

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

RODRIGO WOLFF PORTO

**MAXIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA
NA CARGA EM SISTEMAS DE
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA
SEM FIOS COM ACOPLAMENTO
INDUTIVO DE BAIXA POTÊNCIA**

Porto Alegre
2019

RODRIGO WOLFF PORTO

**MAXIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA
NA CARGA EM SISTEMAS DE
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA
SEM FIOS COM ACOPLAMENTO
INDUTIVO DE BAIXA POTÊNCIA**

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

Área de concentração: Controle e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre
2019

RODRIGO WOLFF PORTO

**MAXIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA
NA CARGA EM SISTEMAS DE
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA
SEM FIOS COM ACOPLAMENTO
INDUTIVO DE BAIXA POTÊNCIA**

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

Orientador: _____
Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Fernando Rangel de Sousa, UFSC
Doutor pela Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications– Paris, França

Prof. Dr. Sérgio Francisco Pichorim, UTFPR
Doutor pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná – Curitiba, Brasil

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner, UFRGS
Doutor pela Universidade Estadual de Campinas – Campinas, Brasil

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

Prof. Dr. Ivan Müller, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____
Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr.

Porto Alegre, abril de 2019.

DEDICATÓRIA

Dedico esta tese aos meus pais, pois eles sempre foram os meus maiores e melhores incentivadores para que eu pudesse concluir as etapas da minha vida acadêmica.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos colegas do Laboratório de Sistemas Industriais (LSI) da UFRGS por todo o auxílio que me foi dado e também à CAPES pela concessão da bolsa de doutorado sanduíche.

RESUMO

A transferência de energia sem fios tem sido utilizada para alimentação de dispositivos e sistemas remotos, em que o uso de fios é inadequado, custoso ou até mesmo proibitivo. As suas aplicações abrangem desde dispositivos biomédicos implantáveis, passando pelo setor de eletrônicos de consumo, até recarga de baterias em veículos elétricos. A potência transferida à carga depende dos parâmetros do circuito equivalente, entre os quais, o coeficiente de acoplamento magnético e o valor da carga desempenham um papel importante. O desalinhamento entre as bobinas transmissora e receptora, bem como as condições de carga variável, tornam o problema de maximização da energia transferida não trivial, pois a função objetivo muda de acordo com os parâmetros do circuito equivalente, causando um decréscimo significativo na potência da carga fora das condições iniciais de projeto. Portanto, maximizar a potência transmitida à carga é um problema pertinente em todas as aplicações. Neste trabalho, são apresentadas contribuições para a metodologia de projeto de acoplamentos indutivos compensados, em que os diâmetros de bobinas planares circulares são escolhidos de forma a maximizar o coeficiente de acoplamento magnético. Além disto, é apresentado um circuito eletrônico capaz de emular um capacitor controlado por tensão, cuja aplicação é realizada na rede capacitiva de compensação no lado primário do acoplamento indutivo. Pela medida da impedância de entrada do circuito é possível estimar a potência na carga e assim maximizá-la através do ajuste da capacitância da rede de compensação. A partir do estudo de caso apresentado, um aumento de 67% na potência fornecida à carga é conseguido em comparação a um acoplamento magnético com rede de compensação fixa. Por fim, é apresentada a maximização da potência entregue à carga utilizando não somente a capacitância de compensação variável, mas também a frequência de operação variável. Com a metodologia proposta, é possível manter a potência dissipada na carga aproximadamente constante para uma faixa de coeficiente de acoplamento magnético de 0,2 a 0,8 e carga de $10\ \Omega$ a $100\ \Omega$, permitindo assim aumentar o grau de liberdade de posicionamento entre as bobinas transmissora e receptora.

Palavras-chave: Acoplamento indutivo, rede de compensação, maximização, capacitor variável, transferência de energia.

ABSTRACT

Wireless power transfer has been used for powering devices and systems remotely, where using wires is inadequate, costly, or even prohibitive. Its applications range from implantable biomedical devices, consumer electronics to battery recharging in electric vehicles. The power transferred to the load depends on the parameters of the equivalent circuit, which the magnetic coupling coefficient and the load value play an important role. The misalignment between the transmitter and receiver coils as well as the variable load condition make the transferred energy maximization problem non-trivial because the objective function changes according to the parameters of the equivalent circuit, causing a significant decrease in the load power as long as the parameters deviate from the initial design values. Therefore, maximizing the power transferred to the load is a relevant problem in all applications. In this work, contributions are presented to the design methodology of compensated inductive couplings, where the diameters of circular planar coils are chosen in order to maximize the magnetic coupling coefficient. In addition, an electronic circuit capable of emulating a voltage controlled capacitor is presented, whose application is carried out in the capacitive compensation network on the primary side of the inductive coupling. By measuring the input impedance of the circuit it is possible to estimate the power in the load and thus to maximize it by adjusting the capacitance of the compensation network. From the case study presented, a 67% increase in power dissipated in the load is achieved in comparison to a magnetic coupling with fixed compensation network. Finally, the maximization of power delivered to the load is presented using not only the variable compensation capacitance, but also the variable operating frequency. With the proposed methodology, it is possible to keep the load power approximately constant for a range of magnetic coupling coefficient of 0.2 to 0.8 and load of $10\ \Omega$ to $100\ \Omega$, thus increasing the degree of freedom of positioning between the transmitter and receiver coils.

Keywords: Inductive coupling, compensation network, power maximization, variable capacitor, power transfer.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1:	Linha do tempo da WPT e seus importantes desenvolvimentos (PORTO et al., 2018).	24
Figura 2:	(a) Acoplamento indutivo básico e (b) seu respectivo modelo de circuito equivalente - T.	27
Figura 3:	(a) Resposta em frequência da potência P_L do acoplamento indutivo básico e (b) eficiência η na transferência de energia (gráfico inferior).	29
Figura 4:	Efeito do valor da carga R_L em um acoplamento indutivo básico, considerando $f = 200$ kHz.	29
Figura 5:	Parâmetros geométricos para o cálculo da indutância mútua entre duas espiras circulares.	30
Figura 6:	(a) Representação por círculos concêntricos para uma bobina planar em espiral, e (b) vista lateral de dois indutores planares e a indutância mútua M_{ij}	31
Figura 7:	Resultado de simulação por elementos finitos para k em função da distância z entre bobinas.	31
Figura 8:	Potência na carga em função da frequência f para alguns valores discretos de coeficiente de acoplamento magnético k	32
Figura 9:	Acoplamento indutivo com compensação.	33
Figura 10:	Circuito equivalente T do acoplamento indutivo com compensação a quatro capacitores.	33
Figura 11:	Resposta em frequência do acoplamento indutivo compensado.	34
Figura 12:	PDL de um acoplamento indutivo compensado em função da frequência de excitação e do coeficiente de acoplamento magnético.	35
Figura 13:	Curvas de nível da PDL em função do coeficiente de acoplamento magnético k e da frequência f para alguns valores discretos de carga R_L	35
Figura 14:	Gráfico de superfície da PDL em função da capacitância de compensação C_1 e do coeficiente de acoplamento magnético k para alguns valores discretos de carga R_L	36
Figura 15:	Curvas de nível da PDL em função da capacitância C_2 e do coeficiente de acoplamento magnético k para alguns valores discretos de carga R_L	37
Figura 16:	Gráfico de superfície da PDL em função da capacitância C_3 e do coeficiente de acoplamento magnético k para alguns valores discretos de carga R_L	37
Figura 17:	Efeito do valor de C_4 na PDL.	38

Figura 18:	Topologia do sistema de WPT para rastreamento do ponto de máxima eficiência (DAI et al., 2018).	39
Figura 19:	Topologia proposta para rastreamento do ponto de máxima potência (HU et al., 2017).	40
Figura 20:	Relação da potência transferida em função do ganho G_v e de k (HU et al., 2017).	40
Figura 21:	Topologia do sistema de WPT com compensação série para cargas dinâmicas (YANG et al., 2017).	41
Figura 22:	Estratégia de controle no lado primário do acoplamento indutivo (WANG et al., 2017).	42
Figura 23:	Estratégia de controle para geração do sinal de atuação no inversor (WANG et al., 2017).	43
Figura 24:	Topologia do sistema de WPT com compensação série para cargas dinâmicas (HATA; IMURA; HORI, 2017).	43
Figura 25:	Rede de compensação variável por chaveamento (CAI et al., 2018)	44
Figura 26:	Sintonia do acoplamento indutivo utilizando o circuito gyrator (SAAD et al., 2017)	45
Figura 27:	(a) Exemplo de matriz 2 X 5 configurável; (b) Rede de compensação Série-Paralelo (SP); (c) Rede de compensação Série-Paralelo em cascata (SP ²) (ZHANG et al., 2018).	46
Figura 28:	Capacitor variável controlado via transistor (TIAN; HU, 2017).	47
Figura 29:	Geometria de uma bobina planar circular, onde D_o é o diâmetro externo, D_i é o diâmetro interno, c é o espaçamento entre trilhas ou condutores, e ω é a largura da trilha ou do condutor.	50
Figura 30:	(a) Capacitância parasita distribuída ao longo do comprimento do espiral. (b) Detalhe da seção transversal entre duas trilhas e as duas componentes de capacitância parasita. Adaptado de Jow e Ghovanloo (2007).	51
Figura 31:	Coefficiente de acoplamento magnético k como função da distância entre bobinas, z , e o número de espiras da bobina primária N_1 . Dados de simulação em elementos finitos obtidos a partir de uma bobina receptora com 38 mm de diâmetro e 38 espiras.	52
Figura 32:	(a) Número ótimo de espiras do indutor primário N_1 em função da distância z e (b) o respectivo valor do coeficiente de acoplamento magnético k	53
Figura 33:	PDL maximizada em função do número de espiras do indutor primário (N_1) para as distâncias nominais de operação $z = 1$ mm e $z = 20$ mm.	55
Figura 34:	Fluxograma para o projeto de um acoplamento indutivo com compensação capacitiva fixa.	56
Figura 35:	Resposta em frequência dos exemplos de projeto das situações(a) e (b).	57
Figura 36:	Acoplamento indutivo representado por um modelo de circuito equivalente tipo-T compensado por uma rede capacitiva formada por $C_1 - C_4$. V_S é a amplitude da fonte de tensão de entrada com resistência interna R_S ; L_1 e L_2 são as indutâncias próprias das bobinas primária e secundária, respectivamente; R_1 e R_2 representam as resistências parasitas das respectivas bobinas.	59

Figura 37:	Curvas de nível de P_L em função de k e C_2 , mantendo-se os demais parâmetros do circuito equivalente constantes.	62
Figura 38:	Curvas de P_L e θ_{I_S} em função de C_2	63
Figura 39:	Módulo e fase da corrente I_S em função de C_2	63
Figura 40:	Estratégia de sintonia dinâmica por meio de uma capacitância variável C_2 no lado primário do acoplamento indutivo.	64
Figura 41:	Controle Automático de Fase.	64
Figura 42:	Topologia do Capacitor Controlado por Tensão.	65
Figura 43:	Diagrama de blocos do Capacitor Controlado por Tensão.	66
Figura 44:	Fluxograma que resume os passos para o projeto do Capacitor Controlado por Tensão.	68
Figura 45:	Circuito proposto para o Capacitor Controlado por Tensão.	68
Figura 46:	Circuito para detecção da defasagem entre os sinais V_I e I_S	69
Figura 47:	Comparação de fase e estágio de ganho com limite de faixa para o sinal V_{ctrl}	69
Figura 48:	Avaliação da impedância de entrada do Capacitor Controlado por Tensão.	70
Figura 49:	Resultados comparativos do Capacitor Controlado por Tensão. Capacitância equivalente de entrada C_{adj} em função da tensão de controle V_{ctrl}	71
Figura 50:	Resistência equivalente de entrada R_{in} em função da tensão de controle V_{ctrl}	71
Figura 51:	<i>Setup</i> experimental para a avaliação do coeficiente de acoplamento magnético k	72
Figura 52:	Resultados experimentais de k em função da distância d quando as bobinas estão paralelas e alinhadas.	72
Figura 53:	Resultados experimentais de k quando as bobinas estão separadas por 3 mm e a bobina receptora é movimentada no plano xy	73
Figura 54:	Resultados experimentais e de simulação para tensão V_L em função de k para os casos de compensação fixa e dinâmica.	73
Figura 55:	Resultados de simulação e experimentais da defasagem ϕ para os casos fixo e ajustável em C_2	74
Figura 56:	Figura adaptada da tela do osciloscópio Tektronix TDS1001C. Formas de onda de V_{ctrl} e V_{phs} quando k varia de 0,3 a 0,6.	75
Figura 57:	PDL (P_L) como função de C_2 e f quando: (a) $k = 0,1$ e (b) $k = 0,5$. Em (c) e (d) as respectivas curvas de nível da PDL.	78
Figura 58:	PDL (P_L) como função de C_2 e f quando: (a) $k = 0,1$ e (b) $k = 0,5$. Em (c) e (d) as respectivas curvas de nível da PDL.	78
Figura 59:	Comparação entre as respostas da PDL de um sistema de WPT maximizado pelas variáveis C_2 e f (a); e de um projeto fixo (b).	79
Figura 60:	Conjunto de valores de C_2 e f que otimizam a PDL.	80
Figura 61:	Resposta em frequência da PDL (P_L), da fase (ϕ) e módulo ($ Z_{in} $) da impedância de entrada, nas condições: (i) $k = 0,1$ e $C_2 = 1,45$ nF; (ii) $k = 0,4$ e $C_2 = 3,21$ nF e; (iii) $k = 0,7$ e $C_2 = 4,41$ nF.	81

