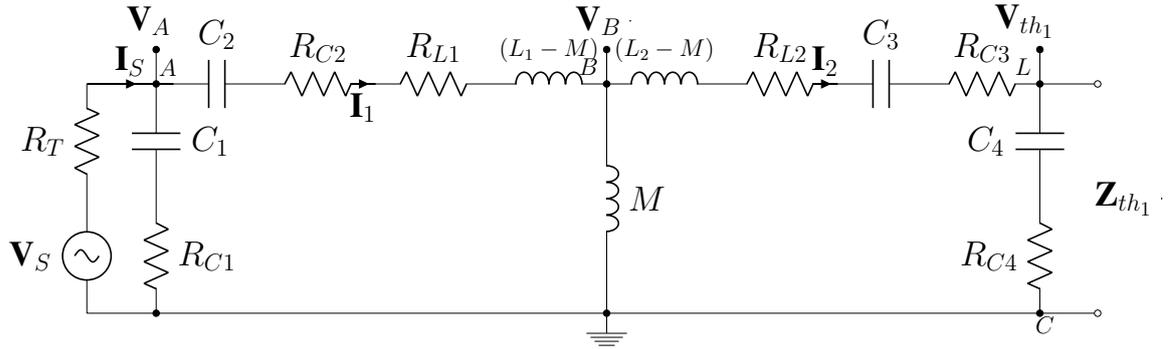
Fonte: Autor

Para determinar a expressão da potência na carga será determinado inicialmente à tensão e a impedância de Thévenin do circuito da Figura 12 visto da carga R_L . Segundo a teoria de circuitos elétricos para determinar a tensão de Thévenin é necessário retirar a carga R_L do circuito da Figura 12 e aplicar as leis de Kirchhoff para correntes nos nós \mathbf{V}_A e \mathbf{V}_B do *link* indutivo da Figura 13. 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 BLC da Figura 13.

Aplicando as leis de Kirchhoff para correntes nas tensões de nós \mathbf{V}_A e \mathbf{V}_B do *link* indutivo da Figura 13 se obtêm o sistema de duas equações e duas incógnitas (4).

$$\begin{cases} \frac{\mathbf{V}_A - \mathbf{V}_S}{R_T} + \frac{\mathbf{V}_A - \mathbf{V}_B}{\mathbf{Z}_1} + \frac{\mathbf{V}_A}{R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1}} = 0 \\ \frac{\mathbf{V}_B - \mathbf{V}_A}{\mathbf{Z}_1} + \frac{\mathbf{V}_B}{j\omega M} + \frac{\mathbf{V}_B}{\mathbf{Z}_2} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

Figura 13: *Link* indutivo sem a carga R_L para aplicar as técnicas de simplificação de circuitos



Fonte: Autor

As impedâncias \mathbf{Z}_1 e \mathbf{Z}_2 dos ramos AB e BLC, respectivamente, são definidas conforme equações.(5).

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_1 = R_{C2} + R_{L1} + j \left(\omega(L_1 - M) - \frac{1}{\omega C_2} \right) \\ \mathbf{Z}_2 = R_{L2} + R_{C3} + R_{C4} + j \left(\omega(L_2 - M) - \frac{1}{\omega C_3} - \frac{1}{\omega C_4} \right) \end{cases} \quad (5)$$

Como o objetivo é determinar a tensão \mathbf{V}_{th1} do *link* indutivo da Figura 13 será oportuno escalonar o sistema de equações (5) 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 (6).

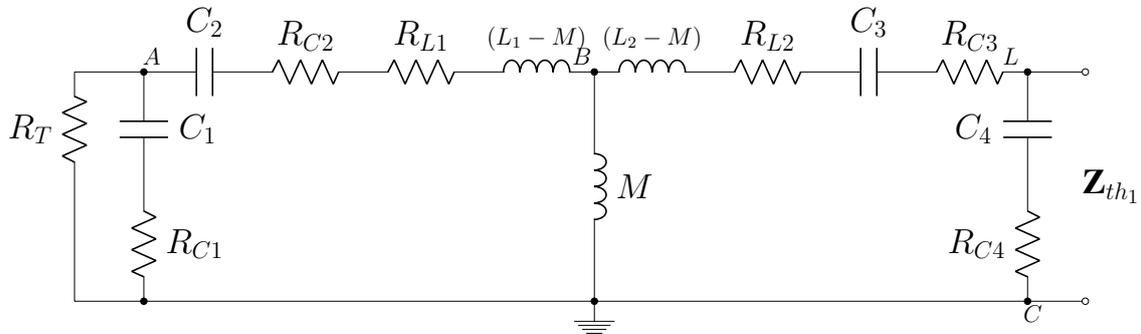
$$\mathbf{V}_B = \frac{\frac{\mathbf{V}_S}{R_T} \left[-\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]}{\left[\frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{j\omega M} + \frac{1}{\mathbf{Z}_2} \right] \left[\frac{1}{R_T} + \frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1}} \right] + \left[-\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]^2} \quad (6)$$

A tensão de Thévenin \mathbf{V}_{th1} do *link* indutivo da Figura 13 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}_{th1} realizando um divisor de tensão sobre a impedância do ramo BLC conforme equação (7).

$$\mathbf{V}_{th_1} = (R_{C4} - \frac{j}{\omega C_4}) \frac{\frac{\mathbf{V}_S}{R_T} \left[-\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]}{\left[\frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{j\omega M} + \frac{1}{\mathbf{Z}_2} \right] \left[\frac{1}{R_T} + \frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1}} \right] + \left[-\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]^2} \quad (7)$$

A impedância de Thévenin é a impedância equivalente do circuito elétrico da Figura 12 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 *link* 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 *link* indutivo da Figura 12 para determinar a impedância de Thévenin \mathbf{Z}_{th_1} vista dos terminais LC, conforme pode ser visualizado no circuito da Figura 14.

Figura 14: *Link* indutivo sem a carga R_L para aplicar as técnicas de simplificação de circuitos



Fonte: Autor

As impedâncias \mathbf{Z}_3 e \mathbf{Z}_4 representam a simplificação do circuito elétrico da Figura 14 da resistência R_T até os terminais LC.

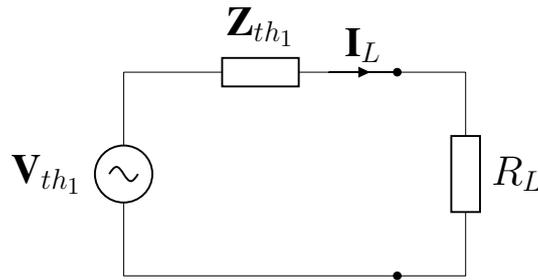
$$\begin{cases} \mathbf{Z}_3 = R_T(R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1}) + R_{C2} + R_{L1} + j(\omega(L_1 - M) - \frac{1}{\omega C_2}) \\ \mathbf{Z}_4 = \frac{\mathbf{Z}_3 j\omega M}{\mathbf{Z}_3 + j\omega M} + R_{C3} + R_{L2} + j\omega(L_2 - M) - \frac{j}{\omega C_3} \end{cases} \quad (8)$$

A impedância de Thévenin \mathbf{Z}_{th_1} é, portanto, resultante da impedância \mathbf{Z}_4 paralela à impedância de ramo LC, de acordo com a equação (9).

$$\mathbf{Z}_{th_1} = \frac{\mathbf{Z}_4(R_{C_4} - \frac{j}{\omega C_4})}{\mathbf{Z}_4 + R_{C_4} - \frac{j}{\omega C_4}} \quad (9)$$

Dessa forma, o circuito equivalente de Thévenin com a tensão \mathbf{V}_{th_1} , impedância \mathbf{Z}_{th_1} e carga R_L pode ser visualizado na Figura 15.

Figura 15: Circuito equivalente visto pela carga R_L



Fonte: Autor

A corrente \mathbf{I}_L é determinada dividindo a tensão de Thévenin \mathbf{V}_{th_1} pela soma da impedância de Thévenin \mathbf{Z}_{th_1} com a carga R_L . Essa divisão pode ser visualizada na equação (10).

$$\mathbf{I}_L = \frac{\frac{\mathbf{V}_S}{R_T} \left[-\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]}{\left[\frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{j\omega M} + \frac{1}{\mathbf{Z}_2} \right] \left[\frac{1}{R_T} + \frac{1}{\mathbf{Z}_1} + \frac{1}{R_{C_1} - \frac{j}{\omega C_1}} \right] + \left[-\frac{1}{\mathbf{Z}_1} \right]^2} \frac{\mathbf{Z}_2}{\frac{\mathbf{Z}_4(R_{C_4} - \frac{j}{\omega C_4})}{\mathbf{Z}_4 + R_{C_4} - \frac{j}{\omega C_4}} + R_L} \quad (10)$$

A potência média $P_o(\omega, k)$ na carga R_L é obtida por meio da equação (11).

$$P_o(\omega, k) = \frac{1}{2} |\mathbf{I}_L(\omega, k)|^2 R_L \quad (11)$$

3.1.2 Freqüências de ressonância $f_{res}(k)$ do WPT

Uma operação genérica de otimização matemática permite determinar os pontos críticos, os valores máximos e mínimos de uma função multivariável. Os métodos tradicionais

de otimização matemática envolvem determinar ou não a derivada. Nessa dissertação será utilizado o método de Newton para encontrar uma função $f_{res}(k)$ de frequência por coeficiente de acoplamento magnético que maximiza a potência $P_o(\omega, k)$ na carga. Esse método envolve determinar a derivada primeira e segunda da função para realizar a recursão. A equação (12) apresenta a recursão do método de Newton para determinar a velocidade angular ω que otimiza a potência na carga em cada coeficiente de acoplamento magnético k_i , onde i é a variável de iteração.

$$f_{i+1} = f_i + \frac{\frac{dP_o(\omega, k_i)}{d\omega}}{\frac{d^2 P_o(\omega, k_i)}{d\omega^2}} \quad (12)$$

A variável i procura varrer o intervalo $0 < k < 1$ com o menor passo possível. Por exemplo, se o passo for $\Delta k = 0.1$ então haverá dez iterações $i_{max} = 10$, se o passo for $\Delta k = 0.01$ haverá cem iterações $i_{max} = 100$ e, assim, sucessivamente. O critério de parada da equação recursiva (12) é o erro desejado, ou seja, define-se uma variável de erro ϵ e quando ocorrer a situação $|\frac{dP_o(\omega, k_i)}{d\omega}| < \epsilon$ diz-se que o código convergiu e foi determinada a frequência de ressonância do *link* indutivo para o coeficiente de acoplamento magnético k_i desejado.

Outra abordagem que foi desenvolvida nessa dissertação, e que foi utilizada, para determinar as frequências de ressonância $f_{res}(k)$ do WPT é representar o *link* indutivo da Figura 10 no espaço de estados, ou seja, determinar as matrizes A , B , C e D e, em seguida, aplicar a transformada de Fourier na corrente da carga i_L . De posse da transformada de Fourier da corrente i_L é possível obter sua resposta em módulo, ou seja, $|\mathbf{I}_L(\omega)|$ e, finalmente, encontrar a velocidade angular ω_{res} para o qual $|\mathbf{I}_L(\omega_{res})|_{max}$ é máximo realizando uma busca simples de varredura em ω . O espaço de estados do *link* indutivo da Figura 12 foi representado no sistema de equações (13) onde as matrizes A , B , C e D são representadas, respectivamente, nas equações (15), (16), (17) e (18).

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ i_L = Cx + Du \end{cases} \quad (13)$$

A matriz dos estados x pode ser visualizada na equação (14).

$$x = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_{C3} \\ v_{C4} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Onde i_1 é a corrente no capacitor C_2 , i_2 a corrente no capacitor C_3 , v_{C1} a tensão no capacitor C_1 , v_{C2} a tensão no capacitor C_2 , v_{C3} a tensão no capacitor C_3 e v_{C4} a tensão no capacitor C_4 .

$$A = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 & S_4 & S_5 & S_6 \\ T_1 & T_2 & T_3 & T_4 & T_5 & T_6 \\ H_1 & 0 & H_3 & 0 & 0 & 0 \\ F_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_2 & 0 & 0 & 0 & W_6 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$B = \begin{bmatrix} S_7 \\ T_7 \\ H_7 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

A matriz C da equação (17) permite obter a corrente na carga i_L como saída do sistema (13).

$$C = \begin{bmatrix} 0 & (-C_4W_2 + 1) & 0 & 0 & 0 & (-C_4W_6) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$D = [0] \quad (18)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
A_2 = \frac{-1}{(L_1 + (L_2 \frac{M_i}{(L_1 + M_i)}))} \\
a_1 = \frac{-(R_{C1}C_1R_sL_2)}{(M_i)(R_sC_1 + C_1R_{C1})} \\
a_2 = \frac{-(R_{C1}C_1L_2)}{(M_i)(R_sC_1 + C_1R_{C1})} \\
a_3 = \frac{(R_{C2} + R_1)L_2}{(R_{C1}C_1L_2)} \\
a_4 = \frac{M_i}{-(R_{C1}C_1R_s)} \\
a_5 = \frac{-(R_{C1}C_1)}{(R_sC_1 + C_1R_{C1})} \\
a_6 = \frac{-(R_{C1}C_1)}{(R_sC_1 + C_1R_{C1})} \\
a_7 = \frac{(C_4R_{C4})}{(R_sC_1 + C_1R_{C1})} \\
a_8 = \frac{(-R_LC_4 + R_{C4}C_4)}{-(C_4R_{C4}R_L)} \\
a_9 = \frac{(-R_LC_4 + R_{C4}C_4)}{-(C_4R_{C4}R_L)}
\end{array} \right. \quad (19)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
S_1 = (A_2a_1 + A_2a_4 + A_2a_5 + A_2(R_{C2} + R_1)) \\
S_2 = (A_2(R_2 + R_{C2}) + A_2a_9) \\
S_3 = (A_2a_2 \frac{-A_2L_2}{(M_i)} + A_2a_6 - A_2) \\
S_4 = ((\frac{A_2L_2}{M_i}) + A_2) \\
S_5 = A_2 \\
S_6 = (A_2 + A_2a_8) \\
S_7 = (A_2a_3 + A_2a_7)
\end{array} \right. \quad (20)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = \frac{-1}{(L_2 + \frac{((L_1 M_i)}{(L_1 + M_i))})} \\ b_1 = \frac{(R_{C1} C1 R_s L_1)}{(L_1 + M_i)(R_s C1 + C1 R_{C1})} \\ b_2 = \frac{(R_{C1} C1 L_1)}{(L_1 + M_i)(R_s C1 + C1 R_{C1})} \\ b_3 = \frac{-(R_{C1} C1 L_1)}{(L_1 + M_i)(R_s C1 + C1 R_{C1})} \\ b_4 = \frac{-(R_{C2} + R_1) L_1}{(L_1 + M_i)} \\ b_5 = \frac{-(R_{C1} C1 R_s)}{(R_s C1 + C1 R_{C1})} \\ b_6 = \frac{-(R_{C1} C1)}{(R_s C1 + C1 R_{C1})} \\ b_7 = \frac{(C4 R_{C4})}{(R_s C1 + C1 R_{C1})} \\ b_8 = \frac{(-R_L C4 + R_{C4} C4)}{-(C4 R_{C4} R_L)} \\ b_9 = \frac{(-R_L C4 + R_{C4} C4)}{-(R_L C4 + R_{C4} C4)} \end{array} \right. \quad (21)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 = (A_1 b_1 + A_1 b_4 + A_1 b_5 + A_1 (R_{C2} + R_1)) \\ T_2 = (A_1 (R_2 + R_{C3}) + A_1 b_9) \\ T_3 = (A_1 b_2 + A_1 L_1 / (L_1 + M_i) + A_1 b_6 - A_1) \\ T_4 = (\frac{(-A_1 L_1)}{(L_1 + M_i)} + A_1) \\ T_5 = A_1 \\ T_6 = (A_1 + A_1 b_8) \\ T_7 = (A_1 b_3 + A_1 b_7) \end{array} \right. \quad (22)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H_1 = \frac{-R_s}{(R_s C1 + C1 R_{C1})} \\ H_3 = \frac{-1}{(R_s C1 + C1 R_{C1})} \\ H_7 = (\frac{1}{(R_s C1 + C1 R_{C1})}) \end{array} \right. \quad (23)$$