Figura 62:	Curva ajustada por regressão não-linear que relaciona a capacitância C_2 e a frequência f para uma carga $R_L = 47 \Omega$. Os pontos indicados na curva foram obtidos variando-se o coeficiente de acoplamento magnético k na busca exaustiva para maximização da PDL.	83
Figura 63:	Arquitetura proposta para o controle da PDL (PORTO et al., 2017).	84
Figura 64:	Valores de (a) V_{mag} e (b) V_{phs} nos valores máximos da PDL.	85
Figura 65:	Pontos da máxima PDL detectada dentro do intervalo de abrangência de V_{mag} e V_{phs} e curvas de tendência para carga R_L e coeficiente de acoplamento magnético k variáveis.	85
Figura 66:	Curvas de nível da fase de Z_{in} para valores dentro do intervalo de abrangência $2,15^\circ \pm 0,92^\circ$ nas situações (a) $k = 0,2$, (b) $k = 0,4$ e (c) $k = 0,8$	87
Figura 67:	Curvas de nível do modulo de Z_{in} para valores dentro do intervalo de abrangência $11,5128 \Omega \pm 0,0798 \Omega$ nas situações (a) $k = 0,2$, (b) $k = 0,4$ e (c) $k = 0,8$	88
Figura 68:	Sobreposição das curvas de nível do modulo e fase de Z_{in} com a indicação do ponto de máxima PDL para $k = 0,2$ e (a) $R_L = 20 \Omega$ e (b) $R_L = 80 \Omega$	89
Figura 69:	Detalhe da intersecção das curvas de nível do modulo e fase de Z_{in} com a indicação do ponto de máxima PDL para $k = 0,2$ e (a) $R_L = 20 \Omega$. e (b) $R_L = 80 \Omega$	89
Figura 70:	Sobreposição das curvas de nível do modulo e fase de Z_{in} com a indicação do ponto de máxima PDL para $k = 0,8$ e (a) $R_L = 20 \Omega$ e (b) $R_L = 80 \Omega$	90
Figura 71:	Detalhe da intersecção das curvas de nível do modulo e fase de Z_{in} com a indicação do ponto de máxima PDL para $k = 0,8$ e (a) $R_L = 20 \Omega$ e (b) $R_L = 80 \Omega$	91
Figura 72:	Fluxograma para implementação do método de maximização da PDL com duas variáveis de atuação.	92
Figura 73:	Trajetória de busca do ponto de máxima PDL para $k = 0,2$ e $R_L = 50 \Omega$	93
Figura 74:	Resultados de simulação do algoritmo proposto. (a) Valores de V_{MAG} e (b) V_{PHS} na condição de máxima PDL detectada. (c) Valores da máxima PDL calculados.	94

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Resumo do estado da arte de soluções para maximização da potência e eficiência	48
Tabela 2:	Projetos de acoplamento indutivo compensado em função do número de espiras do indutor primário para $z = 1$ mm.	54
Tabela 3:	Exemplos de projeto para $L_2 = 18,96$ μ H e $N_2 = 38$	57
Tabela 4:	Parâmetros nominais de um exemplo de projeto de acoplamento indutivo	60
Tabela 5:	Pontos máximos da PDL em função de alguns valores discretos de k	82
Tabela 6:	Valores médios detectados da PDL [W]	86
Tabela 7:	Dispersão dos valores detectados da PDL [W]	87

LISTA DE ABREVIATURAS

CNC	Comando Numérico Computadorizado
DDS	<i>Direct Digital Synthesis</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
NIC	<i>Negative Impedance Converter</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
PDL	<i>Power Delivered to the Load</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
RF	Radiofrequência
RSSF	Rede de Sensores Sem Fio
SMC	<i>Sliding Mode Control</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
VGA	<i>Variable Gain Amplifier</i>
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Objetivos desta Tese	26
1.2	As principais contribuições desta tese de doutorado são as seguintes:	26
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	27
2.1	Modelagem Matemática de um Acoplamento Indutivo	27
2.2	A compensação capacitiva em um acoplamento indutivo	32
2.3	Efeito das capacitâncias da rede de compensação	36
2.4	Estado da Arte	38
3	METODOLOGIA DE PROJETO DE UM SISTEMA DE WPT	49
3.1	Modelagem Matemática de Bobinas Planares Circulares	49
3.2	Procedimento de Projeto de um acoplamento indutivo	51
3.2.1	Exemplo de projeto de um acoplamento indutivo compensado	55
4	REDE DE COMPENSAÇÃO BASEADA EM CAPACITOR VARIÁVEL PARA SINTONIA DE UM ACOPLAMENTO INDUTIVO	59
4.1	Estratégia para Sintonia Dinâmica	59
4.1.1	Projeto de um Acoplamento Indutivo	60
4.1.2	Análise da Potência Transferida à Carga	61
4.1.3	Estratégia de Implementação do Sistema de Sintonia Dinâmica	63
4.2	Projeto do Circuito do Capacitor Variável	65
4.3	Projeto do Circuito de Controle de Fase	67
4.4	Avaliação Experimental do Sistema Proposto para Sintonia Automática de um Acoplamento Indutivo	70
4.4.1	Avaliação do Capacitor Controlado por Tensão	70
4.4.2	Avaliação do Coeficiente de Acoplamento Magnético	71
4.4.3	Avaliação da Sintonia Automática do Acoplamento Indutivo	73
5	MAXIMIZAÇÃO DA PDL COM DUAS VARIÁVEIS	77
5.1	Comportamento da PDL em função da frequência f e da capacitância C_2	77
5.2	Metodologia proposta para maximização da PDL com duas variáveis	80
5.2.1	<i>Hardware</i> Proposto para maximização da PDL com duas variáveis	82
5.2.2	Busca do ponto de máxima PDL em duas variáveis	84

6 CONCLUSÃO	95
REFERÊNCIAS	99

1 INTRODUÇÃO

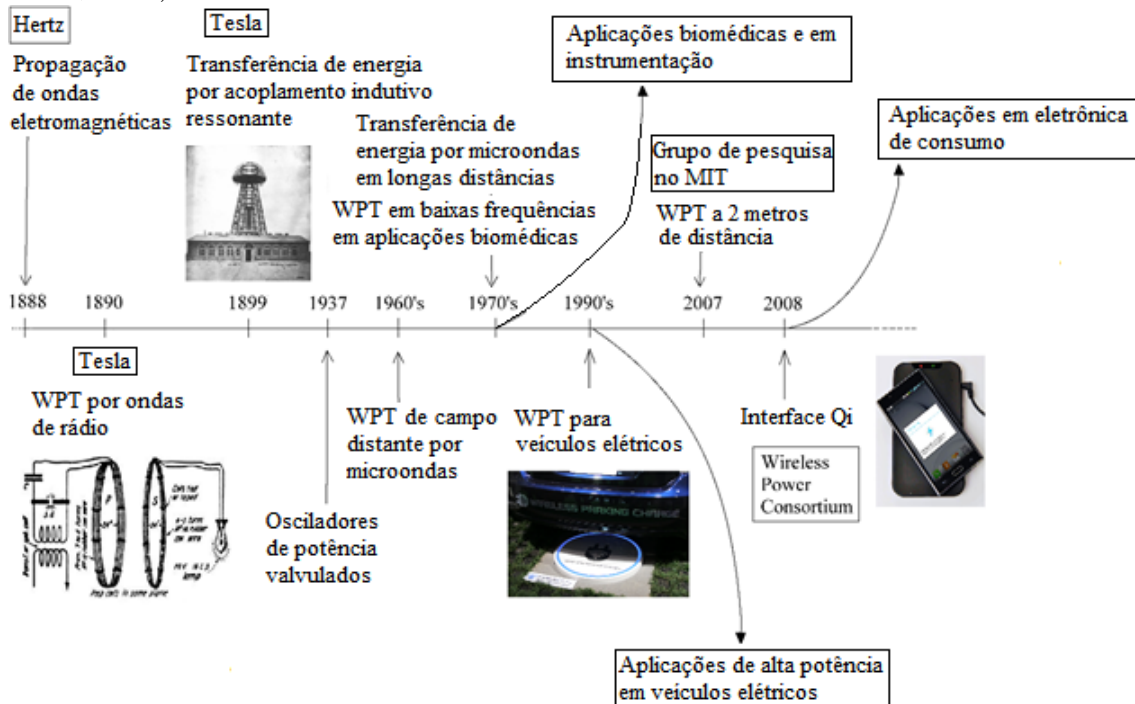
A Transferência de Energia sem Fios (WPT - *Wireless Power Transfer*) vem sendo estudada desde os primeiros experimentos de Heinrich Hertz no século XIX. Entretanto, foi com os trabalhos de Nikola Tesla que as bases teóricas começaram a ser desenvolvidas, possibilitando a construção de sistemas práticos para WPT. Dos primeiros trabalhos de Tesla até a década de 1930, muitas tentativas foram realizadas para se transmitir energia, de forma eficiente, sem o uso de fios (TESLA, 1914; LOMAS, 1999). Nos laboratórios da Westinghouse, por exemplo, Tesla conseguiu transmitir centenas de watts a uma distância de oito metros com um sistema ressonante de WPT operando a uma frequência de 100 MHz (BROWN, 1984). Apesar disto, a tecnologia disponível até a primeira metade do século XX não permitiu um desenvolvimento rápido e significativo dos sistemas de WPT. De fato, Brown (1984) afirma que a falta de interesse nesta área estava relacionada com a forma pela qual os engenheiros e cientistas acreditavam que se deveria transmitir energia sem fios. O modelo que se tinha naquela época para transmissão de energia elétrica de um ponto a outro era que a energia armazenada no campo magnético deveria estar concentrada em um feixe estreito. Desta forma, a implementação de tal sistema de WPT requeriria pequenos comprimentos de onda (microondas) e antenas apropriadas. O grande problema era que até a primeira metade do século XX os dispositivos eletrônicos disponíveis tinham capacidade de operar com apenas alguns poucos miliwatts nesta faixa de frequência.

Um passo significativo foi dado após a segunda guerra mundial com o desenvolvimento de válvulas para operação em altas potências (BROWN, 1957). Assim, foi possível transmitir energia sem o uso de fios em distâncias maiores, utilizando microondas (BROWN, 1974; GOUBAU; SCHWERING, 1961; DEGENFORD; SIRKIS; STEIER, 1964). Por outro lado, os sistemas de WPT em baixas frequências, isto é, aqueles que não envolvem propagação de onda eletromagnética, se tornaram populares a partir da década de 1970 com aplicação na área da engenharia biomédica (KO; LIANG; FUNG, 1977; HOCHMAIR, 1984). Tais sistemas são considerados seguros em aplicações dentro ou em contato com o corpo humano. Ao invés de utilizar a teoria de propagação de onda, a transferência de energia é baseada no acoplamento magnético entre duas ou mais bobinas e a modelagem matemática pode ser realizada através da teoria de circuitos (HUI; ZHONG; LEE, 2014). Outros campos de aplicação também se beneficiaram da WPT, como o aquecimento indutivo (HURLEY; KASSAKIAN, 1979), carregamento de baterias de dispositivos móveis (CHOI et al., 2004; JANG; JOVANOVIĆ, 2003; KIM et al., 2001; HUI; HO, 2005; LIU; HUI, 2007a), e outras aplicações de alta potência para recarga de veículos elétricos (GREEN; BOYS, 1994; BOYS; COVIC; GREEN, 2000; BOYS; HU; COVIC, 2000;

ELLIOTT et al., 2006; KISSIN; BOYS; COVIC, 2009).

A partir dos anos 2000, eletrônicos de consumo e dispositivos móveis se tornaram um importante campo de aplicação para WPT. Após os importantes resultados publicados por pesquisadores do Instituto de Tecnologia de Massachusetts (MIT - *Massachusetts Institute of Technology*), WPT ganhou maior atenção da comunidade científica (KURS et al., 2007). Em 2008, oito companhias fundaram um grupo industrial com o objetivo de padronizar soluções para o carregamento sem fio de baterias para dispositivos móveis. Em agosto de 2010 a interface Qi foi publicada, contendo as especificações e procedimento de testes para certificação de produtos com WPT embutido. Assim, em 2015 já existiam mais de 200 empresas participando do consórcio WPT e mais de 700 produtos diferentes certificados com a interface Qi (TREFFERS, 2015). A Figura 1 resume a história da WPT com alguns desenvolvimentos significativos ao longo do tempo.

Figura 1: Linha do tempo da WPT e seus importantes desenvolvimentos (PORTO et al., 2018).



As especificações da interface Qi têm foco principal em aplicações de recarga de baterias de dispositivos móveis, onde são descritos os limites de potência transferida, eficiência, consumo em estado de espera (*stand by*), aspectos de segurança, máxima distância de operação e facilidade de uso (WPC, 2016a,b; WAGENINGEN; STARING, 2010). Entre estas especificações, a facilidade de uso é descrita em termos da liberdade de posicionamento do dispositivo móvel. Entretanto, existe uma relação de compromisso entre esta liberdade de posicionamento e custo de fabricação. Carregadores de bateria sem fio com maior área de carregamento tendem a ser mais custosos e complicados de se manufacturar. Assim, este aspecto se torna importante para fabricantes e consumidores (TREFFERS, 2015).

Uma das primeiras soluções para melhorar a liberdade de posicionamento em duas dimensões de dispositivos móveis sob carga foi com o uso de múltiplas bobinas transmissoras dispostas lado-a-lado ou sobrepostas. Esta técnica de montagem ga-

rante uma melhor distribuição do fluxo magnético ao longo da área de carregamento (HUI; HO, 2005; LIU; HUI, 2007b). As múltiplas bobinas transmissoras formam uma estrutura do tipo matriz, onde elas podem ser conectadas em série ou paralelo de acordo com a potência requerida pela carga. A potência transferida pode ser geralmente controlada através da variação da frequência de excitação, amplitude de tensão na bobina transmissora, ou por uma rede de compensação variável (KISSIN; BOYS; COVIC, 2009; CHOI et al., 2010; DIECKERHOFF; RYAN; DONCKER, 1999).

Nos últimos anos, o conceito de facilidade de uso foi estendido para o controle de Potência Entregue à Carga (PDL - *Power Delivered to the Load*) em ambientes dinâmicos, isto é, situações nas quais as bobinas transmissora e receptora estão em movimento relativo entre si ou o valor da carga não é constante. A frequência de excitação variável foi uma das primeiras técnicas para aumentar a PDL e a eficiência na transferência de energia em acoplamentos indutivos, onde a carga e o acoplamento magnético entre as bobinas são variáveis (SAMPLE; MEYER; SMITH, 2011; BRUSAMARELLO et al., 2013; ALDHAHER; LUK; WHIDBORNE, 2014a). Além disto, Pantic, Lee e Lukic (2014) propuseram um sistema de WPT com a aplicação simultânea de múltiplas frequências. Embora tal sistema tenha conseguido bons resultados de eficiência na transferência de energia, o projeto das redes de compensação são mais complexos.

Somado aos métodos de frequência variável, as redes de compensação também são usadas como elemento variável para manter a PDL estável quando o acoplamento magnético e a carga não são constantes. Esta técnica se torna crucial para manter a potência na carga quando o sistema de WPT deve operar em banda estreita de frequência. Lim *et al.* (2014) propuseram uma rede de compensação adaptativa baseada em um *array* de capacitores, onde um sistema de chaveamento seleciona a capacitância necessária para atingir o ponto de ressonância. Posteriormente, Zhang et al. (2018) propuseram uma nova rede capacitiva para recarga dinâmica em veículos elétricos, onde a carga e o coeficiente de acoplamento magnético são variáveis. Alternativamente, Ahn e Hong (2015) apresentaram uma metodologia de casamento de impedâncias através da modulação do valor da carga no lado secundário do acoplamento indutivo. O sistema proposto entrega 20 W a uma carga localizada 15 cm distante da fonte transmissora. Em Saad et al. (2017) é apresentada uma proposta de sintonia automática do acoplamento indutivo através de uma indutância variável, cuja implementação é realizada por um circuito gyrator, e o método de controle dado por PLL (*Phase Locked Loop*). Por fim, um capacitor controlado por tensão é proposto por Tian e Hu (2017) para controle da frequência de operação de um acoplamento indutivo, permitindo atingir uma potência máxima de 10,8 W para uma dada variação de carga e coeficiente de acoplamento magnético.

O número crescente de publicações com foco na compensação dinâmica de acoplamentos indutivos demonstra a importância do assunto dentro do contexto de projeto de sistemas de WPT. Ainda não existe uma solução definitiva e consolidada para a compensação de acoplamentos indutivos em casos onde há desalinhamentos ou movimento relativo entre as bobinas transmissora e receptora. Neste contexto, esta tese apresenta contribuições para a compensação dinâmica em sistemas de WPT de baixa potência. Para tanto, este trabalho está organizado da seguinte forma: no capítulo 2, a modelagem matemática do acoplamento indutivo com compensação capacitiva é apresentada, onde é salientada a influência do coeficiente de acoplamento

magnético e a carga na PDL. No capítulo 3, é apresentada uma metodologia de projeto de um acoplamento indutivo compensado. Já, no capítulo 4, é apresentado um capacitor controlado por tensão como elemento variável na rede de compensação. Por fim, no capítulo 5, é apresentada uma técnica de maximização da potência de saída em que se utiliza tanto a frequência de excitação, quanto a capacitância da rede de compensação. No capítulo 6 as considerações finais são apresentadas, bem como os tópicos a serem explorados em trabalhos futuros.

1.1 Objetivos desta Tese

Esta tese tem como objetivo geral apresentar um estudo da maximização da potência na carga em um sistema de transmissão de energia sem fios baseado em um par de bobinas planares magneticamente acopladas. Pretende-se maximizar a potência na carga utilizando até duas variáveis em uma rotina para controle da potência. Para tanto, propõe-se uma metodologia de projeto de um acoplamento indutivo com rede capacitiva de compensação e bobinas planares circulares. Além disto, apresenta-se um circuito eletrônico que emula um capacitor controlado por tensão. Por fim, é proposta uma metodologia para maximizar a potência na carga, utilizando capacitância de compensação e frequência de operação ambas ajustáveis em situações de carga e coeficiente de acoplamento magnético variáveis. Os métodos propostos nesta tese estão limitados a potências na carga até 10 W.

1.2 As principais contribuições desta tese de doutorado são as seguintes:

- elaboração de uma metodologia de projeto de acoplamento magnético com compensação capacitiva, utilizando bobinas planares circulares. O capítulo 3 desta tese apresenta o desenvolvimento da metodologia proposta e este tópico ainda pode ser evidenciado em (PORTO et al., 2014, 2015, 2018);
- desenvolvimento de um circuito eletrônico capaz de emular um capacitor controlado por tensão, cuja aplicação é dada em uma rede de compensação para maximizar a potência na carga quando o coeficiente de acoplamento magnético é variável. O capítulo 4 apresenta o projeto e caracterização deste circuito eletrônico (PORTO et al., 2017); e
- utilização de duas variáveis de atuação (frequência e capacitância) para maximização da potência na carga em situações onde a carga e o coeficiente de acoplamento magnético variam. A aplicação desta técnica de duas variáveis com carga constante já foi publicada (PORTO et al., 2017) e a metodologia proposta é apresentada no capítulo 5 desta tese.

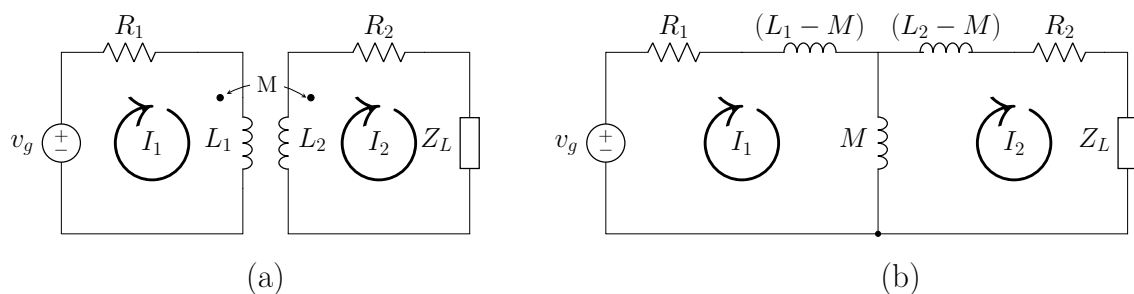
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Modelagem Matemática de um Acoplamento Indutivo

Um sistema magneticamente acoplado é capaz de realizar transferência de energia sem a utilização de contatos elétricos. O acoplamento magnético existe quando dois ou mais circuitos elétricos isolados galvanicamente são mutuamente afetados por meio do campo magnético. O transformador é um exemplo de dispositivo que utiliza o acoplamento magnético entre dois ou mais enrolamentos para transferência de energia de forma eficiente. Há também outros dispositivos como as máquinas elétricas que também utilizam o conceito de acoplamento magnético para a conversão de energia (LOMAS, 1999).

A representação de redes magneticamente acopladas é geralmente realizada pelo acoplamento indutivo mostrado na Figura 2(a), onde a fonte de alimentação v_g alimenta indiretamente uma carga Z_L . As indutâncias próprias L_1 (bobina primária) e L_2 (bobina secundária) formam o acoplamento indutivo e M representa a indutância mútua. Neste contexto, as perdas em geral nas bobinas primária e secundária são representadas por R_1 e R_2 , respectivamente. O circuito da Figura 2(b) é uma forma equivalente de se representar o acoplamento indutivo através do modelo de circuito equivalente - T. Assim, o efeito da indutância mútua é incorporada nos valores das indutâncias primária e secundária, e as técnicas de análise de circuitos podem ser aplicadas diretamente (ALEXANDER; SADIKU, 2008).

Figura 2: (a) Acoplamento indutivo básico e (b) seu respectivo modelo de circuito equivalente - T.



O método de análise de malhas pode ser aplicado ao circuito equivalente da Figura 2(b), cujas soluções para as correntes I_1 e I_2 são decorrentes do seguinte

sistema de equações lineares, onde se consideram as condições iniciais nulas e regime permanente senoidal:

$$\begin{cases} (R_1 + sL_1) \cdot I_1 - sM \cdot I_2 = v_g \\ sM \cdot I_1 - (R_2 + Z_L + sL_2) \cdot I_2 = 0 \end{cases} \quad (1)$$

onde $s = j\omega$.

Se a carga Z_L for considerada apenas resistiva (R_L), então a corrente na carga (I_2) pode ser expressa por:

$$I_2 = \frac{sM \cdot v_g}{s^2(L_1L_2 - M^2) + s[L_1(R_2 + Z_L) + R_1L_2] + R_1(R_2 + Z_L)} \quad (2)$$

O valor eficaz da potência na carga R_L é então calculada pela expressão:

$$P_L = \frac{1}{2} |I_2|^2 \cdot R_L \quad (3)$$

onde I_2 é o valor de pico da corrente correspondente. Para um dado acoplamento indutivo, é possível analisar o efeito da frequência de excitação $f = \frac{\omega}{2\pi}$ e da carga R_L na potência P_L . No gráfico superior da Figura 3 é vista a resposta em frequência da potência P_L para um acoplamento indutivo com $L_1 = 28,7 \mu\text{H}$, $L_2 = 18,6 \mu\text{H}$, $M = 11,5 \mu\text{H}$, $R_1 = 11 \Omega$, $R_2 = 8,8 \Omega$, $R_L = 47 \Omega$ e $v_g = 10 \text{ V}$ de amplitude (PORTO et al., 2015). Se for considerada a resistência série R_g da fonte de tensão v_g , percebe-se a redução da potência na carga com o aumento de R_g . Além disto, há também um deslocamento da frequência central, onde ocorre o ponto de máxima potência na carga.

Outro aspecto importante em se tratando de transferência de energia sem fios é a eficiência η que corresponde à razão entre os valores eficazes da potência na carga e da fonte, cuja equação pode ser dada por:

$$\eta = \frac{P_L}{\frac{1}{2} \cdot \Re\{v_g \cdot I_1^*\}} \quad (4)$$

onde I_1^* é o complexo conjugado da corrente fornecida pela fonte, cuja amplitude é v_g . No gráfico de η da Figura 3, pode ser visto o impacto de R_g na eficiência. Também percebe-se que não se pode ter ao mesmo tempo máxima potência na carga e máxima eficiência, variando-se apenas a frequência de excitação.

Alternativamente, é possível analisar o efeito do valor da carga R_L na potência P_L . Se a frequência de excitação f for mantida em 200 kHz, que corresponde a frequência central na Figura 3 (caso $R_g = 0 \Omega$), variando-se a carga R_L de 0Ω até 500Ω a potência P_L possuirá o comportamento apresentado na Figura 4. Assim, o valor de R_L que maximiza a potência P_L será, neste caso, aproximadamente 32Ω .

A indutância mútua M também exerce um papel importante na transferência de energia à carga. Através das equações de Maxwell é possível determinar M , cuja solução depende da geometria do sistema de acoplamento indutivo (GROVER, 1946; HURLEY; DUFFY, 1995). Uma análise inicial pode ser feita de forma simplificada considerando a indutância mútua entre duas espiras circulares e paralelas, cuja geometria é ilustrada na Figura 5. Considerando que a indutância mútua é calculada a partir da parcela de fluxo magnético gerado pela bobina primária que concatena a bobina secundária, então M pode ser calculado pela expressão (GROVER, 1946):

Figura 3: (a) Resposta em frequência da potência P_L do acoplamento indutivo básico e (b) eficiência η na transferência de energia (gráfico inferior).

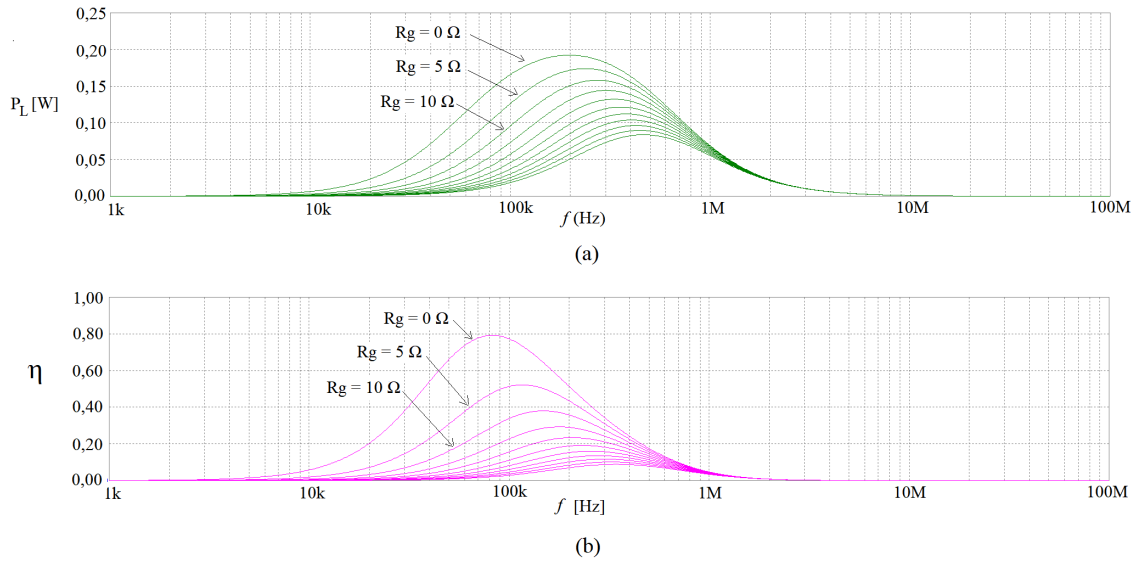
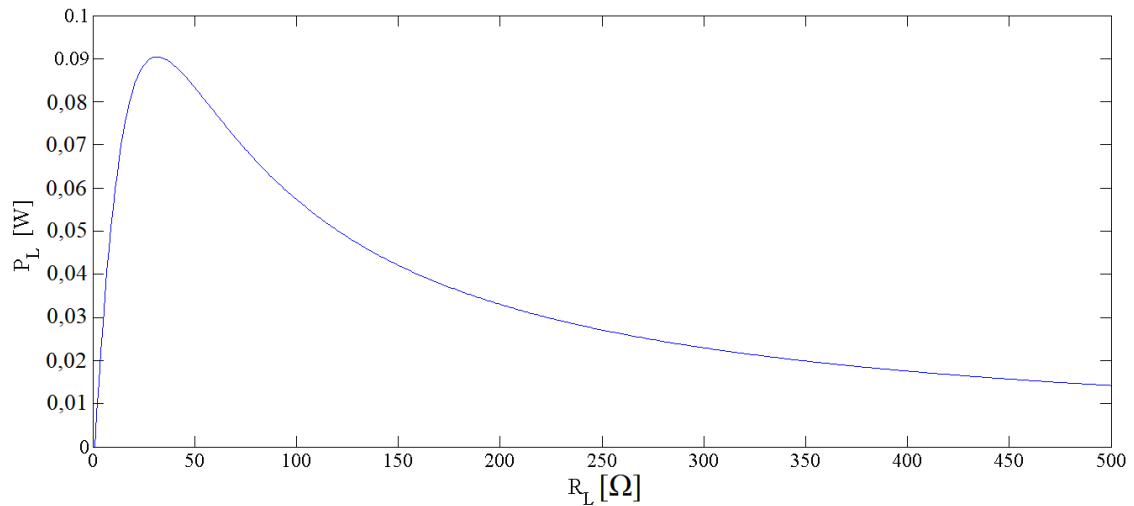