$$F_1 = \frac{1}{C2} \quad (24)$$

$$G_2 = \frac{1}{C3} \quad (25)$$

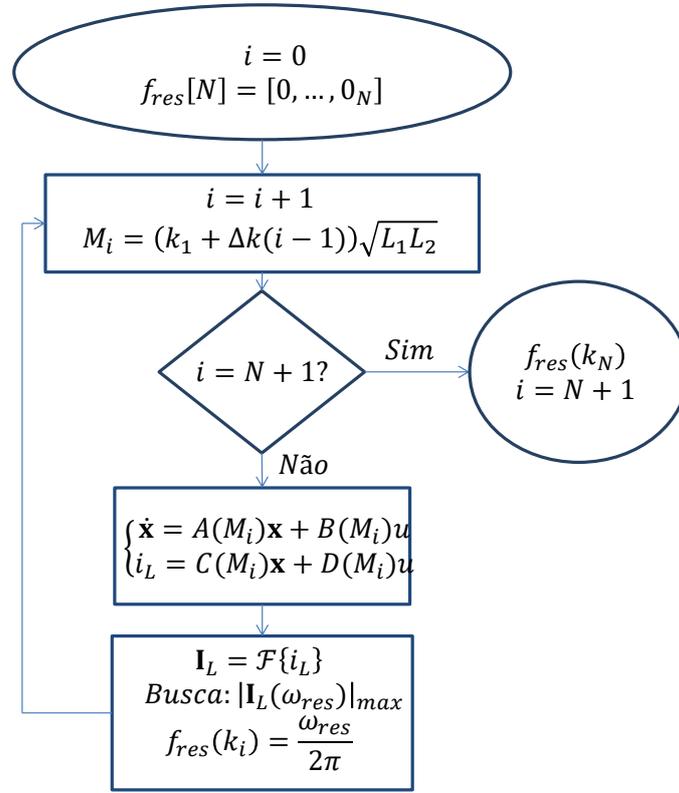
$$\begin{cases} W_2 = \left(\frac{-R_L}{(-R_L C_4 + R_{C_4} C_4)} \right) \\ W_6 = \left(\frac{1}{(-R_L C_4 + R_{C_4} C_4)} \right) \end{cases} \quad (26)$$

Portanto, realiza-se uma busca simples em ω para determinar a frequência no qual o módulo da corrente na carga é máxima, isto é $|\mathbf{I}_L(\omega_{res})|_{max}$, em cada coeficiente de acoplamento magnético k_i . O fluxograma do algoritmo para determinar as frequências $f_{res}(k)$ pode ser visualizado na Figura 16 (o código pode ser encontrado no apêndice A). Inicialmente, define-se o número de frequências de ressonância de interesse N do WPT e, em seguida, o passo Δk de variação do fator de acoplamento magnético k_i do desalinhamento das bobinas, ou seja, $\Delta k = \frac{k_N - k_1}{N - 1}$. Definido o número de frequências de ressonância desejadas e o passo de variação do fator de acoplamento magnético é possível aplicar a indutância mútua M_i , característica desse desalinhamento, no espaço de estados do sistema de equações (13). Em seguida, é possível determinar a corrente i_L na carga R_L e aplicar a transformada de Fourier para determinar a resposta em módulo $|\mathbf{I}_L(\omega)|$. Finalmente, faz-se uma busca simples em ω para encontrar a velocidade angular para o qual o módulo da corrente é máximo, isto é, $|\mathbf{I}_L(\omega_{res})|_{max}$. O laço do fluxograma termina quando se alcança $i = N$.

3.1.3 Estimação do fator de acoplamento magnético k

O controle proposto nessa dissertação envolve determinar a função $f_{res}(k)$. Entretanto, essa expressão é função do coeficiente de acoplamento magnético k , o que significa que é preciso estimar esse termo continuamente (em tempo real) enquanto houver os desalinhamentos ou afastamentos entre as bobinas do WPT. Assim, a estratégia adotada consiste em controlar a frequência da fonte de potência do WPT fazendo o monitoramento da corrente dessa fonte em módulo e fase. Essa abordagem permite liberdade de movimento da bobina receptora já que o sensoriamento será no lado primário do WPT. A tensão sobre o resistor R_{sensor} é monitorada, de forma a obter a informação da amplitude e fase da corrente da fonte do *link* indutivo.

Para estimar o coeficiente de acoplamento magnético k foi realizado o equivalente de Thévenin do *link* indutivo da Figura 12 visto da fonte \mathbf{V}_S . A perspectiva do *link* indutivo da Figura 17 permite obter uma equação da impedância de Thévenin \mathbf{Z}_{th2} em função da indutância mútua M e, conseqüentemente, de k . A Figura 17 mostra a ideia de relacionar a impedância de Thévenin \mathbf{Z}_{th2} com a indutância mútua M . Essa equação é fundamental porque a impedância de Thévenin se relaciona com a corrente da fonte \mathbf{I}_S por meio da equação (27).

Figura 16: Fluxograma para determinação de $f_{res}(k)$ 

Fonte: Autor

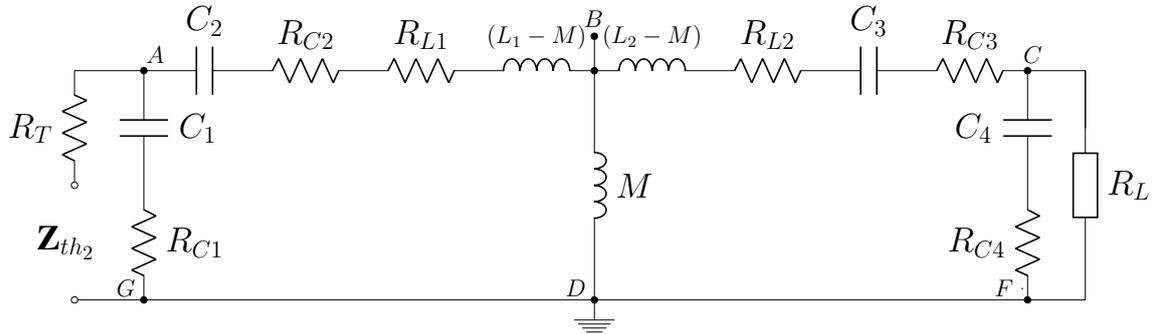
$$\mathbf{Z}_{th2}(\mathbf{I}_S) = \frac{\mathbf{V}_S}{\mathbf{I}_S} \quad (27)$$

Portanto, o sistema da Figura 4 monitora a tensão sobre o resistor R_{sensor} para medir a corrente \mathbf{I}_S e estimar a impedância de Thévenin \mathbf{Z}_{th2} vista da fonte \mathbf{V}_S do WPT. Uma vez estimada a impedância de Thévenin (amplitude e fase) é possível estimar a indutância mútua M (e k). Assim, nessa seção será apresentado o equacionamento para determinar a expressão (28), ou seja, a indutância mútua M a partir da impedância de Thévenin \mathbf{Z}_{th2} .

$$M = f(\mathbf{Z}_{th2}(\mathbf{I}_S)) \quad (28)$$

Para determinar a impedância de Thévenin \mathbf{Z}_{th2} visto da fonte \mathbf{V}_S é necessário realizar a técnica de simplificação de circuitos elétricos da carga R_L para a fonte \mathbf{V}_S . Assim, as impedâncias parciais dos pontos A , B , C e D podem ser verificadas pelas equações (29), (30), (31) e (32).

Figura 17: Eliminação da fonte \mathbf{V}_S do *link* indutivo para aplicar as técnicas usuais de simplificação de circuitos elétricos



Fonte: Autor

A impedância do ramo CF em paralelo com a carga R_L é

$$\mathbf{Z}_C = \frac{R_L(R_{C4} - \frac{j}{\omega C_4})}{R_L + R_{C4} - \frac{j}{\omega C_4}} \quad (29)$$

A impedância \mathbf{Z}_C mais a impedância do ramo BC em paralelo com a impedância do ramo BD é

$$\mathbf{Z}_B = \frac{(\mathbf{Z}_C + R_{L2} + R_{C3} + j(\omega(L_2 - M) - \frac{1}{\omega C_3}))(j\omega M)}{j\omega M + \mathbf{Z}_C + R_{L2} + R_{C3} + j(\omega(L_2 - M) - \frac{1}{\omega C_3})} \quad (30)$$

A impedância \mathbf{Z}_B mais a impedância do ramo AB em paralelo com a impedância do ramo AG é

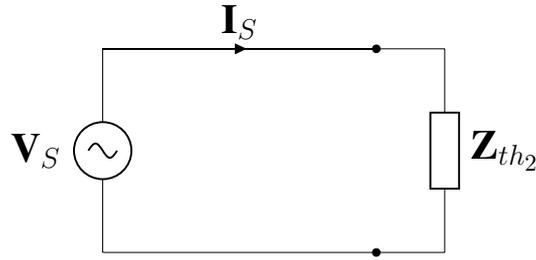
$$\mathbf{Z}_A = \frac{(\mathbf{Z}_B + R_{C2} + R_{L1} + j(\omega(L_1 - M) - \frac{1}{\omega C_2}))(R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1})}{(\mathbf{Z}_B + R_{C2} + R_{L1} + j(\omega(L_1 - M) - \frac{1}{\omega C_2})) + R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1}} \quad (31)$$

E, finalmente, a impedância \mathbf{Z}_A em série com a resistência da fonte R_S e do resistor *sensor* R_{sensor} é

$$\mathbf{Z}_{th2} = \mathbf{Z}_A + R_T, (R_T = R_S + R_{sensor}) \quad (32)$$

Logo, o circuito equivalente com a impedância de Thévenin \mathbf{Z}_{th2} visto da fonte \mathbf{V}_S pode ser visualizado na Figura 18.

Para determinar a indutância mútua $M(\mathbf{I}_S)$ é necessário isolar M em função da corrente \mathbf{I}_S nas equações (29), (30), (31) e (32). Assim, para simplificar esse processo de

Figura 18: Circuito equivalente visto pela fonte \mathbf{V}_S 

Fonte: Autor

isolar M são utilizados termos intermediários para encurtar as expressões das equações (29), (30), (31), (32) e isolar M . Assim sendo, a partir dos termos intermediários (33), (34) e (35) é possível reescrever a equação \mathbf{Z}_B na expressão mais enxuta (36).

$$F_1 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_3} \quad (33)$$

$$F_2 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_2} \quad (34)$$

$$\mathbf{A} = \frac{R_L(R_{C4} - \frac{j}{\omega C_4})}{R_L + (R_{C4} - \frac{j}{\omega C_4})} + R_{L2} + R_{C3} \quad (35)$$

$$\mathbf{Z}_B = \frac{(\mathbf{A} + jF_1 - j\omega M)(j\omega M)}{\mathbf{A} + jF_1} \quad (36)$$

Agora, substituindo a equação (32) na equação (31) e isolando \mathbf{Z}_B se obtém a equação (37). As expressões (38) e (43) são termos intermediários da equação (37).

$$\mathbf{Z}_B = \frac{(R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1})\mathbf{Y} - \mathbf{Z}_A\mathbf{X}}{\mathbf{Z}_A - (R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1})} \quad (37)$$

$$\mathbf{X} = R_{C2} + R_{L1} + jF_2 - j\omega M + (R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1}) \quad (38)$$

$$\mathbf{Y} = R_{C2} + R_{L1} + jF_2 - j\omega M \quad (39)$$

Depois de substituir a equação (36) na equação (37) e isolar M se obtém a equação quadrática (40).

$$\omega^2 M^2 + P_2 M - P_1 = 0 \quad (40)$$

Na equação (40), ω é a velocidade angular, P_1 e P_2 são definidos nas equações (41) e (42), respectivamente.

$$P_1(\mathbf{I}_S) = \mathbf{A}\mathbf{B} + F_2 F_1 + j(\mathbf{B}F_1 - \mathbf{A}F_2) \quad (41)$$

$$P_2(\mathbf{I}_S) = \omega(F_2 + F_1 - T + j(\mathbf{U} + \mathbf{B} - \mathbf{A})) \quad (42)$$

$$\mathbf{B} = \frac{\mathbf{Z}_A(R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1})}{R_{C1} - \frac{j}{\omega C_1} - \mathbf{Z}_A} - R_{L1} - R_{C2} \quad (43)$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{A} - \mathbf{B} \quad (44)$$

$$T = F_1 + F_2 \quad (45)$$

Utilizando os termos intermediários das expressões (43), (44) e (45) é possível deduzir que $P_2(\mathbf{I}_S) = 0$, conforme equação (46).

$$P_2(\mathbf{I}_S) = \omega(F_2 + F_1 - T + j(\mathbf{U} + \mathbf{B} - \mathbf{A})) = 0 \quad (46)$$

Como se concluiu que $P_2(\mathbf{I}_S) = 0$, através da equação (46), é possível reescrever a equação (40) conforme a equação (47).

$$M(\mathbf{I}_S, \omega) = \frac{\sqrt{P_1(\mathbf{I}_S)}}{\omega} \quad (47)$$

A equação (47) relaciona a indutância mútua M com a corrente \mathbf{I}_S e a velocidade angular ω da fonte do *link* indutivo. Essa equação é uma parte do controlador proposto que será discutido no capítulo (4). Nessa seção o isolamento da variável da indutância mutua M utilizando termos intermediários foi o processo mais imediato para chegar à equação (47), pois se fosse utilizado à expressão de M em função de \mathbf{I}_S (sem termos intermediários) seriam utilizadas equações muito longas e que poderia comprometer a interpretação do propósito dessa seção. Ou seja, a equação (47) utilizando o termo intermediário $P_1(\mathbf{I}_S)$ é mais compreensível do que se fosse utilizado à expressão completa de M em função de \mathbf{I}_S diretamente.

3.1.4 Compensação capacitiva

Nesse artigo optou-se por controlar a velocidade angular ω da fonte V_S enquanto ocorrer à variação do coeficiente de acoplamento magnético k (ou, equivalentemente, M) devido ao desalinhamento das bobinas do *link* indutivo do sistema da Figura 4. Portanto, os parâmetros do *link* indutivo do sistema da Figura 4 invariáveis podem ser vistos na Tabela 1. Desse modo, o problema de otimização mais amplo $P_o(C_1, C_2, C_3, C_4, \omega, k)$ no qual se atua em C_1, C_2, C_3, C_4 e ω em regime permanente, enquanto houver os desalinhamentos das bobinas (variação de k), foge do escopo desse trabalho.

Assim, para determinar C_1, C_2, C_3 e C_4 foi realizado uma busca exaustiva em um espaço amostral de 216 capacitâncias da série E24 de $1pF$ à $910\mu F$ (com passo de $1pF$) de modo a maximizar a potência na carga R_L [Azambuja et al., 2013] considerando ω e k definidos. Na Figura 20 é possível visualizar o fluxograma da busca exaustiva realizada para encontrar C_1, C_2, C_3 e C_4 em $f = 500kHz$ e $k = 0.65$ e, na Tabela 1 é possível visualizar o valor desses capacitores. Utilizou-se esse método exaustivo, pois a resolução analítica da otimização matemática de $P_o(C_1, C_2, C_3, C_4, 2\pi 500kHz, 0.65)$ utilizando multiplicadores de Lagrange era demasiada complexa.

Para determinar uma velocidade angular ω e um coeficiente de acoplamento magnético k para a busca exaustiva de C_1, C_2, C_3 e C_4 do fluxograma da Figura 20 foi utilizada a abordagem de [Porto et al., 2015]. Ou seja, foi definida uma velocidade angular, por exemplo, $\omega = 2\pi 500kHz$ e, em seguida, verificado o k no qual as frequências de ressonância da curva $f_{res}(k)$ permitissem otimizar a função potência $P_o(\omega, k)$ com um desempenho relativamente melhor que o *link* indutivo em malha aberta. Desse processo, chegou-se a conclusão que para $k = 0.65$ na velocidade angular de $f = 500kHz$ o desempenho da potência, em malha fechada, na carga R_L é significativamente melhor que o sistema em malha aberta, conforme pode ser verificado na Figura 19.