Figura 4: Efeito do valor da carga R_L em um acoplamento indutivo básico, considerando $f = 200$ kHz.



$$M = \mu \cdot \pi \cdot r_1 \cdot r_2 \int_0^{\infty} J_1(x \cdot r_1) \cdot J_1(x \cdot r_2) \cdot e^{-x \cdot |z|} dx \quad (5)$$

onde r_1 e r_2 são os raios das espiras, J_1 é a função Bessel de primeiro tipo e ordem 1, μ é a permeabilidade magnética do meio, z é a distância entre os planos formados pelas espiras e x é a variável de integração. A Equação 5 pode ser escrita na forma de integrais elípticas para tornar o cálculo computacional mais rápido (HURLEY;

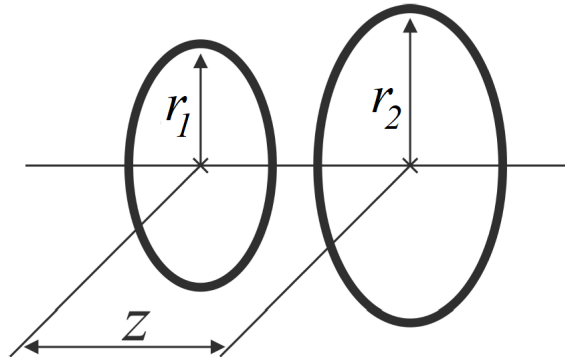
DUFFY, 1995):

$$M = \mu_0 \cdot \sqrt{r_1 \cdot r_2} \cdot \frac{2}{\gamma} \left[\left(1 - \frac{\gamma^2}{2} \right) \cdot K(\gamma) - E(\gamma) \right] \quad (6)$$

onde K e E são as integrais elípticas completas de primeiro e segundo tipo, respectivamente, e γ é dado por:

$$\gamma = \sqrt{\frac{4 \cdot r_1 \cdot r_2}{z^2 + (r_1 + r_2)^2}} \quad (7)$$

Figura 5: Parâmetros geométricos para o cálculo da indutância mútua entre duas espiras circulares.

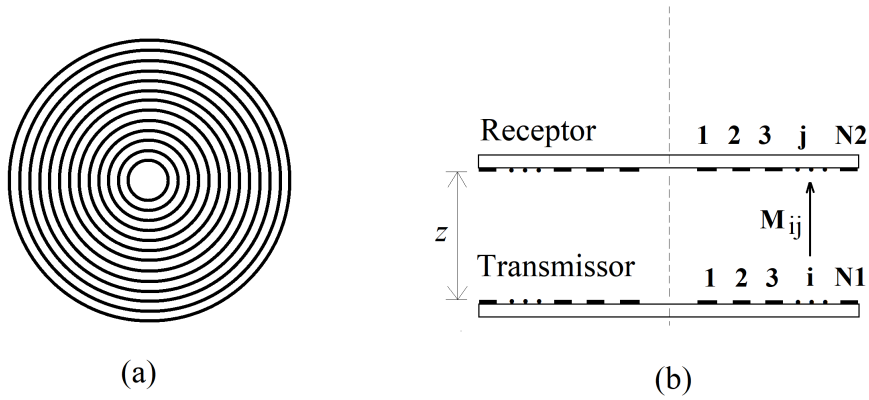


No caso específico de indutores planares, uma bobina em espiral pode ser representada por círculos concêntricos e coplanares conforme mostra a Figura 6(a). Cada espira circular que constitui a bobina transmissora contribui para a geração de campo magnético, cujas parcelas são enlaçadas em diferentes intensidades por cada espira circular constituinte da bobina receptora. Estas espiras circulares se comportam como indutores conectados em série, onde suas tensões induzidas se somam para formar a tensão terminal da bobina receptora. Portanto, pelo princípio da superposição de efeitos a indutância mútua total entre os dois indutores planares pode ser calculada somando-se as indutâncias mútuas de cada espira da bobina transmissora em relação a cada espira da bobina receptora (LUO; WEI, 2018). A Figura 6(b) mostra uma representação da vista lateral entre indutores planares separados por pela distância z , onde M_{ij} corresponde à indutância mútua entre a i -ésima espira da bobina transmissora com a j -ésima espira da bobina receptora. Assim, a indutância mútua total é calculada por:

$$M = \sum_{i=1}^{N1} \sum_{j=1}^{N2} M_{ij} \quad (8)$$

Apesar da Equação 6 fornecer uma boa aproximação da indutância mútua entre duas espiras circulares, o cálculo das integrais elípticas $K(\gamma)$ e $E(\gamma)$ pode não convergir em situações em que a distância z é muito menor que o raio das espiras (LUO; WEI, 2018). Da mesma forma, o método de Lyle também forneceria

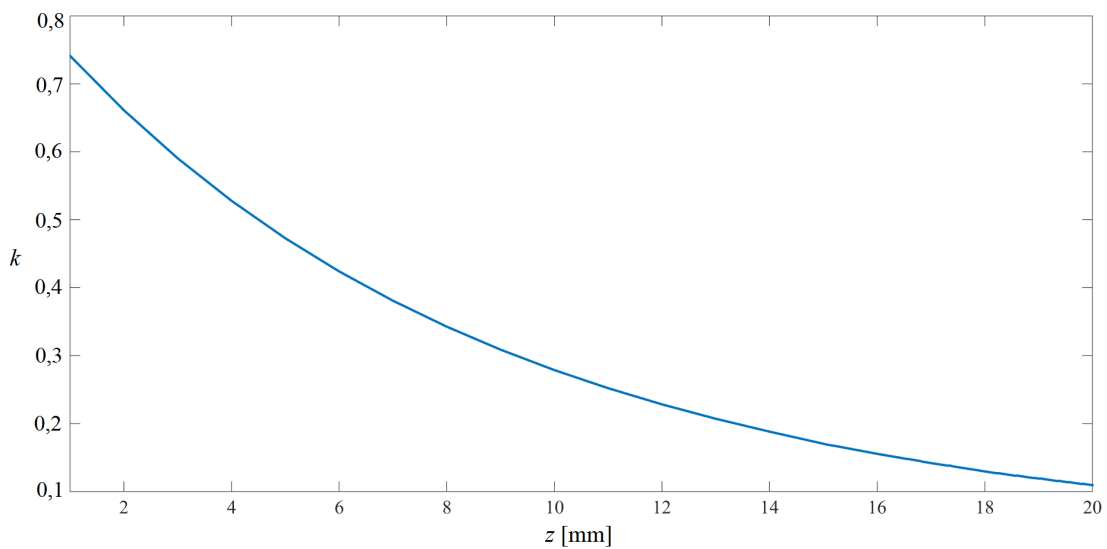
Figura 6: (a) Representação por círculos concêntricos para uma bobina planar em espiral, e (b) vista lateral de dois indutores planares e a indutância mútua M_{ij} .



uma aproximação para o cálculo de M se os indutores tivessem múltiplas camadas de enrolamento (GROVER, 1946). Portanto, a partir da Equação 5, derivada das equações de Maxwell, a indutância mútua pode ser melhor estimada realizando uma simulação por elementos finitos, cujo resultado é mostrado da Figura 7 na forma de coeficiente de acoplamento magnético k dado pela equação (ALEXANDER; SADIKU, 2008):

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (9)$$

Figura 7: Resultado de simulação por elementos finitos para k em função da distância z entre bobinas.

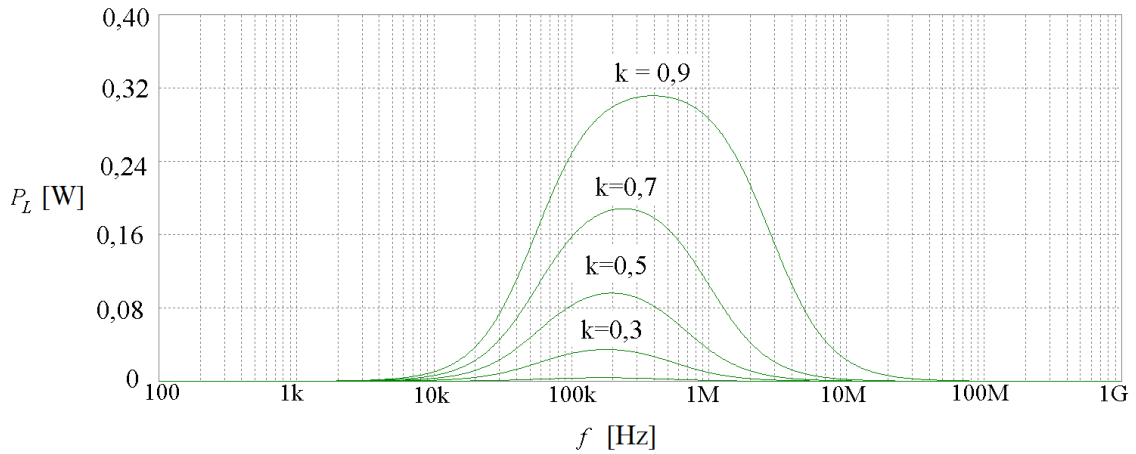


A Figura 8 mostra o efeito do coeficiente de acoplamento magnético k na resposta em frequência de P_L . Naturalmente, se espera que o aumento de k proporcione um aumento também em P_L . Entretanto, nota-se um deslocamento da frequência

central conforme k varia. Pela Figura 8 nota-se que a frequência central varia aproximadamente de 200 kHz a 400 kHz quando k altera de 0,3 a 0,9.

Sendo assim, entende-se que um acoplamento indutivo básico com o mostrado na Figura 2 já tem um comportamento seletivo com relação à frequência e também com relação ao valor da carga R_L . Além disto, o valor de k tem importante impacto no valor da potência P_L e no valor da frequência central. De qualquer forma, o acoplamento indutivo apresentado nesta seção transfere energia a uma carga de forma pouco eficiente, uma vez que para uma amplitude de tensão de entrada v_g de 10 V a amplitude de tensão na carga pode chegar a 5,4 V, considerando um coeficiente de acoplamento magnético de $k = 0,9$.

Figura 8: Potência na carga em função da frequência f para alguns valores discretos de coeficiente de acoplamento magnético k .

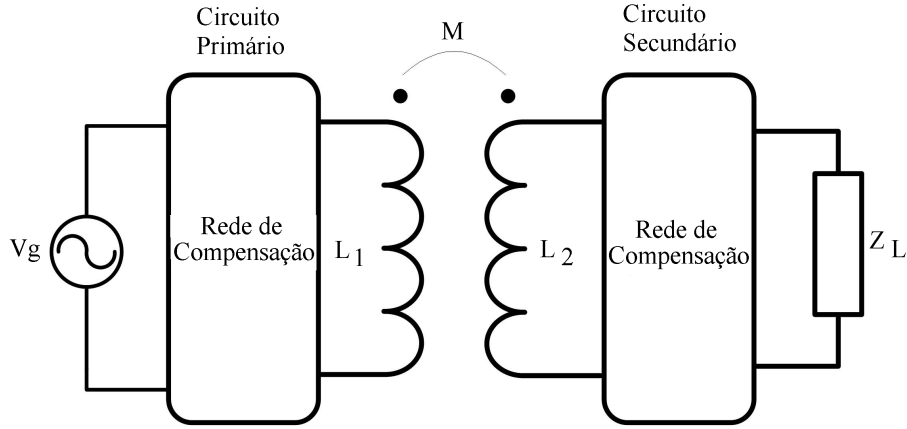


2.2 A compensação capacitiva em um acoplamento indutivo

O acoplamento indutivo pode transferir energia a uma carga de forma muito mais eficiente se redes de compensação forem colocadas no circuito primário e no circuito secundário, como mostra a Figura 9. As topologias para redes de compensação têm sido amplamente estudadas na literatura. Em (WANG; STIELAU; COVIC, 2000, 2005), os autores apresentam quatro tipos de topologias utilizando apenas um capacitor (em série ou paralelo) com a bobina primária, e um capacitor (em série ou paralelo) com a bobina secundária. O termo compensação se refere ao uso de capacitores (em série ou paralelo com as bobinas primária e secundária) para que uma condição de ressonância seja atingida.

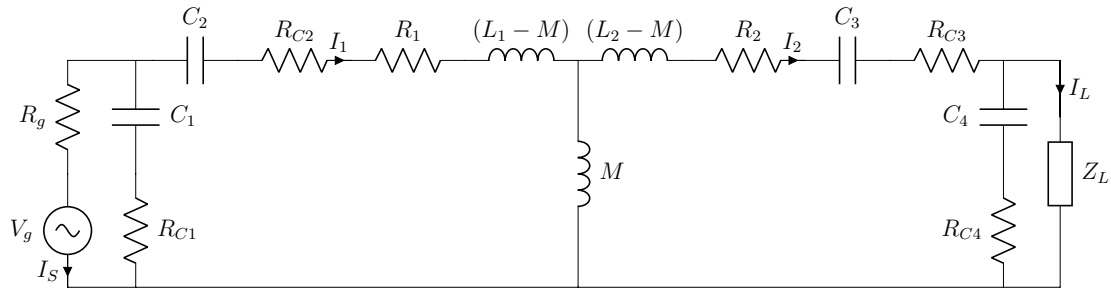
Entre as redes capacitivas de compensação propostas na literatura, se destacam as que utilizam quatro capacitores, sendo dois no circuito primário e os outros dois no circuito secundário. Os resultados obtidos para a potência na carga e eficiência na transferência de energia são superiores aos métodos tradicionais de compensação, já que esta é a configuração com mais graus de liberdade. Esta vantagem é explorada com um processo de otimização (AZAMBUJA et al., 2014, 2013). A Figura 10 apresenta o circuito equivalente do acoplamento indutivo com compensação a quatro capacitores (AZAMBUJA et al., 2014). Neste circuito é considerada uma

Figura 9: Acoplamento indutivo com compensação.



perspectiva mais realista com a inclusão das perdas nos capacitores (*Equivalent Series Resistance* - ESR) R_{Cn} e da resistência série R_g da fonte de tensão de entrada V_g .

Figura 10: Circuito equivalente T do acoplamento indutivo com compensação a quatro capacitores.



O método de análise de malhas pode ser aplicado ao circuito da Figura 10, resultando no sistema de equações lineares dado em 10. Embora seja possível obter a solução analítica deste sistema, não é trivial a determinação do conjunto de capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 que maximiza a potência na carga P_L ou a eficiência η na transferência de energia, dada pela Equação 11.

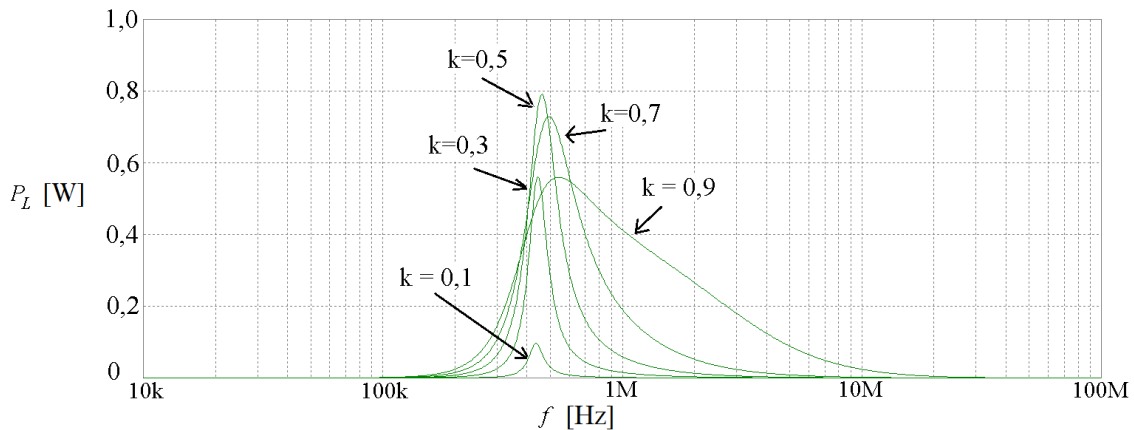
$$\begin{cases} (R_g + R_{C1} + \frac{1}{sC_1})I_S - (R_{C1} + \frac{1}{sC_1})I_1 = V_g \\ -(R_{C1} + \frac{1}{sC_1})I_S + (R_{C1} + \frac{1}{sC_1} + R_{C2} + \frac{1}{sC_2} + R_1 + sL_1)I_1 - (sM)I_2 = 0 \\ -(sM)I_1 + (R_2 + sL_2 + R_{C3} + \frac{1}{sC_3} + R_{C4} + \frac{1}{sC_4})I_2 - (R_{C4} + \frac{1}{sC_4})I_L = 0 \\ -(R_{C4} + \frac{1}{sC_4})I_2 + (R_L + R_{C4} + \frac{1}{sC_4})I_L = 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$\eta = \frac{P_L}{\frac{1}{2} \cdot \text{Re}\{V_g \cdot I_S^*\}} \quad (11)$$

onde, V_g e I_S são a tensão e a corrente de entrada do acoplamento indutivo, respectivamente.

Em (AZAMBUJA et al., 2014), é proposto um método para otimização (maximização) das funções objetivo P_L ou η , em que utiliza uma busca aleatória nos valores discretos da série E24 para os capacitores $C_1 - C_4$. Cada capacitor de compensação possui um espaço de busca com 216 valores comerciais estabelecidos pela série E24, cuja escolha tem densidade de probabilidade constante na faixa de 1 pF até 100 μ F. Aplicando-se o método de otimização para P_L ao acoplamento indutivo básico apresentado na Figura 2, os capacitores de compensação resultam em: $C_1=1$ pF, $C_2=4,7$ nF, $C_3=100$ nF, e $C_4=120$ pF. A resposta em frequência resultante deste acoplamento indutivo com compensação é mostrada na Figura 11. Em comparação com a resposta em frequência de um acoplamento não compensado na Figura 8, percebe-se que a inserção das redes de compensação torna o circuito mais seletivo. Além disto, os níveis de potência na carga são maiores quando há compensação. Por exemplo, para $k = 0,5$ o aumento de potência na carga corresponde a oito vezes, aproximadamente. Por fim, o acoplamento indutivo compensado é otimizado para um dado k . Neste exemplo, o método de otimização foi aplicado para um $k = 0,5$. No acoplamento indutivo básico (não compensado) a relação da potência P_L é apenas proporcional ao valor de k , isto é, não há seletividade com relação ao coeficiente de acoplamento.

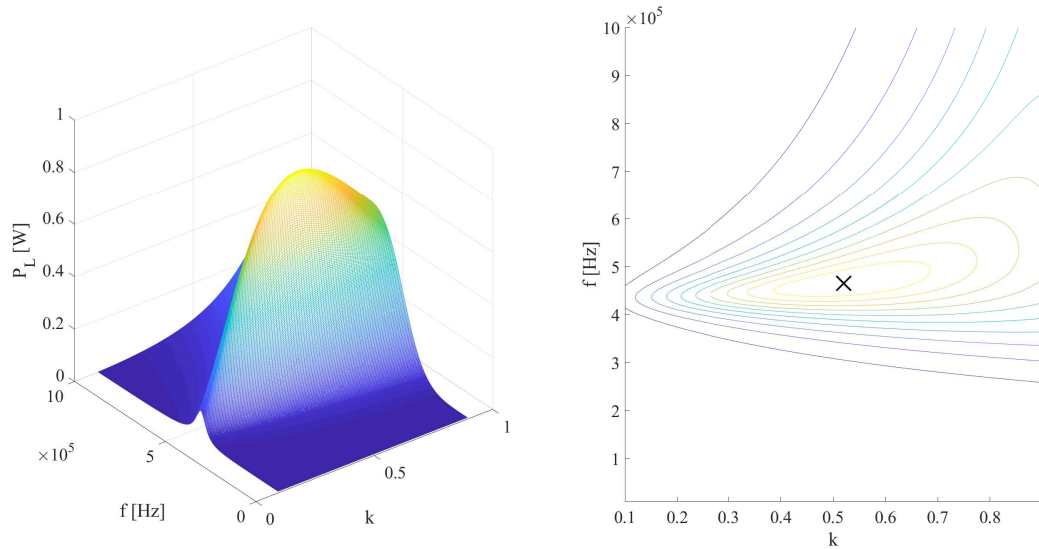
Figura 11: Resposta em frequência do acoplamento indutivo compensado.



A Figura 12 apresenta uma melhor visualização da Potência Entregue à Carga (PDL - *Power Delivered to the Load*) em função da frequência de excitação f e do coeficiente de acoplamento magnético k . No gráfico das curvas de nível nota-se que a máxima PDL é localizada em um ponto único no plano $f \times k$, cujo valor corresponde a $k_{max} = 0.52$ e $f_{max} = 465$ kHz. Portanto, aplicando-se a metodologia de projeto da rede de compensação capacitiva descrita em (AZAMBUJA et al., 2014), a PDL é máxima apenas para uma situação particular de frequência e acoplamento magnético.

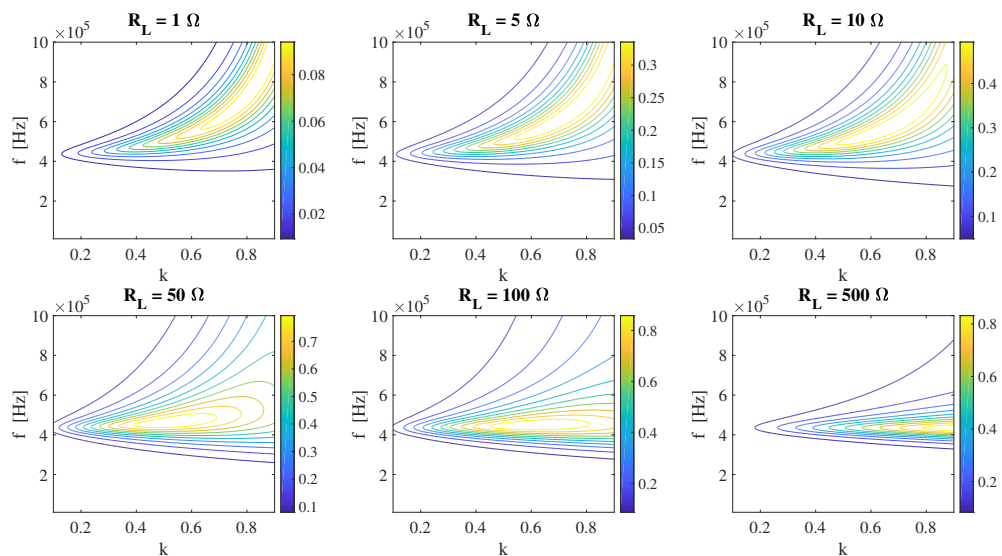
A Figura 13 ilustra o efeito do valor da carga R_L na PDL. Nota-se que para valores baixos de carga ($R_L < 10 \Omega$) a PDL também é relativamente baixa e o ponto de máxima potência está localizado aproximadamente na região $k > 0,6$ e $f > 500$ kHz. Por outro lado, para valores de carga maior que 10Ω há uma tendência do ponto de máxima potência convergir para uma frequência de excitação dentro do intervalo $400 \text{ kHz} < f < 500 \text{ kHz}$. Além disto, na medida em que R_L aumenta, a PDL

Figura 12: PDL de um acoplamento indutivo compensado em função da frequência de excitação e do coeficiente de acoplamento magnético.



é máxima em coeficientes de acoplamento magnético cada vez maiores. Portanto, cada alteração das condições de operação do acoplamento indutivo, seja pelo valor da carga R_L ou pelo coeficiente de acoplamento magnético k , afetará a PDL e um ajuste se fará necessário para manter o nível da energia transferida.

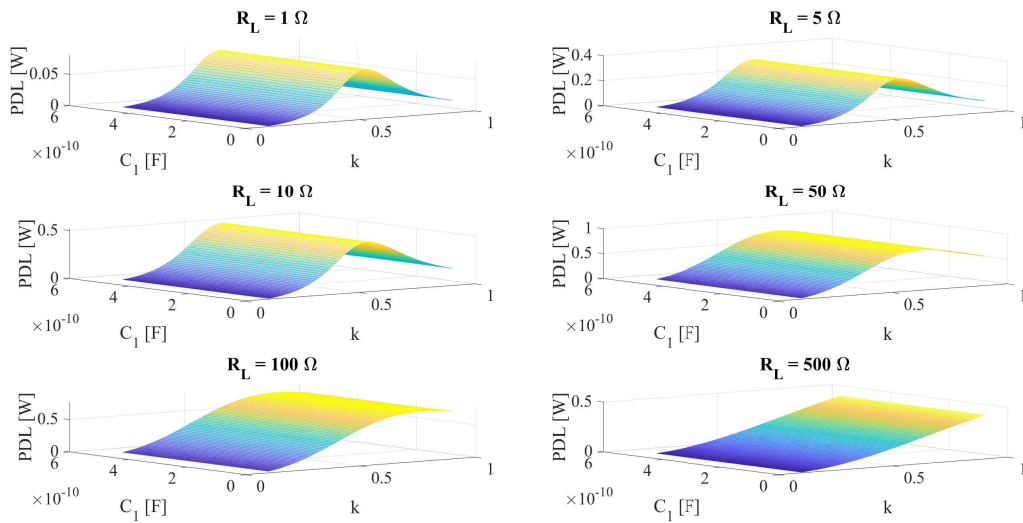
Figura 13: Curvas de nível da PDL em função do coeficiente de acoplamento magnético k e da frequência f para alguns valores discretos de carga R_L .



2.3 Efeito das capacitâncias da rede de compensação

Para um dado acoplamento indutivo é possível analisar o efeito dos capacitores da rede de compensação na PDL. Uma vez estabelecida a condição de operação caracterizada por R_L e k , os valores de C_1 , C_2 , C_3 e C_4 são variados isoladamente em busca do ponto de máxima PDL. Assim, a Figura 14 apresenta os resultados de simulação do efeito da capacitância C_1 juntamente com o coeficiente de acoplamento magnético k , para as respectivas situações de carga R_L . Em comparação com a Figura 13, percebe-se efeito semelhante de R_L na PDL, isto é, para valores de $R_L > 10\ \Omega$ o ponto de máxima PDL ocorre em acoplamentos magnéticos fortes (neste contexto, $k > 0,6$). Por outro lado, o valor de C_1 não apresenta efeito significativo na PDL. De fato, quanto menor for a impedância de saída da fonte de excitação, menor será o efeito de C_1 na PDL, uma vez que este capacitor está conectado em paralelo com a fonte de sinal. Entretanto, o capacitor C_1 pode ser importante em um contexto no qual a fonte apresenta uma impedância de saída significativa em relação aos demais componentes do circuito.

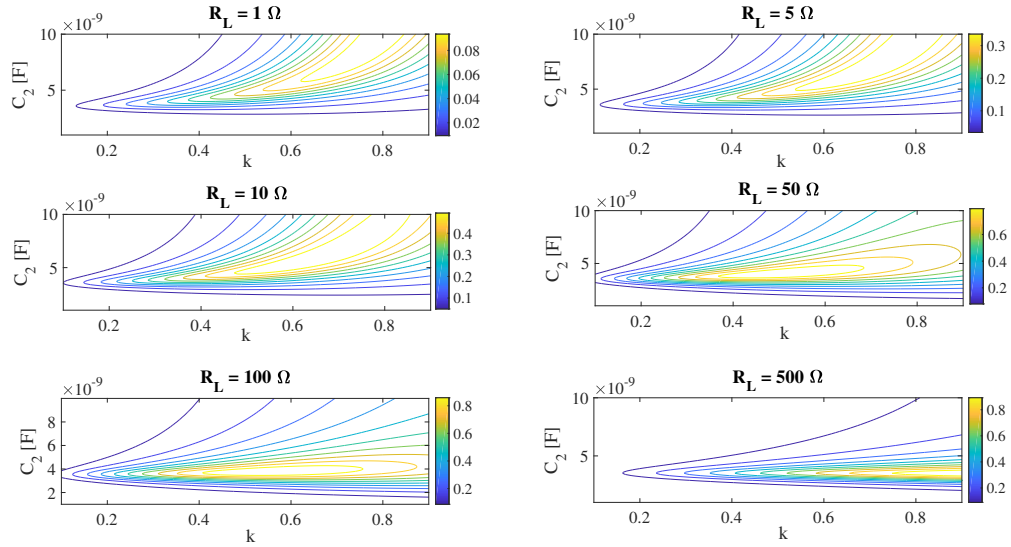
Figura 14: Gráfico de superfície da PDL em função da capacitância de compensação C_1 e do coeficiente de acoplamento magnético k para alguns valores discretos de carga R_L .