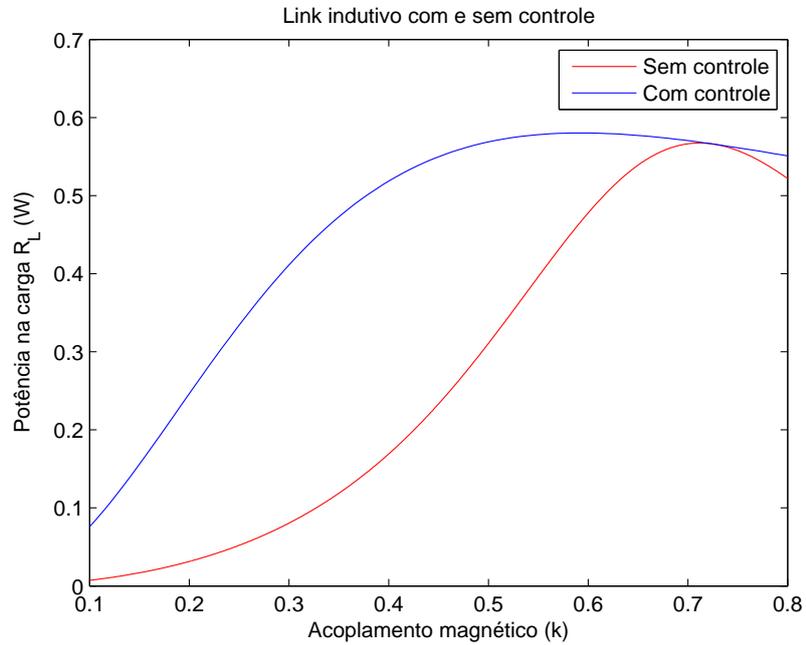
Na Figura 19 é possível ver o desempenho da curva $P_o(k)$ com o *link* indutivo em malha aberta, linha vermelha, e o *link* indutivo em malha fechada, linha azul. A Figura 19 mostra que o *link* indutivo em malha fechada garante potência entregue a carga maximizada para uma faixa mais larga de fatores de acoplamento que o *link* indutivo sintonizada em uma frequência fixa, ou malha aberta.

As resistências séries equivalentes (ESR) dos capacitores da série E24 mudam de acordo com sua capacitância e frequência de trabalho e, se comportam aproximadamente de acordo com a equação (48),

$$R_{C_x} = \frac{0.15}{(100\omega C_x)} \quad (48)$$

onde $\omega = 2\pi f$ e $x = 1, 2, 3$ e 4 .

Figura 19: Potência para projeto dos capacitores em $k = 0.65$ e $f = 500kHz$

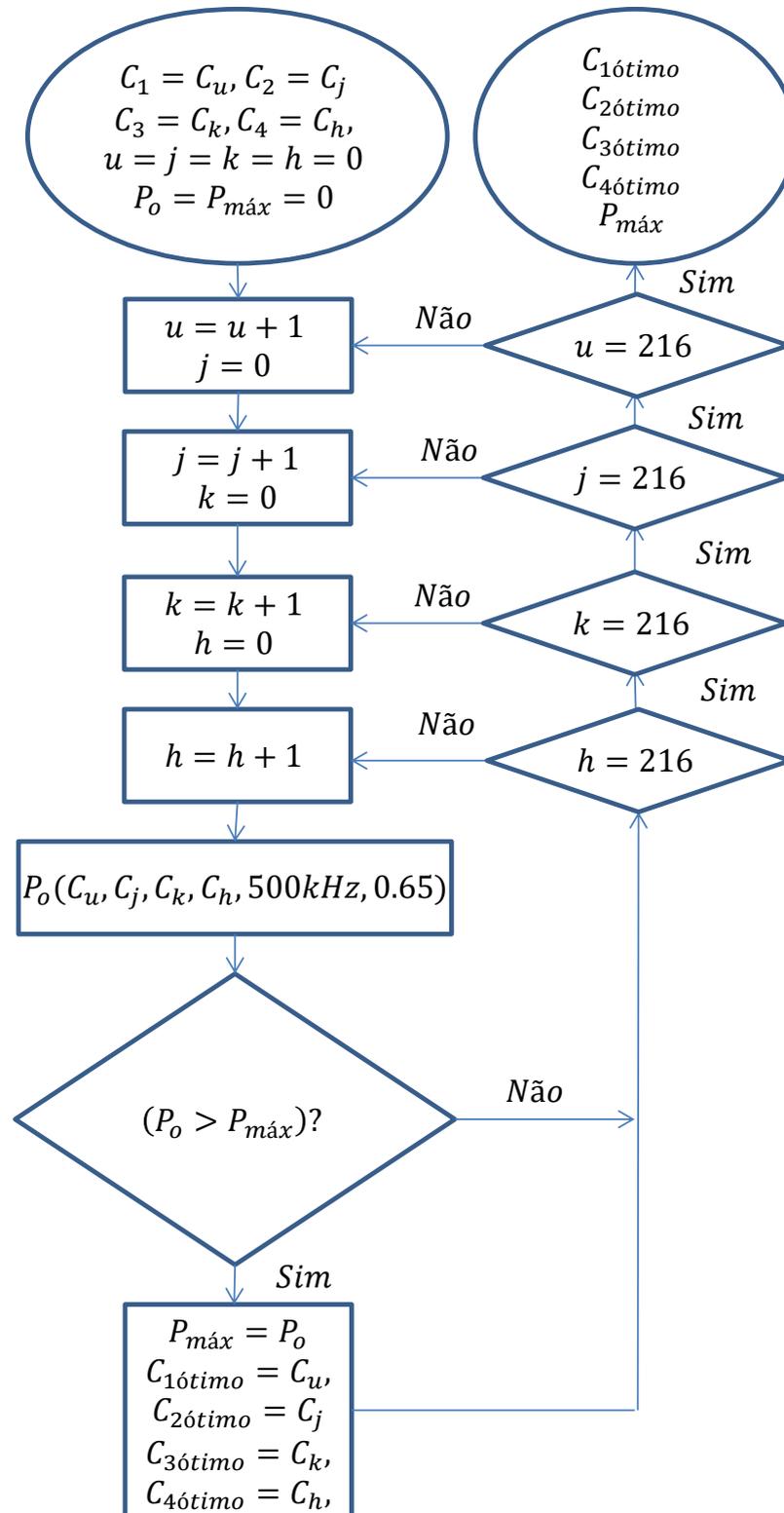


Fonte: Autor

Tabela 1: Parâmetros do *link* indutivo e capacitores otimizados

Parâmetros	Valores
C_1	$0.8900pF$
C_2	$3.0000nF$
C_3	$2.00000nF$
C_4	$2.1000pF$
R_S	0.5Ω
R_{sensor}	1.2Ω
R_{L1}	0.4428Ω
L_1	$30.7\mu H$
L_2	$10.8\mu H$
R_{L2}	0.313Ω
R_L	47.4Ω
$\phi_{\mathbf{v}_S}$	0°
$ \mathbf{V}_S $	$5V$

Figura 20: Fluxograma da busca exaustiva para encontrar os capacitores ótimos, com os parâmetros fixos



Fonte: Autor

4 METODOLOGIA

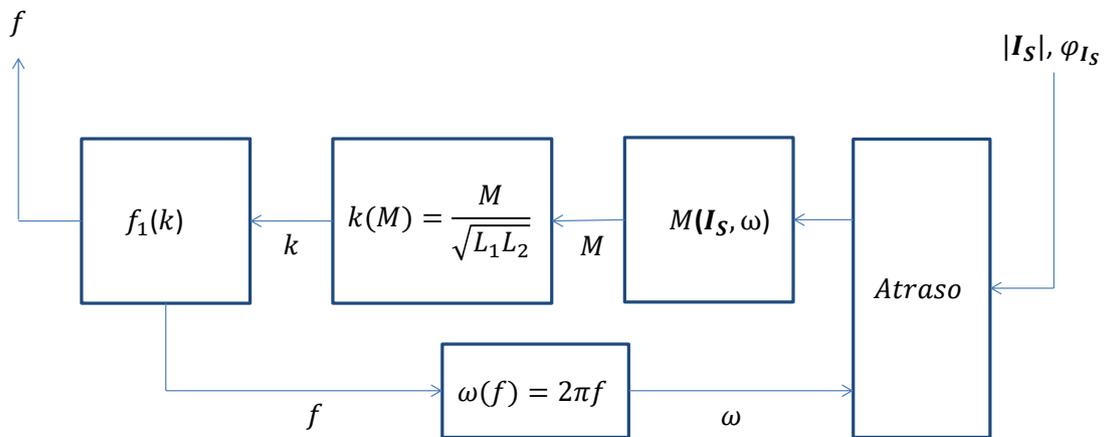
Os capítulos (2) e (3) apresentaram uma introdução sobre o tema WPT bem como topologias tradicionais e aplicações. Além disso, foi calculada a compensação capacitiva do *link* indutivo da Figura 12 no coeficiente de acoplamento magnético $k = 0.65$ e frequência $f = 500kHz$, utilizando o método da busca exaustiva. Nesse capítulo será apresentado o sistema de controle propriamente dito, simulações da planta WPT, análise da robustez do controlador e o circuito do transdutor de entrada e saída.

A Figura 21 mostra o diagrama de blocos do controlador proposto nessa dissertação. Inicialmente, o módulo da corrente $|\mathbf{I}_S|$ e fase $\phi_{\mathbf{I}_S}$ da fonte \mathbf{V}_S do WPT são adquiridos por meio de um transdutor de entrada, conforme Figura 22. Em seguida, essas grandezas são armazenadas em um *buffer* para sincronizar com a frequência atual f do *link* indutivo. Essa sincronização, representada pelo atraso na Figura 21, é imprescindível porque o controle proposto é em regime permanente, ou seja, deve ocorrer após as dinâmicas (*settling time*) da planta, do transdutor de entrada e saída e do próprio controlador. Entretanto, esse atraso deve, necessariamente, ser menor que o tempo dos desalinhamentos das bobinas transmissoras e receptoras do *link* indutivo. Na seção (4.5) esse processo será apresentado com mais detalhes.

Assim, conhecidos o módulo $|\mathbf{I}_S|$, a fase $\phi_{\mathbf{I}_S}$ e a frequência atual f do *link* indutivo é possível estimar a indutância mútua M , pela equação (47). Em seguida, pode-se calcular o coeficiente de acoplamento magnético k , pela equação (1), e, finalmente, determinar a frequência de ressonância $f_1(k)$ para o desalinhamento atual das bobinas transmissoras e receptoras. As frequências de ressonância $f_1(k)$ são uma aproximação linear da equação $f_{res}(k)$. A determinação da equação linear $f_1(k)$ será explanada na seção (4.2).

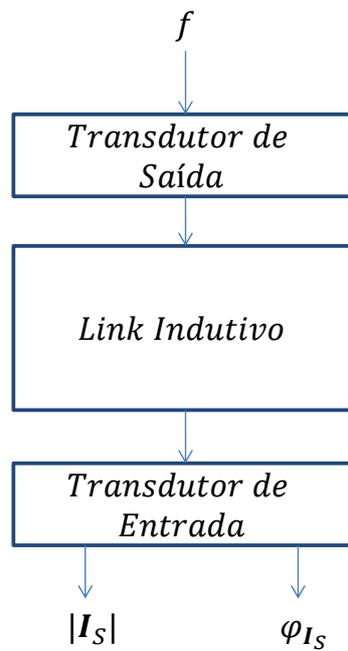
O modelo da planta WPT é apresentado na Figura 22. Nessa figura o transdutor de entrada é responsável por adquirir as grandezas $|\mathbf{I}_S|$ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$, e o transdutor de saída é responsável por gerar a frequência atual f e fornecer potência suficiente para o *link* indutivo. Na Figura 23 é apresentado o tipo de desalinhamento discutido nessa dissertação, ou seja, movimentos laterais de uma das bobinas espirais planas (transmissora ou receptora), considerando a distância frontal constante.

Figura 21: Controlador proposto



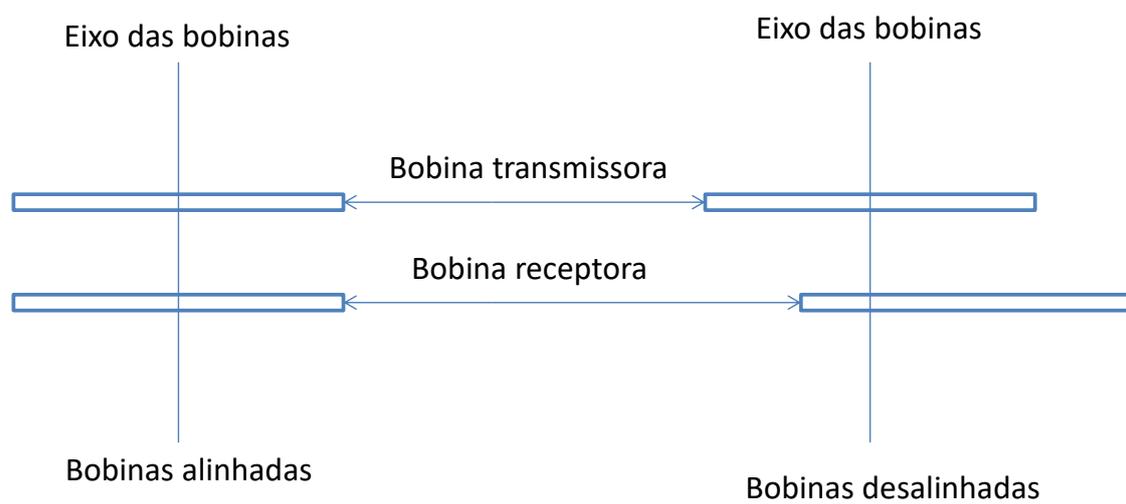
Fonte: Autor

Figura 22: Modelo da planta WPT



Fonte: Autor

Figura 23: Desalinhamento horizontal das bobinas espirais planas



Fonte: Autor

4.1 Simulações no *link* indutivo

Esta seção será subdividida em duas subseções: (4.1.1) e (4.1.2). Na subseção (4.1.1) será apresentada a simulação da superfície da potência na carga $P_o(\omega, k)$ e avaliada suas características. Por outro lado na subseção (4.1.2) será determinado o polinômio de primeiro grau $f_1(k)$ e será o apresentado no contorno da superfície da potência na carga.

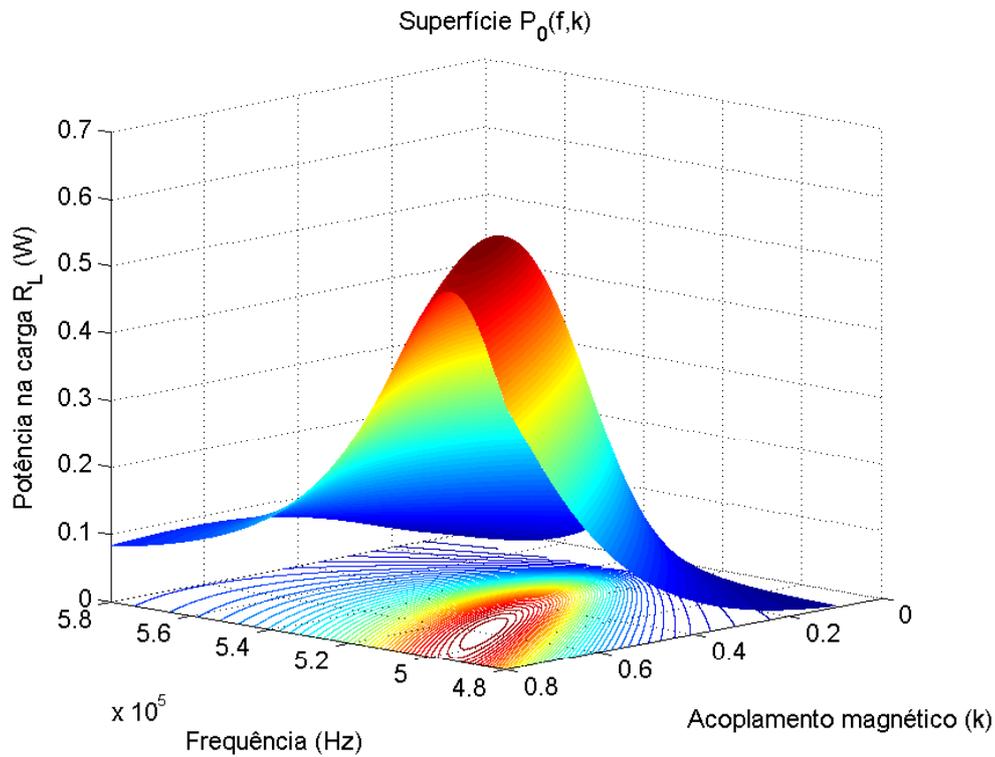
4.1.1 Função potência $P_o(\omega, k)$

A expressão da potência na carga que foi determinada no capítulo (2) pode, agora, ser avaliada através da simulação numérica, uma vez que os parâmetros do *link* indutivo foram definidos na Tabela 1. A Figura 24 apresenta a superfície da potência na carga R_L em função de f e k , onde é possível observar que a potência é máxima na carga para diferentes frequências no intervalo $495kHz < f < 595kHz$ e que justifica a abordagem de se criar uma estratégia de controle da frequência para maximizar a potência na carga em cada coeficiente de acoplamento magnético k . Se fosse utilizado uma frequência fixa (sistema em malha aberta) em cada coeficiente de acoplamento magnético k , a potência na carga reduzir-se-ia abruptamente, conforme foi observado no sistema de malha aberta da Figura 19.

No vista frontal superior da superfície da Figura 24 é possível visualizar o contorno dessa superfície. As cores variam do azul ao vermelho que indicam as potências de menor a maior intensidade, respectivamente. Essa superfície e seu contorno foram simulados para compreender a necessidade de se desenvolver um controlador (como o da Figura 21) de frequência em cada coeficiente de acoplamento magnético k para maximizar a potência na carga, quando ocorrer os desalinhamentos do tipo da Figura 22. A curva das frequências de ressonância $f_{res}(k)$ e seu polinômio ajustado de primeiro grau $f_1(k)$ serão apresentados no contorno da superfície da Figura 24 da subseção (4.1.2).

4.1.2 Polinômio do primeiro grau $f_1(k)$

A expressão matemática das frequências de ressonância $f_{res}(k)$ que foi determinada por otimização matemática pela equação (12) é uma curva que pode ser descrita por meio de uma aproximação polinomial. A Figura 25 apresenta a curva da expressão $f_{res}(k)$, em preto, e sua aproximação polinomial do primeiro grau, em cinza. Na Figura 25 é apresentado o contorno da superfície da potência na carga, Figura 24, onde é possível notar que a curva da expressão $f_{res}(k)$ mapeia a potência máxima em cada coeficiente de acoplamento magnético k , ou seja, em cada fator de acoplamento magnético k existe uma frequência para o qual a potência na carga é máxima. A curva da expressão $f_1(k)$ é a aproximação polinomial do primeiro grau da curva $f_{res}(k)$ e como se pode ver na Figura 25 essa aproximação fica próximo dos contornos em vermelho.

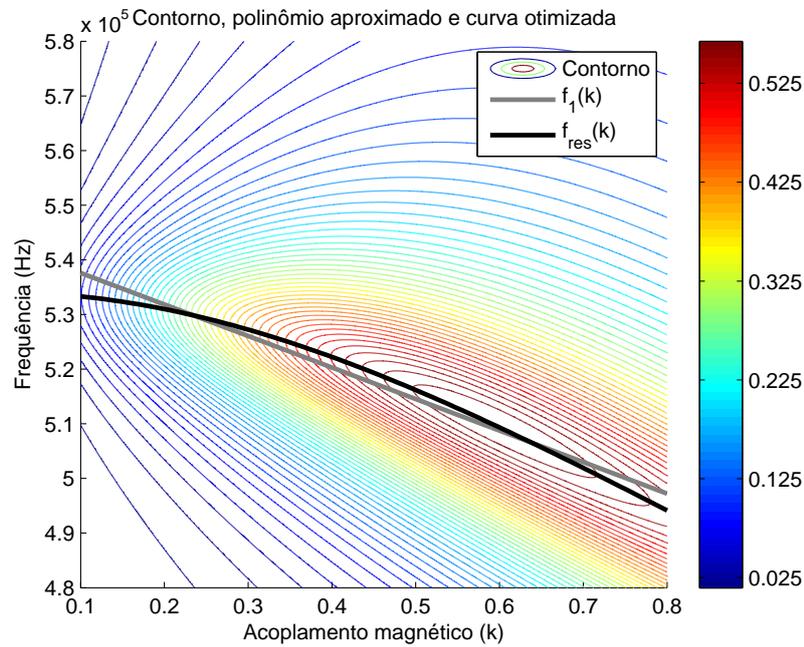
Figura 24: Superfície da função potência $P_o(f, k)$ 

Fonte: Autor

Para compreender melhor o efeito de aproximar a curva $f_{res}(k)$ em uma aproximação polinomial do primeiro grau $f_1(k)$ é preciso observar a Figura 26 no qual foi aplicado no *link* indutivo da Figura 12 uma alimentação com essas duas curvas e verificado a potência na carga R_L . Pela Figura 26 fica evidente a indiferença em utilizar a curva $f_{res}(k)$ ou a curva $f_1(k)$ no controlador da Figura 21. Nessa dissertação se optou em utilizar a aproximação polinomial do primeiro grau $f_1(k)$ porque sua expressão é a mais simples, inclusive para embarcar o código em um micro controlador.

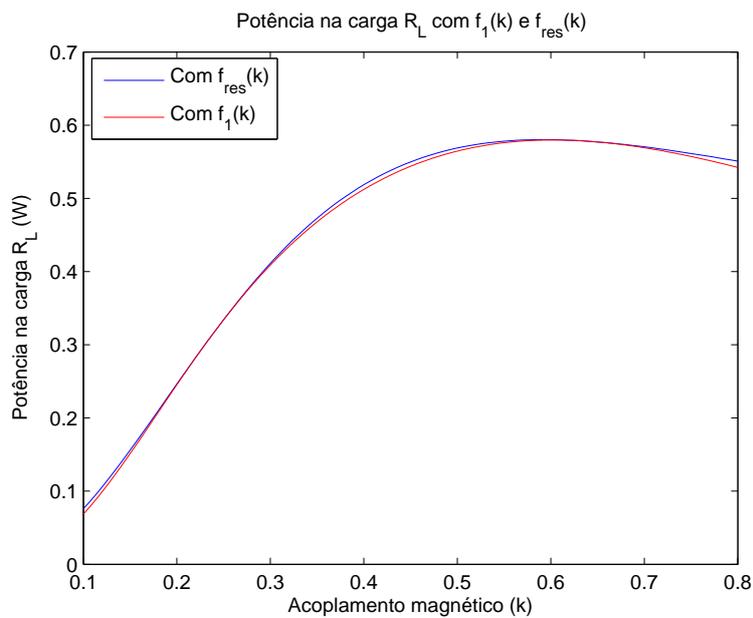
A aproximação polinomial do primeiro grau $f_1(k)$ obtida a partir de $f_{res}(k)$ foi realizada utilizando a técnica de mínimos quadrados. A aproximação por mínimos quadrados consiste em encontrar a função que melhor se ajusta ao conjunto de pontos dado, minimizando o erro resultante do ajustamento, ou seja, pretende-se minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre os valores de frequências de ressonância e os valores obtidos pela aproximação de cada coeficiente de acoplamento magnético k . Essa minimização são as derivadas do sistema de equação (49) para encontrar os parâmetros a e b do polinômio do primeiro grau da equação (50) e que na ocasião são, respectivamente, -50415hz e 533210hz . Esse sistema de duas equações e duas incógnitas (a e b) é mon-

Figura 25: Contorno da superfície $P_o(f, k)$, curva otimizada $f_{res}(k)$ e polinômio aproximado $f_1(k)$



Fonte: Autor

Figura 26: Potência $P_o(k)$ nas frequências de ressonância $f_{res}(k)$ e no polinômio aproximado do 1º grau $f_1(k)$



Fonte: Autor

tado selecionando um determinado número N de pontos (f_l, k_l) da curva $f_{res}(k)$, onde $1 \leq l \leq N$.

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial a} \sum_{l=1}^N [f_l - (ak_l - b)]^2 = 0 \\ \frac{\partial}{\partial b} \sum_{l=1}^N [f_l - (ak_l - b)]^2 = 0 \end{cases} \quad (49)$$

Portanto, o método de mínimos quadrados é um método que minimiza os quadrados do sistema de equações (49) para determinar os parâmetros a e b do polinômio de primeiro grau da equação (50).

$$f_1(k) = -50415k + 533210(Hz) \quad (50)$$

4.2 Funcionamento

Esta seção apresenta as subseções (4.2.1), (4.2.2) e (4.2.3). Na subseção (4.2.1) serão mostrados e discutidos os circuitos do transdutor de entrada e saída. E, na subseção (4.2.3) será apresentada uma análise da robustez do controlador da Figura 21.

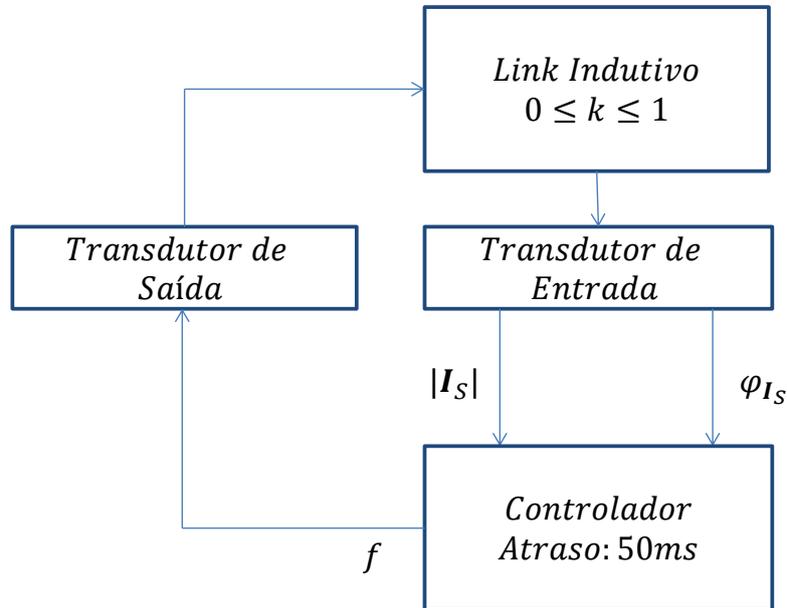
4.2.1 Princípio de funcionamento

O sistema de controle apresentado na Figura 4 sintoniza a frequência que maximiza a potência entregue a carga do *link* indutivo da Figura 12 quando ocorrer o desalinhamento das bobinas transmissora e receptora da Figura 23, ou seja, variação do acoplamento magnético k . O sistema de aquisição (transdutor de entrada) do sistema da Figura 4 monitora a tensão sobre o resistor R_{sensor} (corrente da fonte do WPT) de forma a estimar a impedância de Thévenin da equação (32) e, em seguida estima o acoplamento magnético k a partir da equação (47). De posse do fator k é possível determinar a frequência de ressonância a partir do polinômio aproximado da equação 50, discutido na seção anterior. Com a nova frequência atualizada, o controlador transfere-a para o amplificador de potência (transdutor de saída) realimentando o sistema de controle.

Na Figura 27 é possível visualizar o fluxograma do método de controle da frequência proposto nessa dissertação. Nesse fluxograma, inicialmente, as bobinas espirais do *link* indutivo se desalinham, ou equivalentemente, ocorre à variação do coeficiente de acoplamento magnético k no intervalo $0 < k < 1$. Após esse desalinhamento entre as bobinas, conforme Figura 23, as bobinas devem, necessariamente, ficar nessa posição por no mínimo $50ms$ porque esse tempo representa a sincronização das variáveis ω , $|\mathbf{I}_S|$ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$ (pois são adquiridos em tempos diferentes) para determinar a indutância mútua M e a frequência de ressonância f , conforme detalhado no controlador da Figura 21. De posse da indutância mútua M (e também de k) é possível determinar estimar a nova frequência

que maximiza a potência na carga por meio do polinômio do primeiro grau $f_1(k)$.

Figura 27: Fluxograma do sistema de controle proposto



Fonte: Autor

4.2.2 Transdutor de entrada e saída do controlador proposto

Nesta subseção será apresentado e discutido o circuito de aquisição (transdutor de entrada) e o transdutor de saída do sistema da Figura 4.

Na Figura 28 é apresentado o circuito de aquisição e o *link* indutivo (WPT). O transdutor de entrada é composto pelo AD8302 e o NI USB 6009, enquanto, o transdutor de saída é composto pelo Arduino, pelo AD9834 e o amplificador de potência da Figura 32. O AD8302 é um circuito integrado responsável por determinar o ganho e a diferença de fase das suas entradas. O NI USB 6009 é o hardware da National Instruments de aquisição de dados para o ambiente do software LabVIEW. No LabVIEW, são definidas as frequências que maximizam a potência entregue a carga $f_1(k)$ e o estimador da indutância mútua M do controlador do diagrama da Fig. 21. O Arduino MEGA 2560 é utilizado para transmitir a frequência determinada pelo sistema $f_1(k)$ serialmente para o circuito integrado AD9834. O amplificador de potência alimenta o *link* indutivo da Figura 12 com a tensão de $|\mathbf{V}_S| = 5V_p$, frequência $f_1(k)$ e fase $\phi_{\mathbf{V}_S} = 0^\circ$ e, dessa forma, realimenta o sistema.