A Figura 15 ilustra o efeito do valor de C_2 na PDL para alguns valores de R_L . Nota-se pelas curvas de nível que para cargas de baixo valor ($R_L < 10\ \Omega$) o ponto de máxima PDL situa-se em regiões de operação onde o coeficiente de acoplamento magnético é forte (neste contexto, $k > 0,6$). Na medida em que a carga aumenta ($R_L > 50\ \Omega$), nota-se um aumento na PDL (vide escala de cores das curvas de nível) e também uma redução na faixa de valores de C_2 onde a potência é elevada, isto é, a função PDL torna-se mais seletiva com respeito a C_2 . Portanto, diferentemente de C_1 , o capacitor de compensação C_2 exerce um papel importante na sintonia pelo lado primário do acoplamento indutivo.

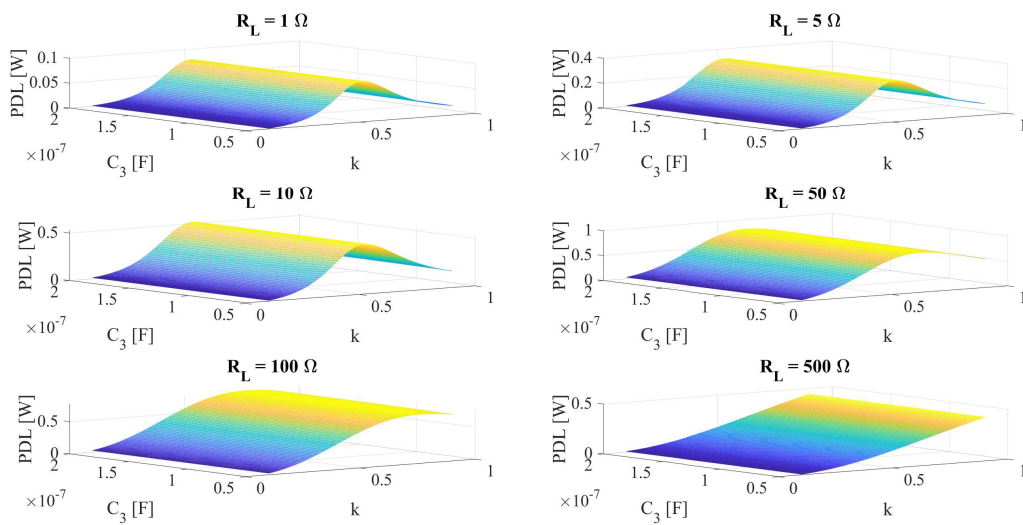
Muito similar ao efeito de C_1 , a Figura 16 ilustra o efeito de C_3 na PDL. Ambos

Figura 15: Curvas de nível da PDL em função da capacitância C_2 e do coeficiente de acoplamento magnético k para alguns valores discretos de carga R_L .

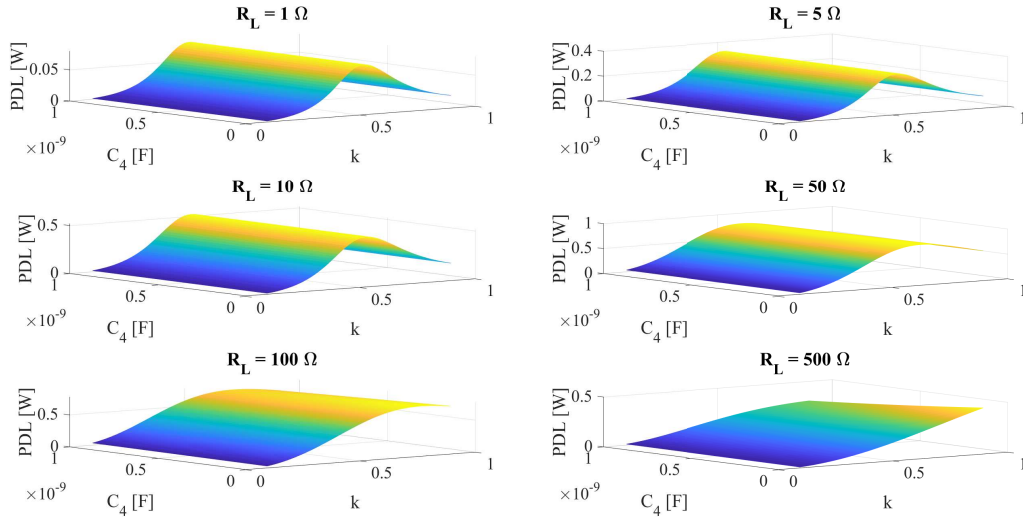


capacitores não influenciam significativamente na potência de saída, considerando a condição de frequência de excitação utilizada ($f = 500$ kHz).

Figura 16: Gráfico de superfície da PDL em função da capacitância C_3 e do coeficiente de acoplamento magnético k para alguns valores discretos de carga R_L .



Por fim, o efeito do capacitor de compensação C_4 também é investigado e sua influência na PDL é similar a dos capacitores C_1 e C_3 , ou seja, para uma ampla faixa de valores de capacitância a PDL é praticamente constante.

Figura 17: Efeito do valor de C_4 na PDL.

2.4 Estado da Arte

Nos últimos anos, o controle da PDL e da eficiência na transferência de energia têm sido um assunto importante no projeto de sistemas de WPT, principalmente em situações onde a carga e o acoplamento magnético são ambos variáveis. Muitas soluções foram propostas para a otimização (maximização) da eficiência, mantendo a potência requerida na saída independentemente do valor da carga e do coeficiente de acoplamento magnético, seja por meio da frequência de excitação variável, múltiplas frequências, ou redes de compensação variáveis. Além disto, a forma de atuação no circuito pode ocorrer tanto no lado primário, quanto no lado secundário do acoplamento indutivo. Em algumas situações, a otimização pode ocorrer em ambos os lados do circuito, contando até com comunicação via Radiofrequência (RF) para realizar a realimentação de informações. A seguir, são descritas algumas soluções recentes para o problema de otimização de acoplamentos indutivos, onde existem variações de parâmetros como a carga R_L e o coeficiente de acoplamento magnético k .

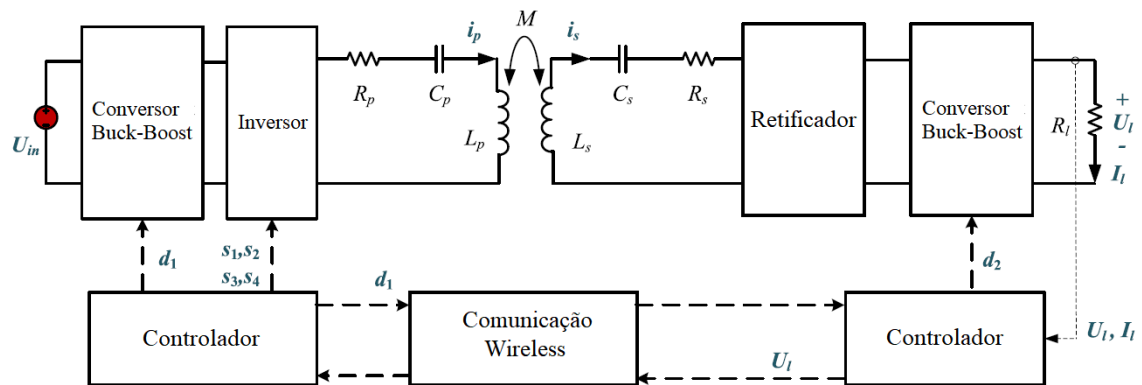
Um sistema de WPT com rastreamento da máxima eficiência na transferência de energia foi proposto por Dai et al. (2018). Como as variações no coeficiente de acoplamento magnético modificam a localização do ponto de máxima eficiência, os métodos tradicionais de rastreamento podem falhar se k não é identificado periodicamente. Portanto, os autores propõem um estimador dinâmico para o k , utilizando um *hardware* capaz de adaptar-se às variações de k e da carga R_L , incluindo um controle de tensão de saída. A Figura 18 apresenta a estratégia de *hardware* proposta pelos autores. O conversor Buck-Boost ligado à carga ajusta a impedância equivalente vista pela bobina secundária L_s por meio do *duty cycle* d_2 . Assim, o valor ótimo da impedância é mantido. O controle da tensão e corrente na saída (U_l , I_l) é realizado pelo laço de realimentação com comunicação *wireless* (RF). O controlador no lado primário do acoplamento indutivo ajusta o *duty cycle* d_1 , que

por sua vez regula a amplitude da tensão de entrada do inversor. Por fim, como a informação do valor de k é necessária para se conseguir rastrear o ponto de máxima eficiência, os autores propõem um estimador para o coeficiente de acoplamento magnético, cuja dependência é dada por d_1 e outros parâmetros do circuito equivalente considerados como constantes. A partir de variações em d_1 é possível estimar as variações decorrentes em k e assim atualizar o valor do coeficiente de acoplamento magnético conforme a equação:

$$k_l = k_p + \Delta d_1 \left. \frac{\partial f(d_1)}{\partial d_1} \right|_{d_1=d_{1p}} \quad (12)$$

onde k_l e k_p são os valores atualizado e prévio de k , respectivamente, Δd_1 é a variação do *duty cycle*, e $f(d_1)$ é a função proposta pelos autores que estima o coeficiente de acoplamento magnético a partir do *duty cycle* d_1 .

Figura 18: Topologia do sistema de WPT para rastreamento do ponto de máxima eficiência (DAI et al., 2018).



Uma solução para recarga dinâmica em veículos elétricos em movimento foi proposta por Liu et al. (2018), onde é utilizada uma matriz de bobinas transmissoras duplo D sobrepostas. A eficiência na transferência de energia é otimizada através do controle da corrente no circuito transmissor enquanto a bobina receptora se move acima da matriz transmissora. Para fins de análise, os autores utilizam duas bobinas duplo D sobrepostas com o objetivo de incrementar o campo magnético, sem gerar pontos de campo nulo. A rede de compensação utilizada é do tipo T (LCC) e o ponto de máxima eficiência é obtido através da razão ótima das correntes das bobinas transmissoras. O rastreamento do ponto ótimo da eficiência é realizado por meio da medida da impedância equivalente vista pela saída de cada inversor, que realiza a excitação da sua respectiva bobina transmissora. O valor de referência para o método proposto de controle depende exclusivamente dos parâmetros de circuito e é independente do movimento da bobina receptora, não necessitando medir em tempo real a indutância mútua. O sistema proposto consegue manter a eficiência acima de 88% para bobinas receptoras se movimentando em até 5 km h^{-1} .

Um método de controle para rastreamento do ponto de máxima potência é proposto por Hu et al. (2017). O sistema proposto não utiliza comunicação RF entre os lados primário e secundário do circuito. A atuação é realizada no lado secundário através de um conversor chaveado conforme ilustrado na Figura 19. O método

proposto utiliza a medida da corrente de carga da bateria (I_{bat}) como monitor da potência de saída. Os autores demonstram que o conversor chaveado pode modificar a impedância vista pela bobina receptora (L_2) e, assim, controlar a potência de saída na carga frente às variações no coeficiente de acoplamento magnético k . Ainda é demonstrado que o conversor chaveado pode modificar o ganho de transmissão, cuja definição é dada por $G_v = \frac{U_{rec}}{U_{in}}$. A Figura 20 mostra a potência transmitida à carga em função do ganho G_v para alguns valores discretos de k . O sistema proposto é capaz de manter a potência na carga para coeficientes k variando entre 0,13 e 0,28.

Figura 19: Topologia proposta para rastreamento do ponto de máxima potência (HU et al., 2017).

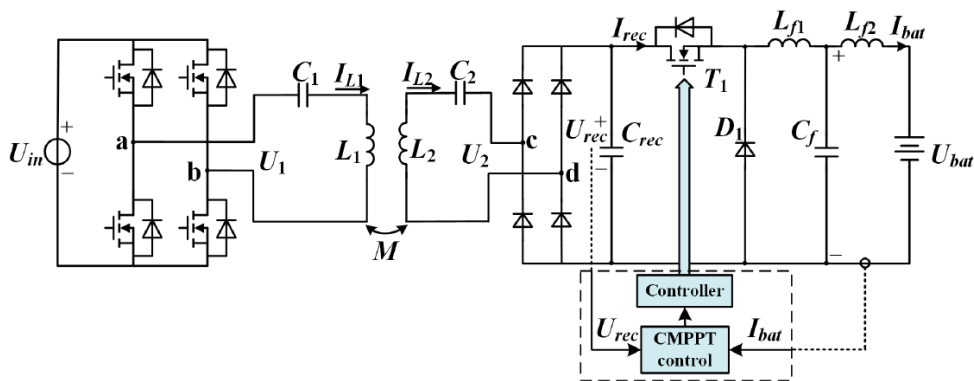
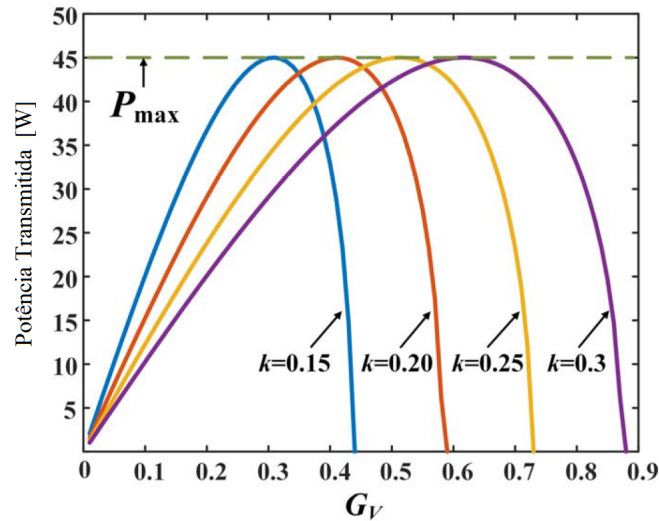


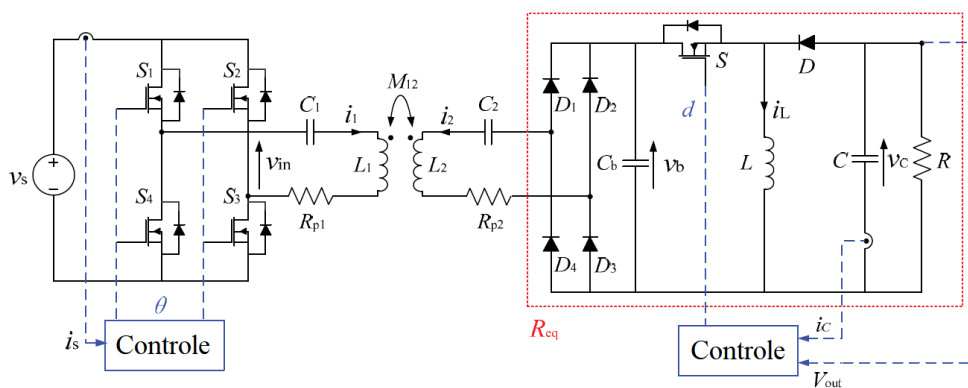
Figura 20: Relação da potência transferida em função do ganho G_v e de k (HU et al., 2017).