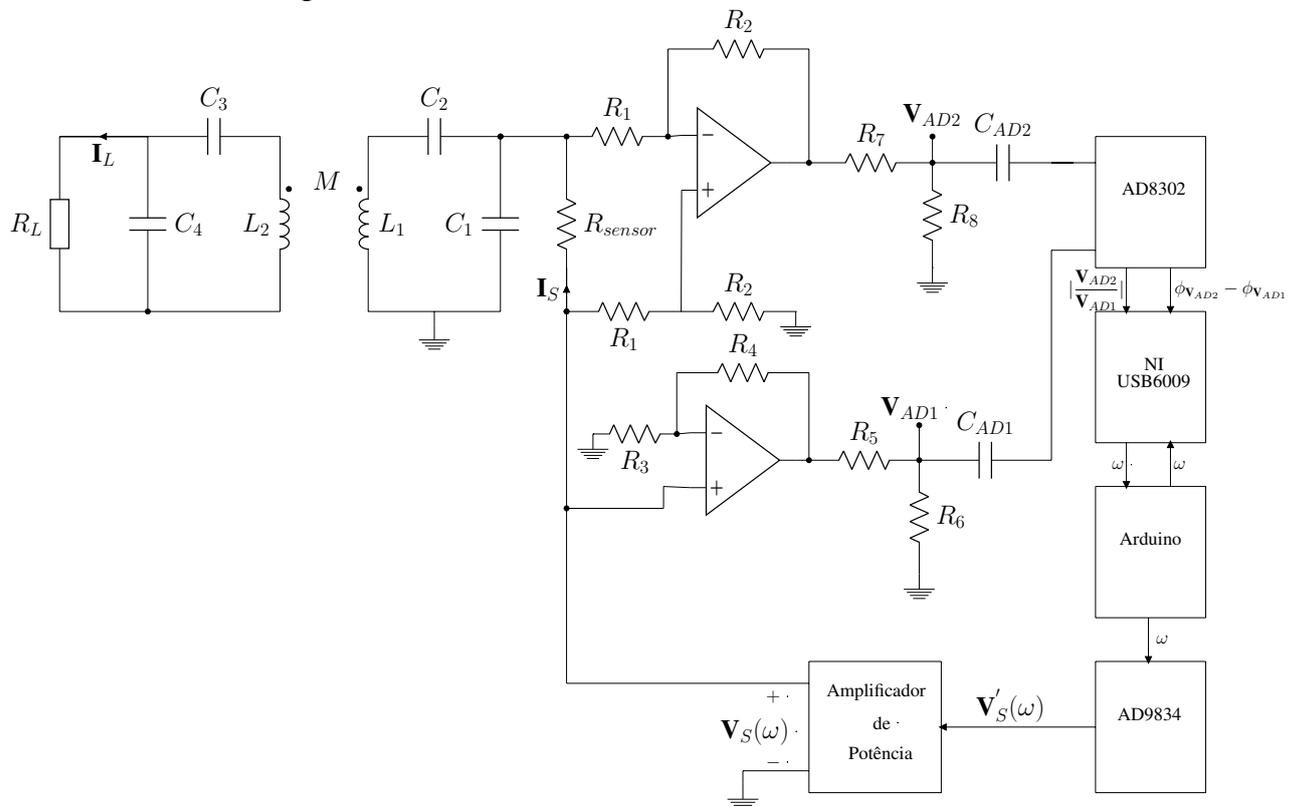
As equações (51) e (52) representam as tensões \mathbf{V}_{AD1} e \mathbf{V}_{AD2} , respectivamente, na entrada do AD8302. As resistências representam os ganhos que foram dimensionados de

modo a permitir toda a faixa dinâmica de tensão para o AD8302.

$$\mathbf{V}_{AD2} = |\mathbf{I}_S| \angle \phi_{\mathbf{I}_S} \frac{R_{sensor} R_8}{R_8 + R_7} \quad (51)$$

$$\mathbf{V}_{AD1} = |\mathbf{V}_S| \angle \phi_{\mathbf{V}_S} \frac{(1 + \frac{R_4}{R_3}) R_6}{R_6 + R_5} \quad (52)$$

Figura 28: *Link* indutivo e sistema de controle

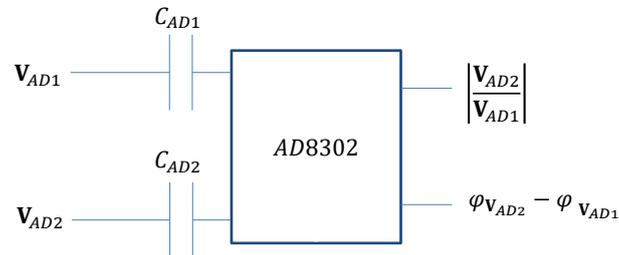


Fonte: Autor

A Figura 29 apresenta o bloco do circuito integrado AD8302 que produz como saída o ganho e a diferença de fase das entradas. Já a Figura 30 apresenta o NI USB 6009 e o Arduino onde as entradas são o ganho e a diferença de fase proveniente do AD8302. O controlador da Figura 21 fica no NI USB 6009 (LabVIEW), o Arduino é responsável por fazer a realimentação da frequência atual ω além de entregar essa frequência, comunicando-se serialmente, para o AD9834. É necessária a inclusão do atraso de $50ms$ no NI USB 6009 para sincronizar as variáveis $|\mathbf{I}_S|$, $\phi_{\mathbf{I}_S}$ e ω , como já discutido anteriormente. O AD9834 recebe serialmente os 32 bits (intercalados em 1 byte) do Arduino correspondente à frequência desejada pelo controlador da Figura 21 e converte-a em uma senóide na tensão desejada. O AD9834 não tem potência suficiente para alimentar a carga

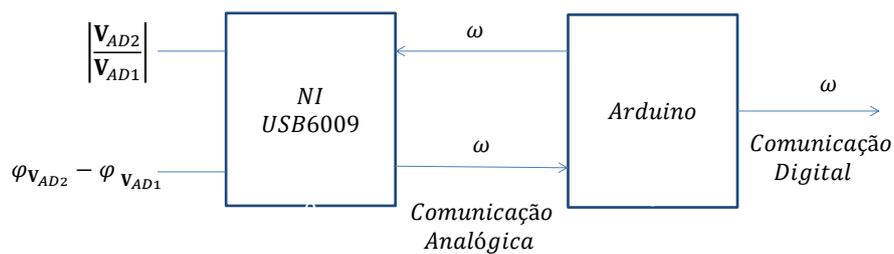
R_L da Tab. 1, de forma que é necessário utilizar um amplificador de potência.

Figura 29: AD8302



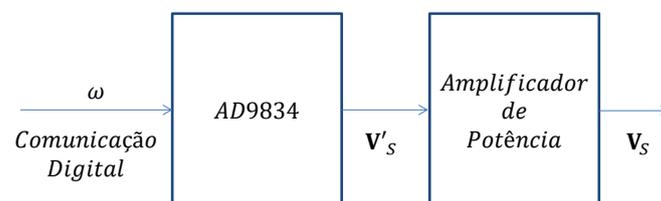
Fonte: Autor

Figura 30: NI USB 6009 e Arduino



Fonte: Autor

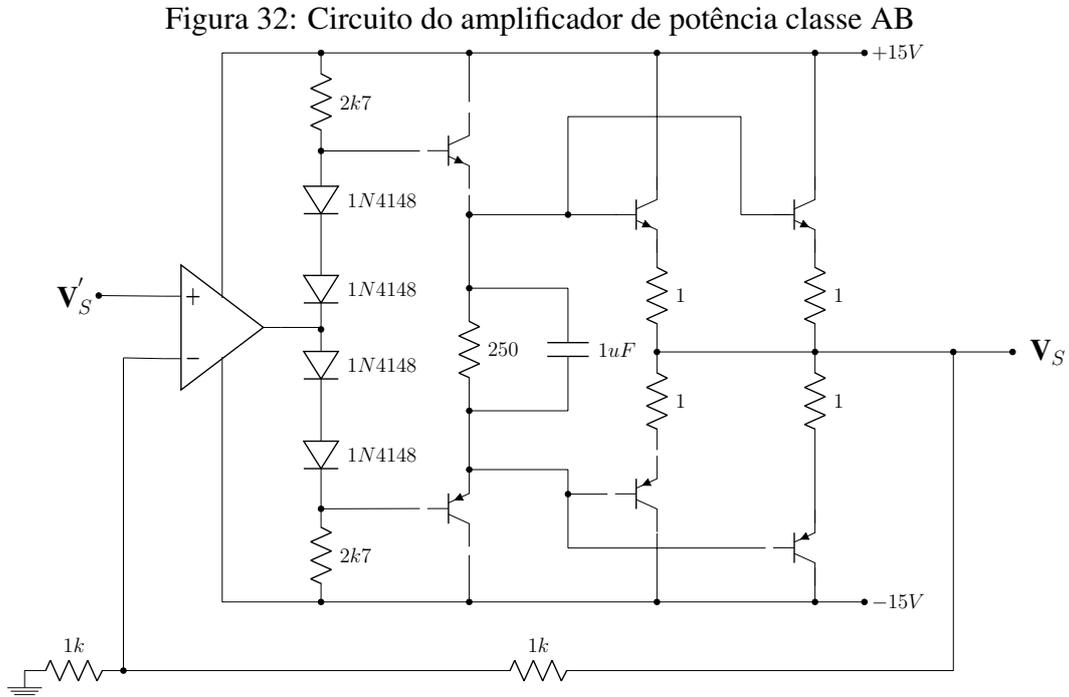
Figura 31: AD9834 e amplificador de potência



Fonte: Autor

Na Figura 32 é apresentado o circuito elétrico do amplificador de potência como parte do transdutor de saída da Figura 31. O amplificador foi projetado para fornecer a potência suficiente para carga R_L da Tab. 1. Assim sendo, matematicamente as tensões V'_S e

V_S são, aproximadamente, iguais, porém a fonte V_S tem muito mais potência que V'_S , pois o que ocorre no amplificador da Figura 32 é um ganho de corrente. Esse ganho é indispensável já que o AD9834 não possui potência suficiente para alimentar a carga R_L .

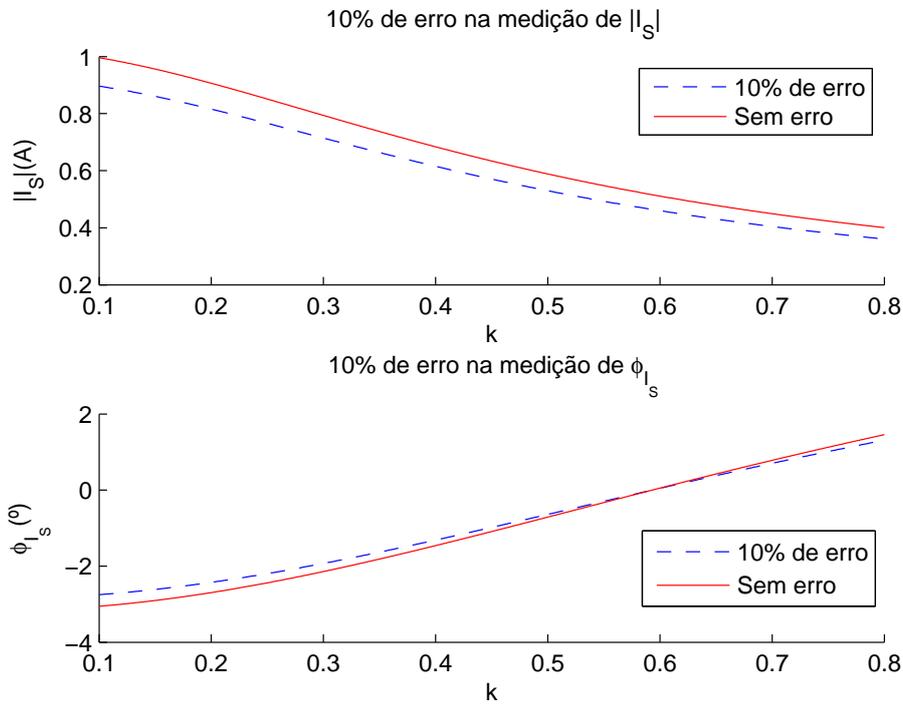


4.2.3 Robustez do sistema de controle proposto

Nessa seção será analisada a robustez do controle de frequência proposto nessa dissertação, ou seja, será verificado até que ponto o sistema de medição pode errar as aquisições de $|\mathbf{I}_S|$ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$ e ainda assim a potência entregue à carga R_L ser maximizada relativamente ao *link* indutivo com a frequência fixa de $f = 500kHz$ no intervalo $0 < k < 1$. Na Figura 33 é apresentada uma tolerância de medição de 10% na amplitude $|\mathbf{I}_S|$ e na fase $\phi_{\mathbf{I}_S}$ da corrente da fonte V_S e, em seguida, na Figura 34 é apresentada a curva do estimador $M(\mathbf{I}_S, \omega)$ quando o sistema de medição tem esse erro. Nessa figura a linha vermelha representa a situação na qual a medição ocorre sem erro.

Na Figura 34 é apresentada a variabilidade decorrente na estimação de k , $M(\mathbf{I}_S, \omega)$, pela equação (47) quando se tem 10% de variabilidade em $|\mathbf{I}_S|$ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$.

É preciso perceber que quando a corrente medida pelo sistema de medição apresenta algum erro, a equação (47) do estimador $M(\mathbf{I}_S, \omega)$ deixa de ser um número real, de forma que um resíduo aparecerá na parte imaginária da variável M e, essa parte terá que ser ignorada. Na Figura 35 é possível visualizar o erro na potência entregue à carga R_L , no

Figura 33: 10% de erro em $|\mathbf{I}_S|$ e $|\phi_{\mathbf{I}_S}|$ 

Fonte: Autor

entanto, a potência utilizando o controle de frequência proposto é maximizada relativamente ao *link* indutivo trabalhando na frequência fixa de $f = 500kHz$.

Assim, se houver erro na medição de $|\mathbf{I}_S|$ ou $\phi_{\mathbf{I}_S}$,

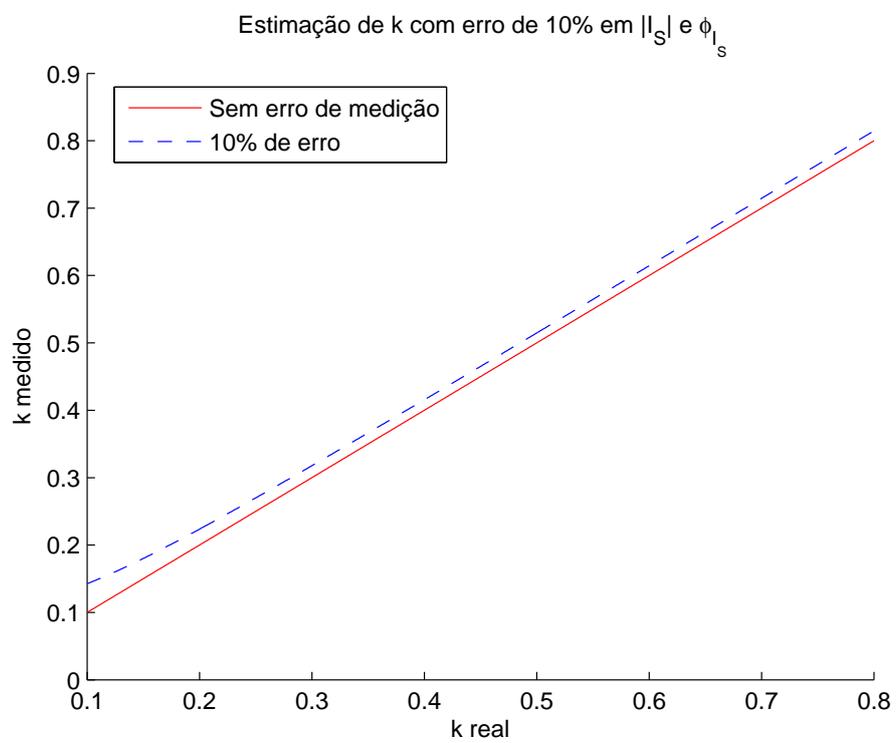
$$M = \alpha + j\beta, \forall (\alpha, \beta) \in \mathfrak{R} \quad (53)$$

ou seja, um resíduo β na parte imaginária aparecerá, senão,

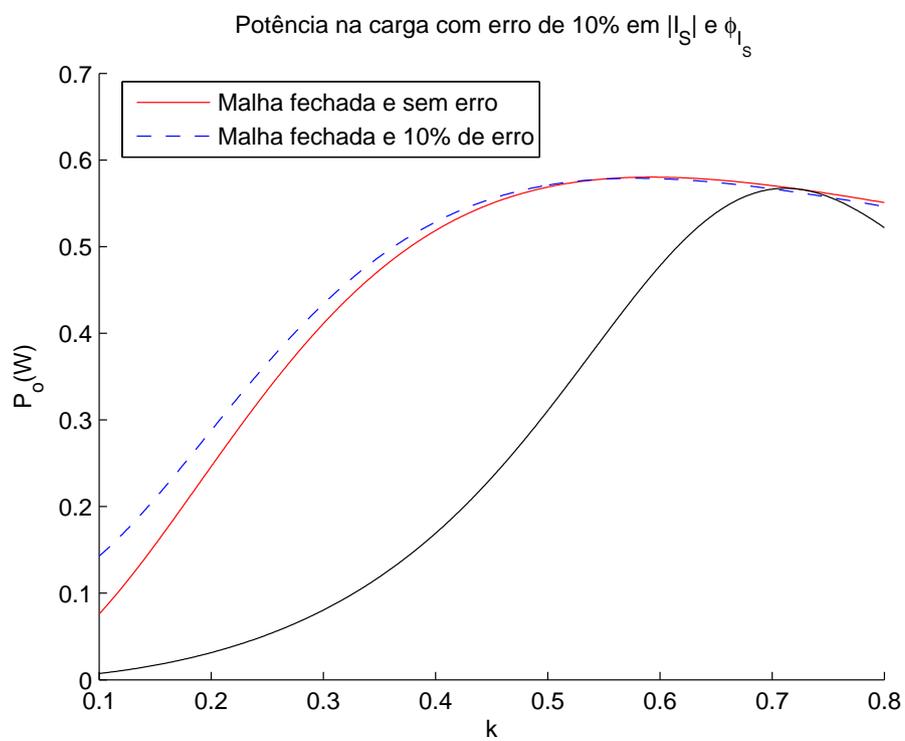
$$M = \sigma, \forall \sigma \in \mathfrak{R} \quad (54)$$

Na Figura 35 o comportamento da potência na carga R_L em malha fechada, considerando a variabilidade de 10% em $|\mathbf{I}_S|$ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$, ainda possui desempenho muito próximo à curva da potência sem erro em \mathbf{I}_S . Assim, para baixo acoplamento magnético k essa metodologia de controle da frequência continua maximizando a potência na carga relativamente ao *link* indutivo utilizando uma frequência fixa.

No Anexo A são apresentadas as simulações do efeito na potência à carga R_L quando a variabilidade em $|\mathbf{I}_S|$ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$ é 20%, 40%, 60% e 80%. Ou seja, as Figuras 34 e 35 são construídas com esses percentuais de variação na entrada.

Figura 34: Cálculo de k pela medição com 10% de erro em $|\mathbf{I}_S|$ e $|\phi_{\mathbf{I}_S}|$ 

Fonte: Autor

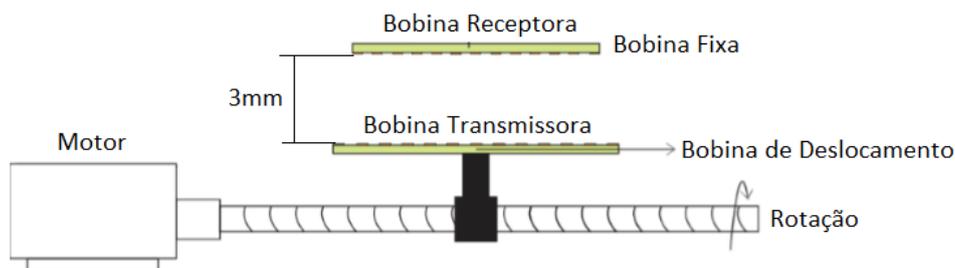
Figura 35: Potência na carga com 10% de erro em $|\mathbf{I}_S|$ e $|\phi_{\mathbf{I}_S}|$ 

Fonte: Autor

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nessa seção serão apresentados os resultados alcançados quando o *link* indutivo do sistema da Figura 4 foi submetido aos parâmetros da Tab. 1 e o sistema de controle foi submetido à equação do estimador da indutância mútua M_{I_s} e a equação do polinômio do primeiro grau (50). As Figuras 36 e 37 apresentam as estruturas desenvolvidas para aplicar o sistema. A Figura 36 apresenta o desenho da estrutura da Figura 37 e o experimento realizado. Ou seja, o procedimento realizado no experimento se fundamentava em deslocar a bobina receptora para esquerda e para direita. Esse processo representava uma variação da indutância mútua M e, conseqüentemente, do coeficiente de acoplamento magnético k . A Figura 39 apresenta os detalhes do posicionamento das bobinas transmissora e receptora.

Figura 36: Desalinhamento horizontal das bobinas

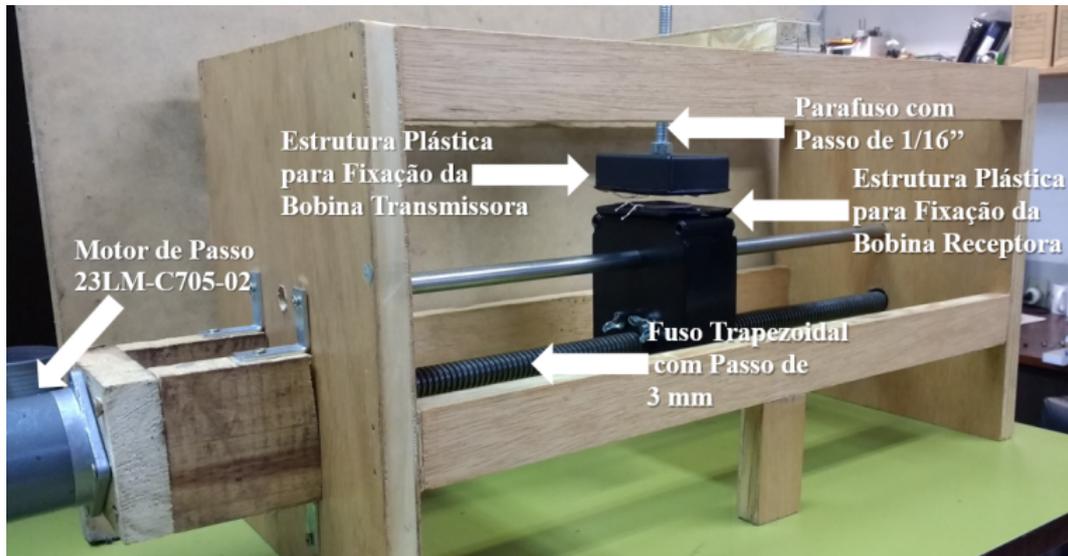


Fonte: [Murliky, 2017]

Na Figura 36, a bobina de deslocamento indica que a bobina transmissora se deslocará para esquerda e para direita no procedimento experimental. Esse deslocamento horizontal ocorrerá até a medição da amplitude e fase da corrente da fonte for tal que o acoplamento magnético é próximo de $k \simeq 0.1$.

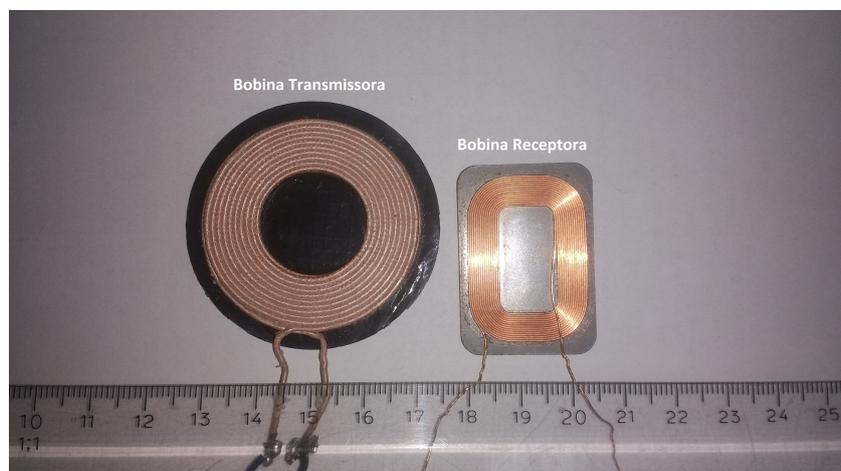
A Figura 39 apresenta a localização e a disposição das bobinas na estrutura da Figura 36. As bobinas foram fixadas na estrutura utilizando isolantes. A determinação da distância de $3mm$, conforme desenho da Figura 36, foi determinada utilizando uma régua com

Figura 37: Estrutura montada para os desalinhamentos



Fonte: [Murliky, 2017]

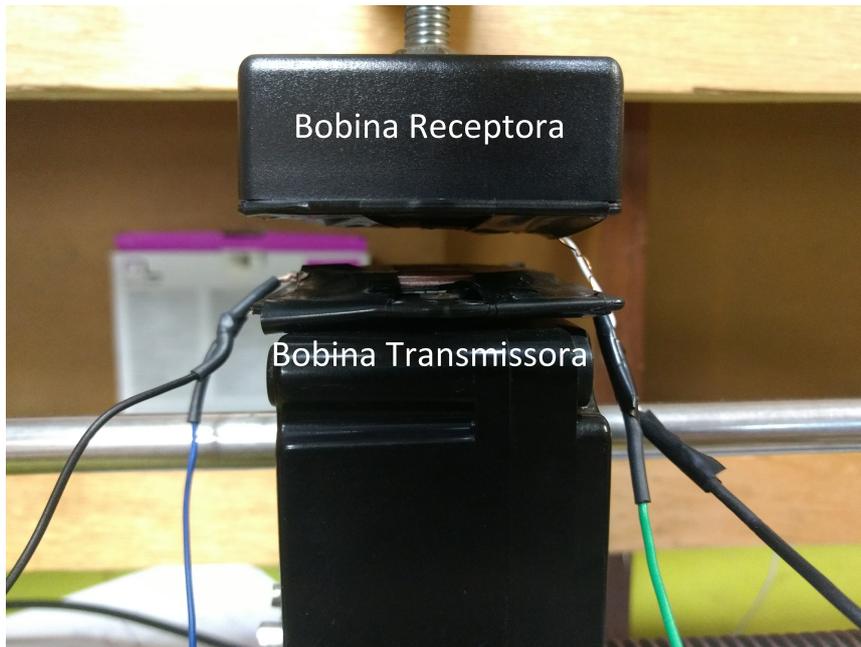
Figura 38: Bobina transmissora e receptora



Fonte: Autor

resolução de 0.5mm .

Figura 39: Localização das bobinas na estrutura



Fonte: Autor

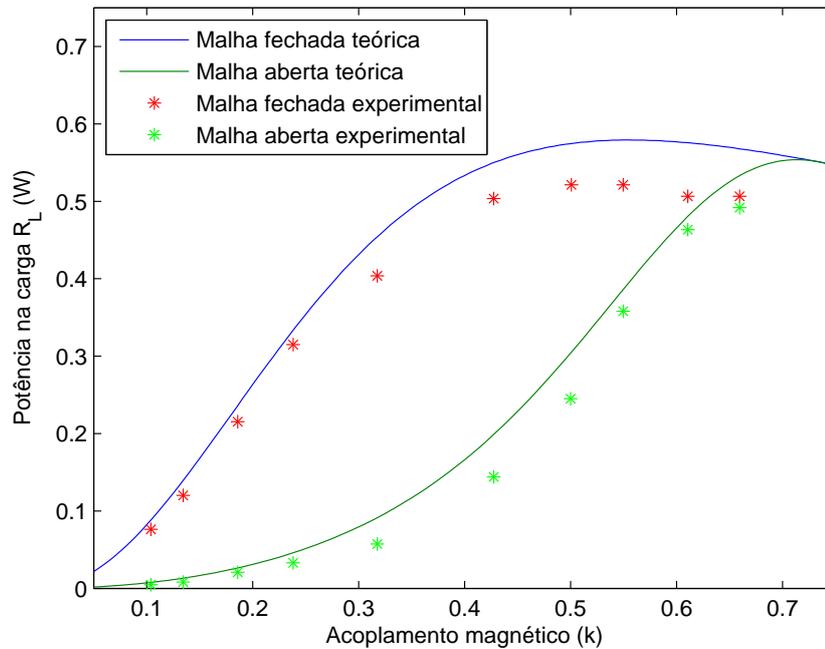
5.1 Avaliação da potência $P_o(\omega, k)$ e da função $f_1(k)$

A Fig. 40 mostra os resultados experimentais da potência do sistema proposto com laço fechado e laço aberto. Pode-se perceber uma pequena diferença entre os resultados experimentais e simulados, principalmente para $k > 0.4$. Essa diferença ocorre devido aos parâmetros do *link* e a dificuldade da medição da resistência série equivalente ESR (*Equivalent Series Resistance*) dos capacitores do *link* indutivo. Utilizando o par de bobinas da Fig. 38 não foi possível exceder o fator de acoplamento magnético $k = 0.65$, isso ocorreu provavelmente pela limitação da geometria das bobinas, ou seja, dependendo da geometria das bobinas, maiores acoplamentos indutivos serão possíveis. Assim sendo, o valor máximo da potência medida do sistema com laço aberto e fechado, experimental, fica em torno de $500mW$, enquanto a potência em ambas as situações, simulado, fica em torno de $670mW$. Além disso, o valor RMS da potência na carga, da Fig. 40, em relação ao fator de acoplamento magnético k na simulação com o controlador proposto foi de $0.4836W$ e com frequência fixa foi de $0.3436W$, um aumento de 40.7%, no resultado experimental o valor RMS foi de $0.4048W$ com o controlador e $0.2589W$ com frequência fixa, um aumento de 56.3%. Portanto, há um significativo aumento da potência na carga considerando diferentes acoplamentos magnéticos utilizando o controlador proposto.

A resistência série dos capacitores C_2 , C_3 e a resistência série R_{L1} , R_{L2} são as que mais afetam a potência entregue a carga R_L . Adicionalmente, a resistência série da fonte

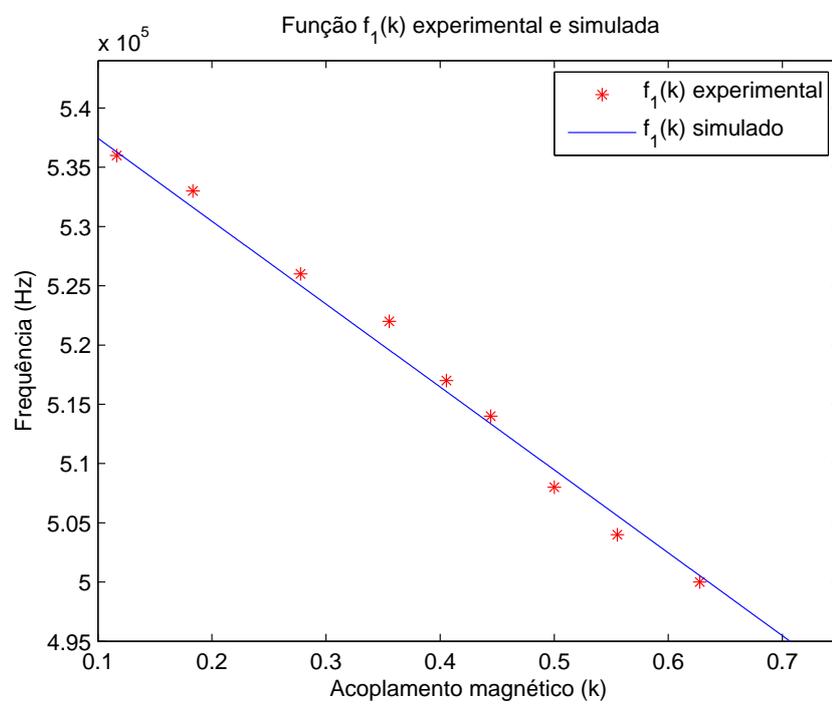
R_S também afeta a potência, portanto, a potência relativa de atenuação dos resultados experimentais e simulados da Fig. 40 ocorreram provavelmente por causa desses parâmetros.

Figura 40: Potência em malha aberta e fechada



Fonte: Autor

A curva experimental de $f_1(k)$ e o polinômio de primeiro grau simulado $f_1(k) = -50415k + 533210$ podem ser visualizados na Fig. 41. Nessa Figura é possível verificar alguma aleatoriedade da frequência com o desalinhamento horizontal das bobinas, mas esses pontos permanecem próximos de $f_1(k)$. Na Figura 41, as frequências apresentadas próximas de $f_1(k)$ maximizam $P_o(\omega, k)$. Assim, os resultados experimentais de $f_1(k)$ estão de acordo com a previsão teórica discutida nessa dissertação.

Figura 41: Função $f_1(k)$ simulado e experimental

Fonte: Autor

6 CONCLUSÃO

Nessa dissertação foi abordada uma estratégia de controle, no lado primário, que sintoniza a frequência de ressonância de um sistema WPT para garantir a maximização da potência entregue à carga mesmo quando o fator de acoplamento magnético entre as bobinas transmissora e receptora variar em relação ao projeto do *link* indutivo estático.