Uma estratégia para rastreamento dinâmico do ponto de máxima eficiência similar à ilustrada na Figura 19 é apresentada por Yang et al. (2017). No lado primário do acoplamento indutivo, a corrente de entrada é medida e usada como sinal de realimentação para um algoritmo de busca tipo *hill-climbing*, cujo objetivo é encontrar

a amplitude máxima da corrente. A variável de atuação é o ângulo de defasagem da tensão de entrada com relação aos sinais de chaveamento no inversor. Já no lado secundário, o conversor Buck-Boost modula a impedância vista pela bobina secundária através do *duty cycle*, permitindo assim buscar o valor ótimo de carga e rastrear o ponto de máxima eficiência. A estratégia de controle utilizada é por Modo Deslizante (SMC - *Sliding Mode Control*), cujos resultados de tempo de acomodação e sobrepasso (*overshoot*) foram reduzidos se comparados a uma estratégia clássica de controle Proporcional-Integral. A topologia do sistema de WPT proposta é apresentada na Figura 21.

Figura 21: Topologia do sistema de WPT com compensação série para cargas dinâmicas (YANG et al., 2017).

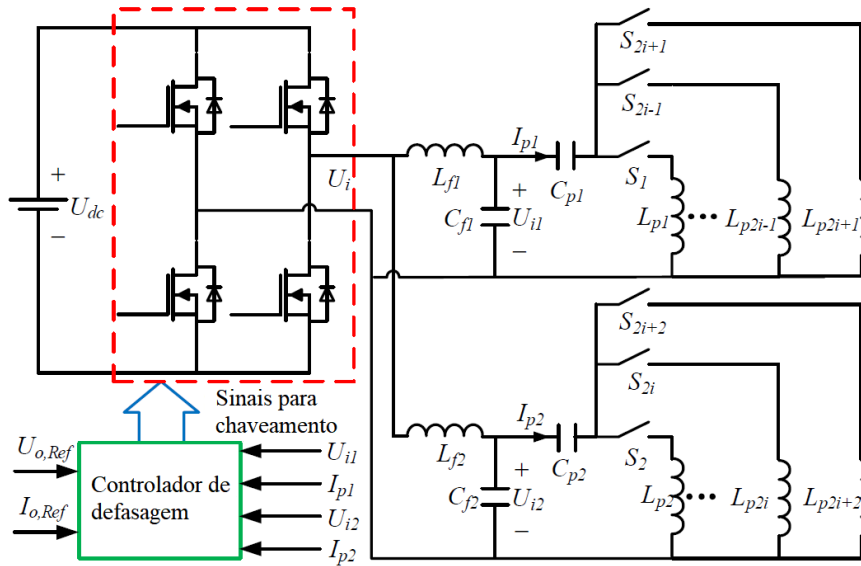


Além do rastreamento do ponto ótimo em sistemas de WPT, onde a carga e o coeficiente de acoplamento magnético são variáveis, outro tópico que se apresenta na literatura é a localização em que se realiza as estratégias de controle no circuito. Dependendo da aplicação, o controle pode estar no circuito receptor. Entretanto, em situações onde há restrição para o volume máximo admitido para o circuito receptor, o controle atua frequentemente na base transmissora. Alguns sistemas de WPT utilizam formas de se estimar as grandezas elétricas na carga por meio de medidas efetuadas no lado primário do circuito, evitando o uso de comunicação RF entre os dois lados do acoplamento indutivo e reduzindo assim a complexidade do circuito.

Um método para estimativa da tensão ou corrente na carga de um sistema de WPT voltado para veículos elétricos é apresentado por Wang et al. (2017). O método proposto utiliza a medida da impedância de entrada do circuito para estimativa da potência consumida pela carga. A Figura 22 mostra o lado primário do sistema de WPT proposto pelos autores, o qual prevê múltiplas bobinas transmissoras, que compõem uma pista sobre a qual o circuito receptor se movimenta. O controlador utiliza os sinais de tensão U_i e de corrente I_p de duas bobinas adjacentes e os compara com os sinais de tensão e corrente (U_o e I_o) de referência para a saída. A saída do controlador gera os sinais de chaveamento da ponte completa formada pelos transistores MOSFETs.

A estratégia de controle proposta pelos autores é melhor detalhada na Figura 23. A partir das medidas da tensão e corrente em duas bobinas transmissoras adjacentes, o cálculo da parte real e imaginária das respectivas impedâncias refletidas (Z_{r1} e Z_{r2})

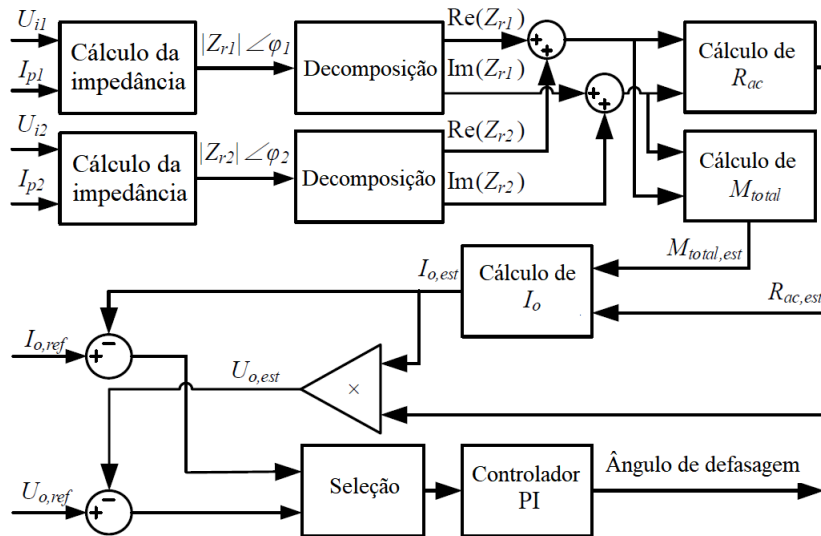
Figura 22: Estratégia de controle no lado primário do acoplamento indutivo (WANG et al., 2017).



é efetuado. Logo após, a parte real da impedância no secundário (R_{ac}) e a indutância mútua total (M_{total}) são estimadas. Cabe ressaltar que a indutância mútua total corresponde à soma das indutâncias mútuas entre cada bobina transmissora com a receptora. Por fim, a corrente de saída (I_o) é estimada, juntamente com a tensão de saída U_o . O método proposto pelos autores ainda possibilita um modo de seleção para controle da tensão ou corrente de saída. O controlador Proporcional-Integral (PI) procura minimizar o erro da variável selecionada através do sinal de atuação ângulo de defasagem a ser inserido na ponte completa. De acordo com os autores, o método de controle proposto possibilita a recarga dinâmica tanto com compensação série, quanto com paralela no secundário, sem a necessidade de comunicação entre os dois lados do acoplamento indutivo.

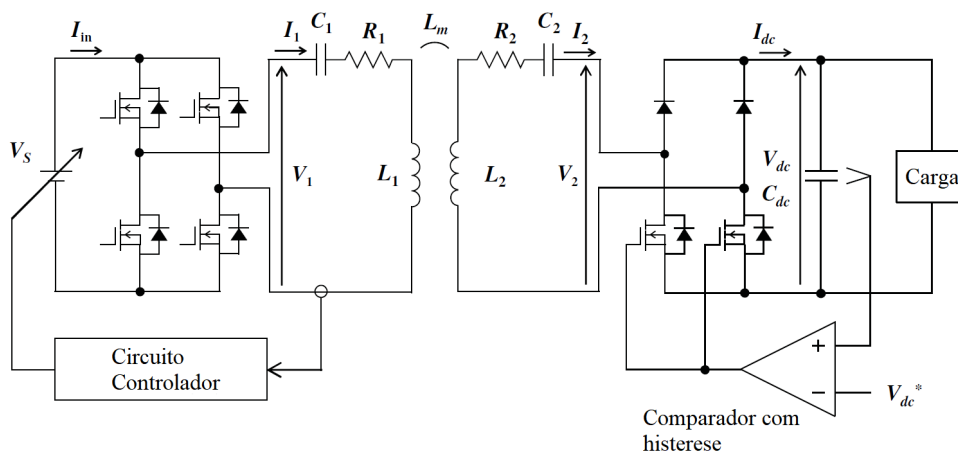
Uma estratégia de controle é apresentada por Hata, Imura e Hori (2017) para se atingir o ponto de máxima eficiência em um sistema de WPT, utilizando um retificador semi-ativo no lado secundário do acoplamento indutivo. Através de um circuito de compensação Série-Série (SS), os autores demonstram que o ponto de máxima eficiência pode ser determinado exclusivamente por medidas realizadas no lado primário do acoplamento indutivo. Conforme mostra a Figura 24, um comparador com histerese é utilizado no circuito receptor a fim de controlar a tensão de saída V_{dc} dentro de uma faixa pré-estabelecida. Quando V_{dc} está acima do limite máximo, o comparador aciona os dois transistores FETs, desconectando o lado secundário do acoplamento indutivo do retificador. Por outro lado, quando V_{dc} estiver abaixo do limite mínimo, os FETs ficam no estado de corte e os diodos fixos com os diodos de roda livre de cada transistor formam uma ponte retificadora completa, carregando o capacitor de saída C_{dc} . Desta forma, os autores demonstram que a tensão de entrada V_1 para a máxima eficiência pode ser obtida através das medidas de variação da corrente e tensão no lado primário causada pelos dois modos de operação do retificador semi-ativo no lado secundário do acoplamento indutivo. Portanto, os au-

Figura 23: Estratégia de controle para geração do sinal de atuação no inversor (WANG et al., 2017).



tores apresentam mais uma solução para alimentação de cargas dinâmicas, buscando a eficiência máxima na transferência de energia sem a necessidade de comunicação entre os dois lados do acoplamento indutivo.

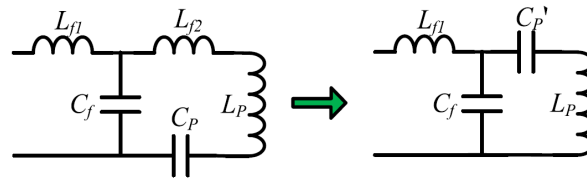
Figura 24: Topologia do sistema de WPT com compensação série para cargas dinâmicas (HATA; IMURA; HORI, 2017).



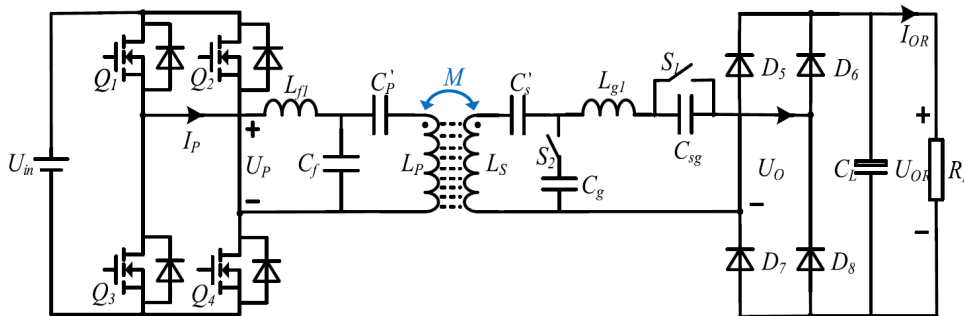
Paralelamente às estratégias de controle de sistemas de WPT, seja no lado primário ou secundário do acoplamento indutivo, estão as redes de compensação, cujos parâmetros são variáveis de forma a garantir a PDL em situações de carga e coeficiente de acoplamento variáveis. Cai et al. (2018) apresentam uma análise de redes de compensação do tipo-T LCL, juntamente com compensação capacitiva série. Os autores demonstram que a topologia de compensação LCL no lado primário produz

uma amplitude de corrente constante na bobina transmissora, mesmo que a impedância total refletida para o primário varia devido às variações no coeficiente de acoplamento magnético. Também é demonstrado que a estratégia de compensação LCL no primário e capacitiva série no secundário pode produzir amplitude constante de tensão na saída. Por fim, também é analisado o efeito de se colocar a rede de compensação LCL tanto no primário, quanto no secundário. Através desta estratégia é possível obter amplitude de corrente constante na saída. Em todos os casos abordados, a impedância total refletida para o primário não possui parte imaginária. Portanto, é possível implementar o chaveamento baseado no ângulo de fase zero (ZPA - *Zero Phase Angle*) no inversor que faz a excitação do circuito mostrado na Figura 25.