No controlador proposto, a indutância mútua do *link* indutivo é estimada por meio do monitoramento do módulo e fase da corrente na fonte AC de excitação do *link* indutivo. Nesse processo também é necessário estimar a impedância vista a partir desta fonte de excitação e a caracterização prévia do *link* indutivo, onde são determinadas as frequências que maximizam a potência na carga. A relação da frequência com o fator de acoplamento k e com os pontos de máxima potência na carga são relacionados por meio de uma relação simplificada com um polinômio de primeiro grau. Assim, o propósito da utilização do controlador proposto é alcançar as máximas potências possíveis na carga quando ocorrerem variações nos coeficientes de acoplamento magnético.

O controlador compensa os valores do fator de acoplamento. Assim, os experimentos de desalinhamentos das bobinas foram implementados nas direções laterais ou horizontais, por questões de simplicidade. Os resultados experimentais mostraram que a potência na carga é aumentada significativamente, principalmente em valores de k baixos, quando o controle da frequência é executado, se comparados a um sistema WPT projetado para operar em condições totalmente estáticas, ou seja, com as duas bobinas imóveis. De fato, nesse trabalho foi observado no mesmo *link* indutivo com o controle proposto, que os valores de potência entregues a carga foram aumentados em mais de 100% para um intervalo aproximado de k de $[0, 2; 0, 5]$ se comparados com o sistema projetado com capacitores e frequência fixos para um fator de acoplamento de $k = 0, 65$.

Embora os experimentos tenham sido feitos com um *link* indutivo, a abordagem adotada nessa dissertação é genérica e pode ser aplicada em outros *links*. Nesse caso, esperam-se obviamente resultados com valores diferentes, mas com aumento da potência entregue a carga.

6.1 Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, espera-se aplicar a metodologia apresentada nessa dissertação em cargas de maior potência. Além disso, deve-se testar o sistema em carga não lineares. Um passo adiante na metodologia desenvolvida nessa dissertação seria adicionar, paralelamente, um controle da capacitância série C_2 , de forma que haveria dois sinais de controle atuando no *link* indutivo, o da frequência (tratado e projetado nessa dissertação) e o da capacitância série do primário (C_2).

REFERÊNCIAS

S. Aldhafer, P. Luk, and J. F. Whidborne. Electronic tuning of misaligned coils in wireless power transfer systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(11):5975–5982, Nov. 2014a.

S. Aldhafer, P. Luk, and J. F. Whidborne. Tuning class e inverters applied in inductive links using saturable reactors. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(6):2969–2978, Jun. 2014b.

S. Aldhafer, P. C. K. Luk, K. El K. Drissi, and J. F. Whidborne. High input voltage high frequency class e rectifiers for resonant inductive links. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014c.

Charles K. Alexander and Matthew N. O. Sadiku. Fundamentos de circuitos eletricos. In *Fundamentos de circuitos eletricos*, page 874. McGraw Hill, 2013.

R. Azambuja. Avanços no desempenho de circuitos acoplados indutivamente com compensação capacitiva e ajuste de frequência. In *Dissertação de programa de pós-graduação de engenharia elétrica UFRGS*, page 99, 2012.

R. Azambuja, V. J. Brusamarello, S. Haffner, and R. W. Porto. Full four capacitor circuit compensation for inductive power transfer. In *Proc. Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2013 IEEE International*, pages 183 – 187, Minneapolis, MN, May 2013. IEEE.

V.J. Brusamarello, Y. B. Blauth, R. de Azambuja, I. Muller, and F. R. de Sousa. Power transfer with an inductive link and wireless tuning. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 62(5): 924 – 931, May. 2013.

B. L. Cannon, J. F. Hoburg, D. D. Stancil, and S. Copen Goldstein. Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers. *IEEE Trans. Power Electron.*, 24(7):1819–1825, Jul. 2009.

R. de Azambuja, V. J. Brusamarello, S. Haffner, and R. W. Porto. Analysis and optimization of an inductive power transfer with a randomized method. *IEEE Trans. Instrum. Meas*, 63(5):1145 – 1152, May. 2014.

Eleni Gati, Georgios Kampitsis, Ioannis Stavropoulos, Stavros Papathanassiou, and Stefanos Manias. Wireless phase – locked loop control for inductive power transfer systems. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1601 – 1607. IEEE, May 2015.

S. Y. R. Hui, Wenxing Zhong, and C. K. Lee. A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(9):4500–4511, Sept. 2014.

Werachet Khan-ngern and Heinz Zenkner. Wireless power charging on electric vehicles. In *Proceedings of the International Electrical Engineering Congress 2014*, 2014.

Mehdi Kiani and Maysam Ghovanloo. An rfid - based closed-loop wireless power transmission system for biomedical applications. *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, 57(4):260 – 264, Apr. 2010.

Chang-Gyun Kim, Dong-Hyun Seo, Jung-Sik You, Jong-Hu Park, and Bo H. Cho. Design of a contactless battery charger for cellular phone. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48:1238–1247, 2001.

André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, and Marin Soljacic. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science*, 317:83–86, 2007. doi: 10.1126/science.1143254.

H. Y. Leung, D. McCormick, D. Budgett, and A. P. Hu. Design methodology for inductive power transfer systems targeting high power implantable devices. In *Circuits and Systems (ISCAS), 2013 IEEE International Symposium on*, pages 2787–2791, 19 - 23 May 2013.

Y. Lim, H. Tang, S. Lim, and J. Park. An adaptive impedance-matching network based on a novel capacitor matrix for wireless power transfer. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(8):4403–4413, Aug. 2014.

Lucas Murliky. Estudo de compensação de desalinhamentos de bobinas em um sistema de transmissão de energia sem fios. In *Dissertação de programa de pos-graduação de engenharia elétrica UFRGS*, page 76, 2017.

Dinko Oletic, Tomislav Razov, and Vedran Bilas. Extending lifetime of battery operated wireless sensor node with dc-dc switching converter. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2011 IEEE*, Hangzhou, China, May 2011.

Z. Pantic, K. Lee, and S. M. Lukic. Multifrequency inductive power transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29:5995 – 6005, 2014.

Zeljko Pantic and Srdjan M. Lukic. Framework and topology for active tuning of parallel compensated receivers in power transfer systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 27(11): 4503–4513, Nov. 2012.

R. W. Porto, V. J. Brusamarello, I. Muller, and F. R. Sousa. Design and characterization of a power transfer inductive link for wireless sensor network nodes. In *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, pages 1261–1266, May 2015.

R. W. Porto, V. J. Brusamarello, L. A. Pereira, and F. R. Sousa. Fine tuning of an inductive link through a voltage-controlled capacitance. *IEEE Trans. Power Electronics*, 2016. doi: 10.1109/TPEL.2016.2598284. to be published.

Sebastian Stoecklin, Adnan Yousaf, Tobias Volk, and Leonhard Reindl. Efficient wireless powering of biomedical sensor systems for multichannel brain implants. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 65(4):754 – 764, April 2016. doi: 10.1109/TIM.2015.2482278.

Nikola Tesla. Apparatus for transmitting electrical energy, 1914.

Chwei-Sen Wang, Grant A. Covic, and Oskar H. Stielau. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51:148–157, 2004.

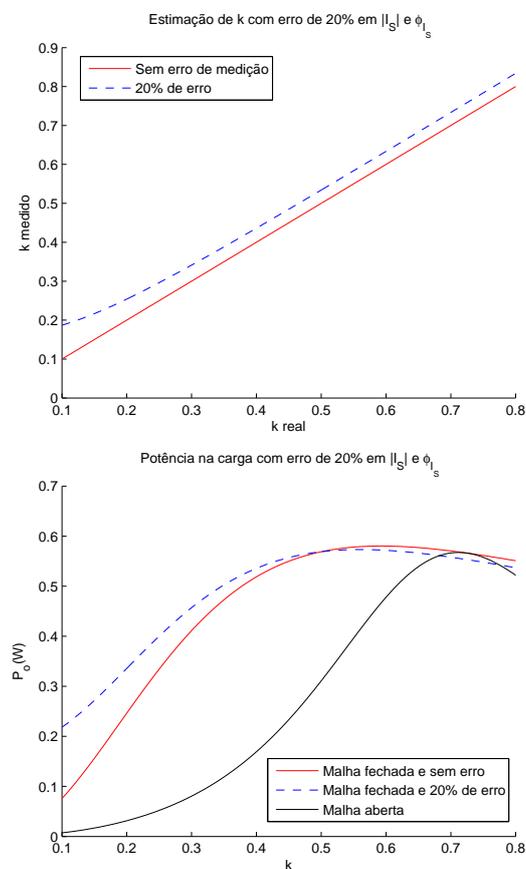
You Zou and Stephen O’Driscoll. Implant position estimation via wireless power link. *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, 62(2):139 – 143, Feb. 2015.

7 ANEXO A: ERROS DE MEDIÇÃO DE $|I_S|$ E ϕ_{I_S}

7.1 Erros de 20%, 40%, 60% e 80%

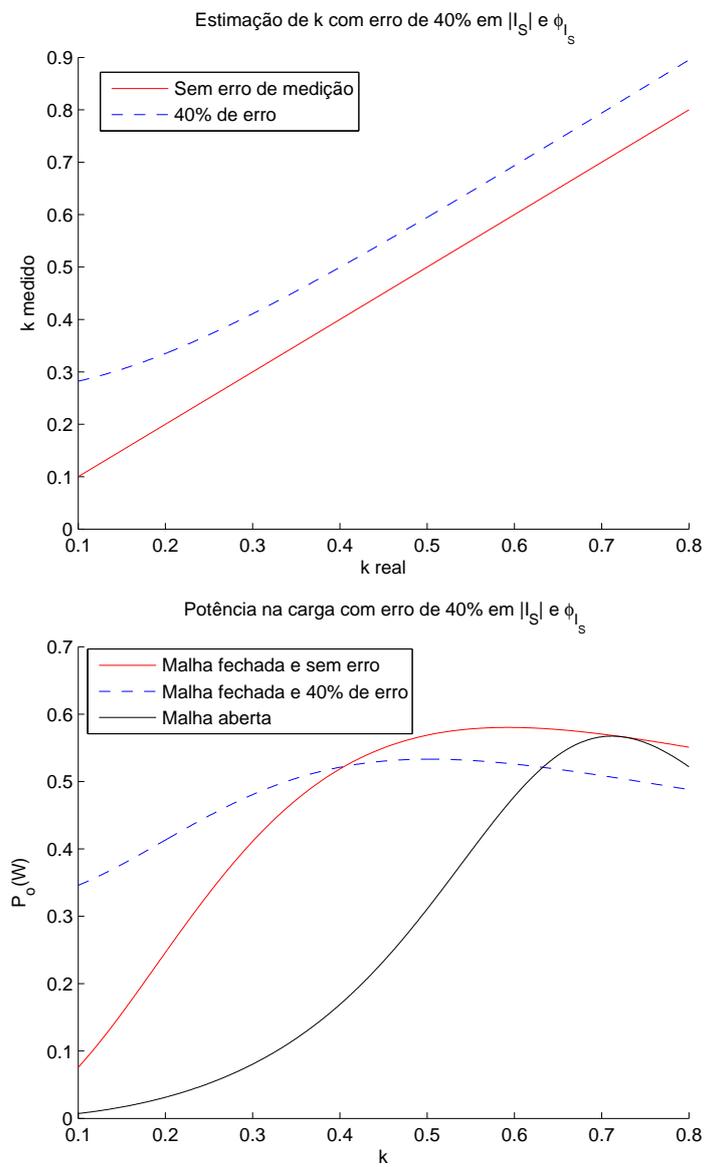
Nesse Anexo será apresentada a robustez da estratégia de controle proposta considerando erros de 20%, 40%, 60% e 80% na aquisição do módulo da corrente $|I_S|$ e da fase ϕ_{I_S} da fonte V_S . Em cada uma das Figuras ??, ??, ?? e ?? serão apresentadas a medição do k e a potência na carga para o respectivo erro.

Figura 42: 20% erro na medição de $|I_S|$ e ϕ_{I_S}



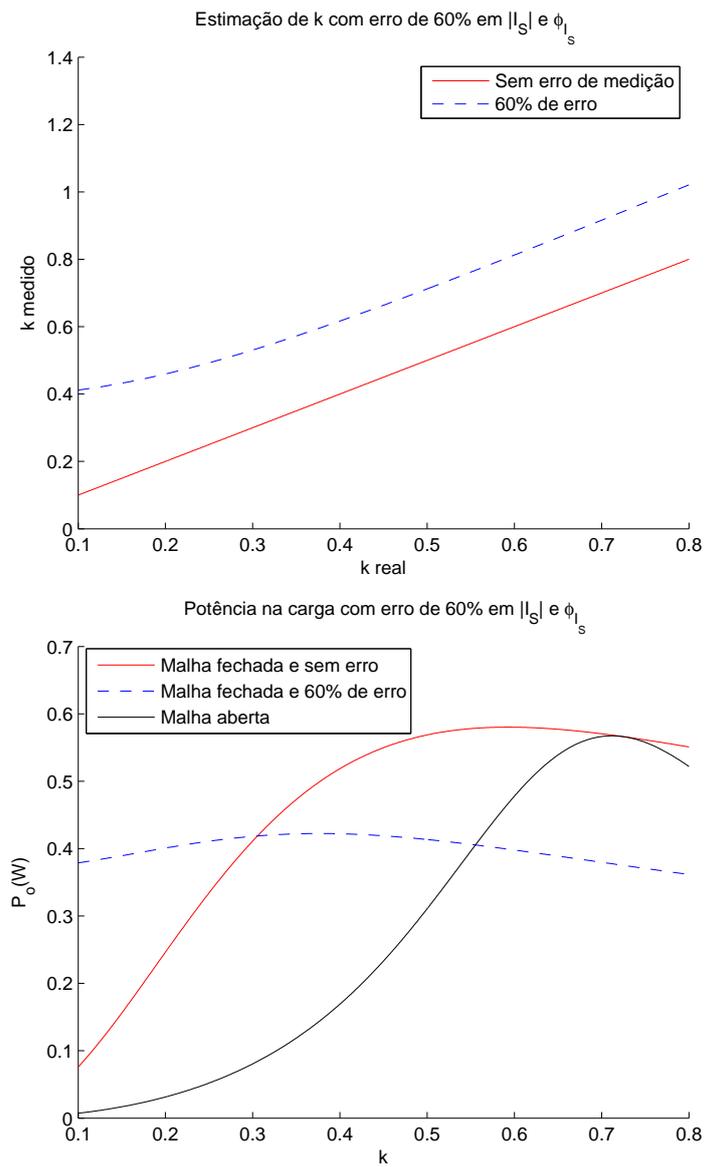
Fonte: Autor

Figura 43: 40% erro na medição de $|\mathbf{I}_S|$ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$



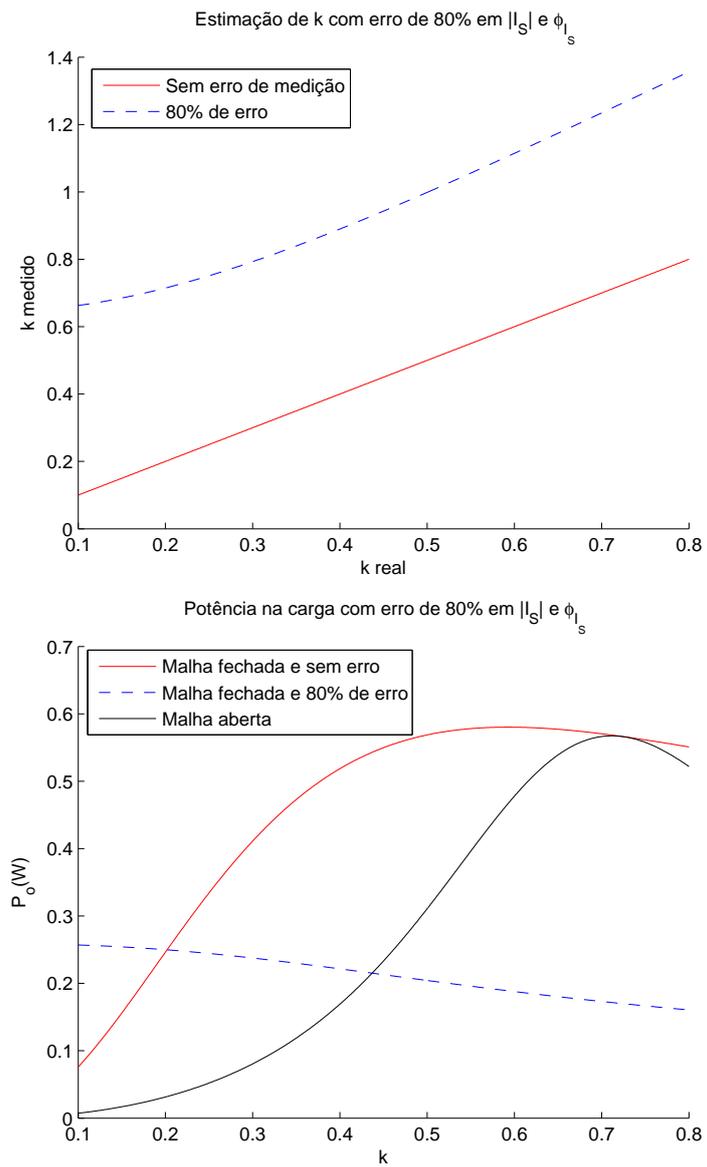
Fonte: Autor

Figura 44: 60% erro na medição de $|\mathbf{I}_S|$ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$



Fonte: Autor

Figura 45: 80% erro na medição de $|\mathbf{I}_S|$ e $\phi_{\mathbf{I}_S}$



Fonte: Autor

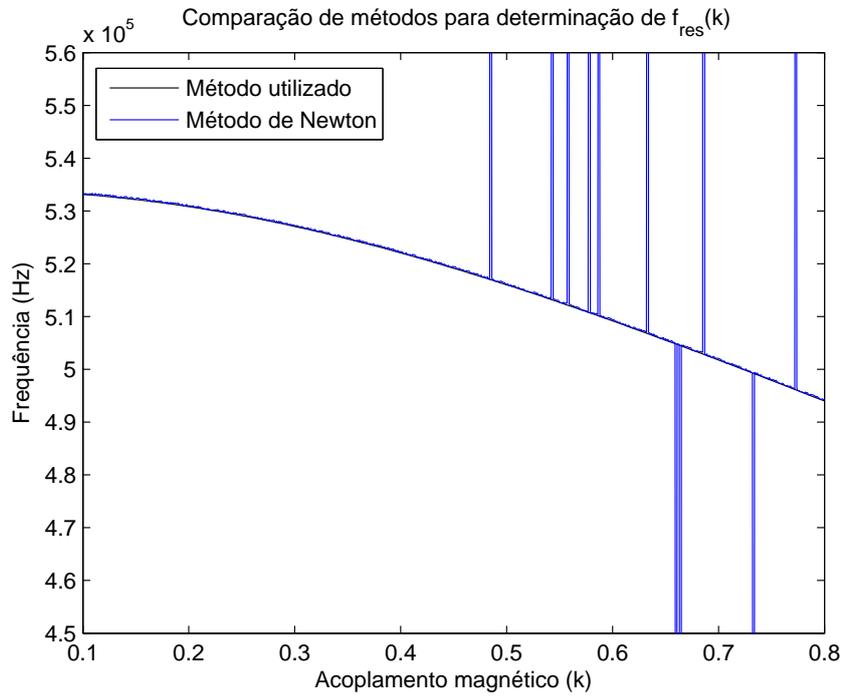
8 APÊNDICE A: DETERMINAÇÃO DE $F_{RES}(K)$

Na subseção (3.1.2) foi realizada as abordagens dos métodos de otimização para encontrar as frequências de ressonância $f_{res}(k)$. A primeira abordagem foi o método de Newton que segundo a equação (12) permite determinar as frequências de ressonância utilizando as expressões da derivada primeira e segunda da potência na carga $P_o(\omega, k_i)$ em cada coeficiente de acoplamento magnético k_i . Essa abordagem é extremamente complexa, pois determinar matematicamente as derivadas da potência $P_o(\omega, k_i)$ exige muitas regras da cadeia, uma vez que as impedâncias do *link* indutivo são funções da frequência. A segunda abordagem, e que de fato foi utilizada, procura as frequências de ressonância $f_{res}(k)$ através da resposta em módulo da corrente na carga, conforme já foi explicado no fluxograma da Figura 16.

A Figura 46 apresenta as frequências de ressonância $f_{res}(k)$ utilizando as duas abordagens tratadas na subseção (3.1.2). Nesta figura se observa que utilizando o método de Newton ocorrem muitas divergências e, além disso, segundo a Figura 47 há a limitação do erro de convergência. Pelo fato de ter ocorrido essas divergências se optou, nessa dissertação, pela abordagem do espaço de estados, ou seja, do fluxograma da Figura 16.

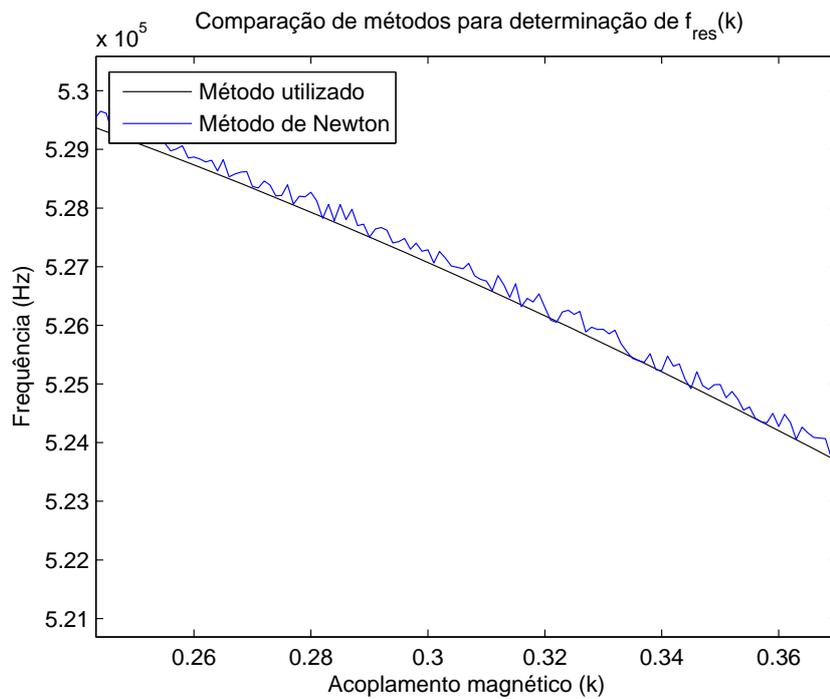
Para compreender o funcionamento do fluxograma da Figura 16 foi realizada a resposta em módulo da corrente $|\mathbf{I}_L(\omega)|$ no coeficiente de acoplamento magnético $k = 0.36$. Uma busca simples no eixo de frequências f permite localizar a frequência de ressonância $f = 524200Hz$.

Figura 46: Divergências do método de Newton

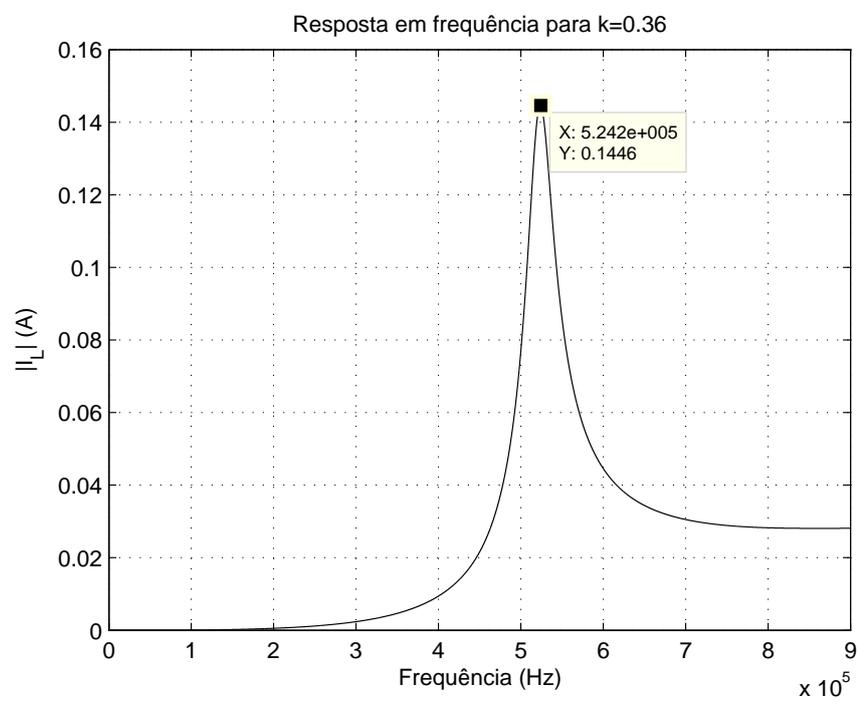


Fonte: Autor

Figura 47: Erro de convergência do método de Newton



Fonte: Autor

Figura 48: Resposta em módulo da corrente $|\mathbf{I}_L|$ em $k = 0.36$ 

Fonte: Autor

8.1 Código desenvolvido para $f_{res}(k)$

O código desenvolvido nesta dissertação para encontrar $f_{res}(k)$, utilizando a abordagem do fluxograma da Figura 16 pode ser visualizado abaixo:

```

1 %Inicializa variáveis
2 fres=zeros(1,101); % Vetor das frequências de ressonância ( $f_{res}(k)$ )
3 K=zeros(1,101); % Vetor dos coeficientes de acoplamento magnético (N=101)
4
5 for i=1:101
6 Parametros_link % Parâmetros do link indutivo
7 LM=((i-1)*(0.007)+0.1)*(sqrt(11*12)); % Indutância mútua
8 L1=(11)-(LM); % Auto-indutância de primário.
9 L2=(12)-(LM); % Auto-indutância de secundário.
10 K(J)=(i-1)*(0.007)+0.1; % Coeficiente de acoplamento magnético em i
11
12 % dIL1/dt Derivada do estado da corrente  $i_{C2} = i_{L1}$ 
13 A2=-1/(L1+(L2*(L1+LM)/LM));
14 a1=-(Rc1*C1*Rs*L2)/(LM)*(Rs*C1+C1*Rc1);
15 a2=-(Rc1*C1*L2)/(LM)*(Rs*C1+C1*Rc1);
16 a3=(Rc1*C1*L2)/(LM)*(Rs*C1+C1*Rc1);
17 a4=(Rc2+R1)*L2/LM;
18 a5=-(Rc1*C1*Rs)/(Rs*C1+C1*Rc1);
19 a6=-(Rc1*C1)/(Rs*C1+C1*Rc1);
20 a7=(Rc1*C1)/(Rs*C1+C1*Rc1);
21 a8=(C4*Rc4)/(-RL*C4+Rc4*C4);
22 a9=-(C4*Rc4*RL)/(-RL*C4+Rc4*C4);
23
24 S1=(A2*a1+A2*a4+A2*a5+A2*(Rc2+R1));
25 S2=(A2*(R2+Rc3)+A2*a9);
26 S3=(A2*a2-A2*L2/(LM)+A2*a6-A2);
27 S4=((A2*L2/LM)+A2);
28 S5=A2;
29 S6=(A2+A2*a8);
30 S7=(A2*a3+A2*a7);
31 % dIL2/dt Derivada do estado da corrente  $i_{C3} = i_{L2}$ 
32 A1=-1/(L2+((L1*LM)/(L1+LM)));
33 b1=(Rc1*C1*Rs*L1)/(L1+LM)*(Rs*C1+C1*Rc1);
34 b2=(Rc1*C1*L1)/(L1+LM)*(Rs*C1+C1*Rc1);

```

```

35 b3=-(Rc1*C1*L1)/(L1+LM)*(Rs*C1+C1*Rc1);
36 b4=-(Rc2+R1)*L1/(L1+LM);
37 b5=-(Rc1*C1*Rs)/(Rs*C1+C1*Rc1);
38 b6=-(Rc1*C1)/(Rs*C1+C1*Rc1);
39 b7=(Rc1*C1)/(Rs*C1+C1*Rc1);
40 b8=(C4*Rc4)/(-RL*C4+Rc4*C4);
41 b9=-(C4*Rc4*RL)/(-RL*C4+Rc4*C4);
42
43 T1=(A1*b1+A1*b4+A1*b5+A1*(Rc2+R1));
44 T2=(A1*(R2+Rc3)+A1*b9);
45 T3=(A1*b2+A1*L1/(L1+LM)+A1*b6-A1);
46 T4=(-A1*L1/(L1+LM))+A1);
47 T5=A1;
48 T6=(A1+A1*b8);
49 T7=(A1*b3+A1*b7);
50
51 % dVc1/dt Derivada do estado da tensão vC1
52 H1=-Rs/(Rs*C1+C1*Rc1);
53 H3=-1/(Rs*C1+C1*Rc1);
54 H7=(1/(Rs*C1+C1*Rc1));
55
56 % dVc2/dt Derivada do estado da tensão vC2
57
58 F1=1/C2;
59 % dVc3/dt Derivada do estado da tensão vC3
60
61 G2=1/C3;
62 % dVc4/dt Derivada do estado da tensão vC4
63
64 W2=(-RL)/(-RL*C4+Rc4*C4);
65 W6=(1/(-RL*C4+Rc4*C4));
66
67 % Sistema em Malha Aberta
68
69 A=[S1 S2 S3 S4 S5 S6;T1 T2 T3 T4 T5 T6;H1 0 H3 0 0 0;F1 0 0
    0 0 0;0 G2 0 0 0 0;0 W2 0 0 0 W6];
70 B=Vs*[S7 T7 H7 0 0 0]';

```

```

71 % Escolhendo-se valores específicos para o vetor  $C$  e  $D$  determina-se:
72 %  $i_S, i_{C2}, i_{C3}, v_{C1}, v_{C2}, v_{C3}, v_{C4}$  e  $i_L$ 
73
74 % Para  $i_S$  como saída:
75
76 %  $C=[(C1*H1+1) 0 (C1*H3) 0 0 0]; i_S$ 
77 %  $D=Vs*[C1*H7]; i_S$ 
78
79 % Como se deseja as frequências para o qual  $|\mathbf{I}_L(\omega)|_{max}$  se escolherá  $i_L$ :
80  $C=[0 (-C4*W2+1) 0 0 0 -C4*W6]; \% i_L$ 
81  $D=[0]; \% i_L$ 
82
83 % Resposta em frequência
84  $[n, d]=ss2tf(A, B, C, D);$ 
85  $G=tf(n, d);$ 
86  $w=2*pi*10e5:2*pi:2*pi*10e6; \%$  Frequências de interesse
       $100kHz < f < 1MHz$ 
87  $[Mag, pha]=bode(G, w); \%$  Diagrama de Bode da saída  $i_L$ 
88  $[M, F]=max(Mag(1, :)); \%$  Guarda o módulo  $|\mathbf{I}_L(\omega)|$  e  $\omega$  no qual  $|\mathbf{I}_L(\omega)|_{max}$ 
89  $fres(i)=F; \%$  Guarda  $\omega$  para o qual  $|\mathbf{I}_L(\omega)|_{max}$  para cada  $k$ 
90  $moduloIL(i)=M; \%$  Guarda  $|\mathbf{I}(\omega)_L|_{max}$  para cada  $k$ 
91 end
92  $fres; \%$  Vetor das frequências de ressonância  $f_{res}(k)$ 
93  $moduloIL; \%$  Vetor das amplitudes da corrente  $|\mathbf{I}(\omega_{res})_L|$ 
94
95  $plot(K, fres, 'k') \%$  Plota função  $f_{res}(k)$ 

```