Figura 25: Rede de compensação variável por chaveamento (CAI et al., 2018)



(a) Simplificação adotada para a rede LCL

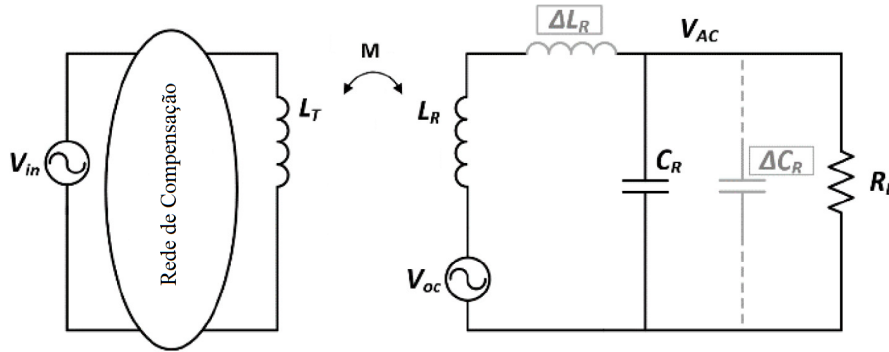


(b) Estratégia de chaveamento da rede de compensação

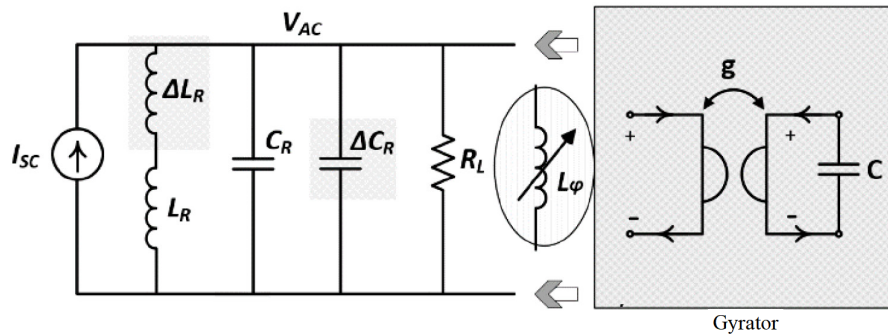
Independentemente do tipo de rede de compensação a ser utilizada, para torná-la variável é necessário variar-se a frequência de operação, ou os próprios valores dos componentes da rede. Muitas soluções têm sido apresentadas na literatura para a sintonia automática de acoplamentos indutivos ressonantes. Em (LIM et al., 2014), uma matriz capacitiva foi proposta com um sistema de chaveamento para compensar os efeitos da distância entre bobinas. Outra abordagem foi a adição de um indutor de núcleo saturado em paralelo ao circuito ressonante no lado receptor, onde um sistema de controle permite a sintonia contínua do acoplamento indutivo (ALDHAHER; LUK; WHIDBORNE, 2014a,b). Entretanto, para Saad et al. (2017) esta abordagem não é vantajosa para dispositivos receptores portáteis, por exemplo, devido à complexidade e ao volume requerido pelo circuito de controle. Por outro lado, a utilização de indutores chaveados em paralelo ao circuito receptor é uma outra abordagem menos volumosa, onde é também possível sintonizar o circuito ressonante de forma dinâmica (YANG et al., 2012). Assim, uma indutância ativa variável é proposta por Saad et al. (2017), cuja implementação é realizada através de um circuito gyrator em modo chaveado. Somado a isto, um método de controle

do ponto de ressonância por PLL (*Phase Locked Loop*) é apresentado como solução para a sintonia automática do acoplamento indutivo.

Figura 26: Sintonia do acoplamento indutivo utilizando o circuito gyrator (SAAD et al., 2017)



(a) Modelo simplificado de circuito equivalente, onde ΔL_R e ΔC_R indicam as variações que podem ocorrer na bobina receptora L_R e na capacitância de compensação paralela C_R

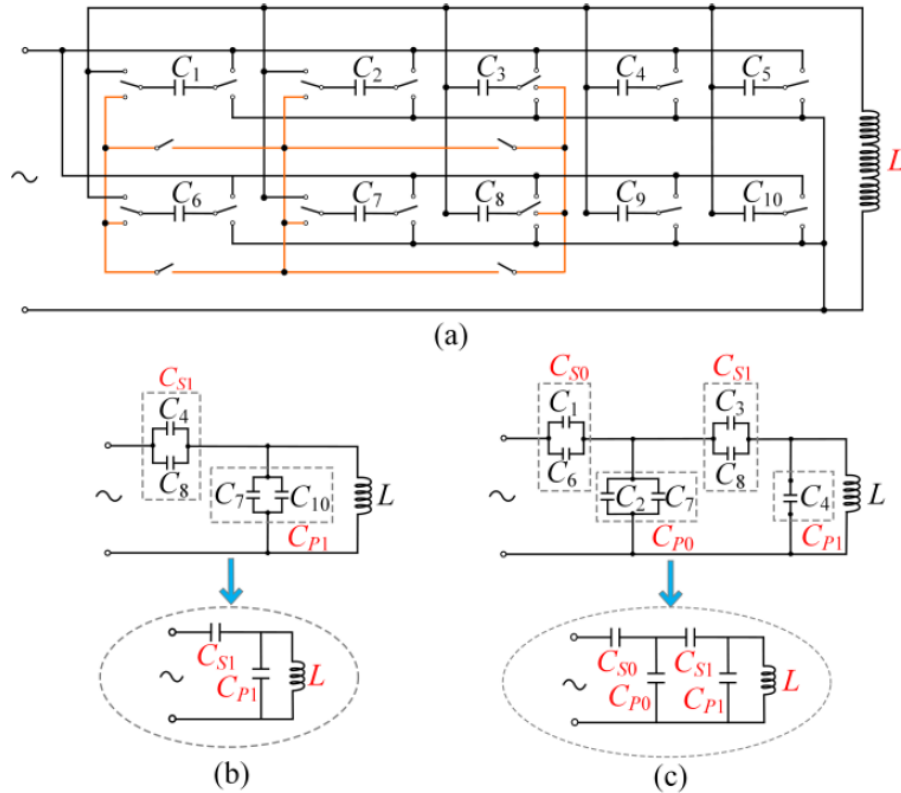


(b) Equivalente Norton do circuito ressonante receptor com o gyrator acoplado

Uma matriz capacitiva com um sistema de chaveamento é proposta como solução para a recarga dinâmica de veículos elétricos, permitindo que o estado de ressonância seja continuamente retomado frente às variações no coeficiente de acoplamento magnético e carga (ZHANG et al., 2018). Além da flexibilidade oferecida pela matriz capacitiva quanto ao tipo de rede de compensação, a inovação proposta pelos autores permite que apenas veículos elétricos autorizados possam ser recarregados em uma via pública. Isto se dá por meio de uma encriptação da energia, isto é, no circuito primário, cuja bobina transmissora é embutida na pista de rolagem, a frequência de excitação varia em passos de 1 kHz com duração de 10 ms. Assim, o circuito secundário, que está no veículo, deve adaptar-se também a esta variação de frequência, modificando o valor das capacitâncias da rede de compensação para o casamento de impedâncias. A Figura 27(a) mostra um exemplo de matriz capacitiva 2×5 proposta por Zhang et al. (2018) e, na Figura 27(b) e (c), as possibilidades de ligação dos capacitores para formar redes adaptáveis do tipo Série-Paralelo (SP) e Série-Paralelo em cascata (SP²).

O uso de componentes chaveados nas redes de compensação pode trazer alguns inconvenientes como por exemplo os circuitos de controle das chaves que realizam a

Figura 27: (a) Exemplo de matriz 2 X 5 configurável; (b) Rede de compensação Série-Paralelo (SP); (c) Rede de compensação Série-Paralelo em cascata (SP²) (ZHANG et al., 2018).

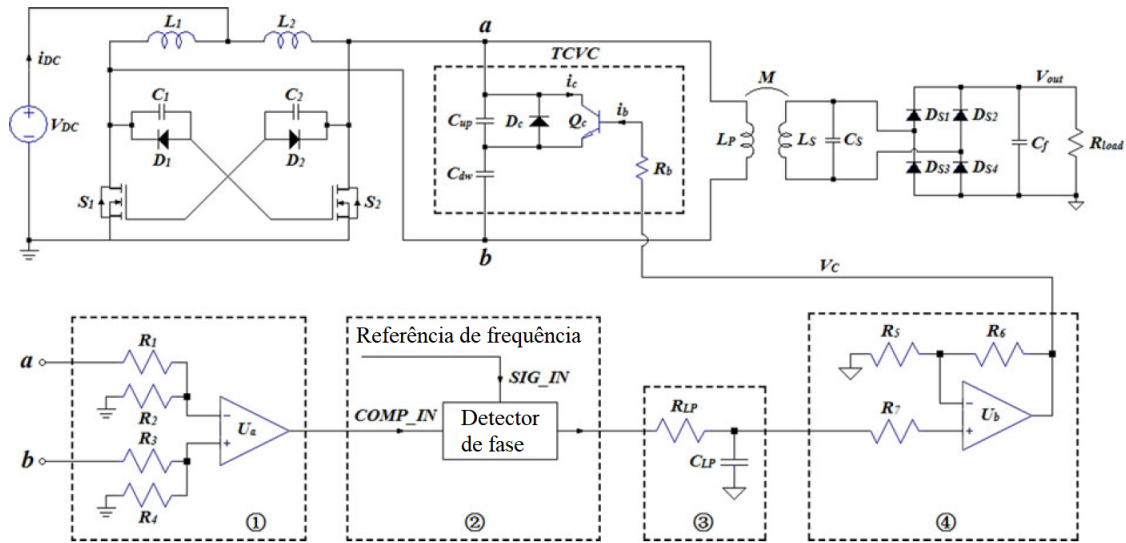


comutação dos componentes passivos. As chaves ativas necessitam de circuitos de acionamento (*gate drivers*) e, muitas vezes, fontes de alimentação separadas para tal função. Isto pode resultar em circuitos complexos e volumosos, tornando-se uma situação inconveniente quando instalados no lado secundário de um acoplamento indutivo. Além disto, em frequências de excitação elevadas é difícil garantir o chaveamento suave, isto é, assegurar que os dispositivos comutem no cruzamento por zero da tensão (ZVS - *Zero Voltage Switching*), reduzindo a interferência eletromagnética. Portanto, um capacitor controlado por tensão é proposto por Tian e Hu (2017) como meio de controle dinâmico da frequência de excitação de um sistema de WPT. A Figura 28 mostra a topologia proposta para o controle do acoplamento indutivo.

Um conversor *push-pull* autônomo é usado como fonte de excitação do circuito, cuja frequência de oscilação depende de um circuito LC. Os autores propõem um capacitor variável controlado via transistor bipolar para alterar esta frequência a partir de uma tensão contínua. Os blocos 1-4 fazem parte de uma malha de controle PLL, na qual a frequência de excitação do circuito tende a seguir o valor de *SIG_IN*, que corresponde à referência de frequência. O sistema de WPT proposto consegue produzir uma potência máxima de 10,8 W, operando a 1,65 MHz. Além disto, a malha de controle PLL consegue manter esta frequência de operação constante sob uma variação de resistência de carga (R_L) de 50 Ω até 250 Ω , e coeficiente de acoplamento magnético (k) de 0,53 até 0,62.

A Tabela 1 resume as principais soluções publicadas nos últimos anos para sin-

Figura 28: Capacitor variável controlado via transistor (TIAN; HU, 2017).



tonia de acoplamentos indutivos, em que a eficiência na transmissão de energia ou a potência transferida à carga são maximizadas. Em aplicações de alta potência, como por exemplo em veículos elétricos, nota-se a utilização frequente de conversores chaveados. Já em aplicações de média potência, como em eletrônicos de consumo, as redes de compensação ou a frequência de excitação variáveis são utilizadas para sintonia do acoplamento indutivo. Além disto, as condições de ressonância são monitoradas através da medida da impedância vista pela fonte de excitação, caso a atuação seja no lado primário do acoplamento indutivo, ou na impedância vista pela carga se a rede de compensação é alterada no lado secundário. Em sistemas de WPT mais complexos a atuação ocorre em ambos os lados do circuito. Por fim, existe uma tendência nos últimos anos em considerar as condições de operação variáveis no projeto de acoplamentos indutivos, isto é, o valor da carga e do coeficiente de acoplamento indutivo têm sido considerados variáveis nas soluções propostas na literatura.

Tabela 1: Resumo do estado da arte de soluções para maximização da potência e eficiência

Referência	Variável Maximizada	Técnica de controle	Local de Atuação	Condições de Operação
(DAI et al., 2018)	Eficiência	Conversor CC-CC	No primário e no secundário com comunicação Wireless	Carga e acoplamento magnético dinâmicos
(LIU et al., 2018)	Eficiência	Controle da corrente primária através da medida da impedância de entrada	No primário, sem monitoramento do secundário	Acoplamento magnético dinâmico
(HU et al., 2017)	Potência	Conversor CC-CC no controle da impedância vista pela bobina secundária	No secundário, sem comunicação Wireless	Carga e acoplamento magnético dinâmicos
(YANG et al., 2017)	Eficiência	Conversor CC	No primário e no secundário sem comunicação Wireless	Carga variável
(WANG et al., 2017)	Potência	Medida da impedância de entrada com atuação via Inversor	No primário, sem monitoramento do secundário	Carga dinâmica
(HATA; IMURA; HORI, 2017)	Eficiência	Medida da impedância de entrada com atuação via Inversor	No primário e no secundário sem comunicação Wireless	Carga dinâmica
(CAI et al., 2018)	Potência	Rede de compensação chaveada variável	No primário e no secundário sem comunicação Wireless	Carga e acoplamento magnético dinâmicos
(SAAD et al., 2017)	Potência	Rede de compensação chaveada variável baseada em gyrator	No secundário	Carga e acoplamento magnético dinâmicos
(ZHANG et al., 2018)	Potência	Rede de compensação variável chaveada com matriz capacitiva	No secundário	Carga e acoplamento magnético dinâmicos
(TIAN; HU, 2017)	Potência	Capacitor controlado por tensão para ajuste dinâmico da frequência	No primário, sem monitoramento do secundário	Carga e acoplamento magnético dinâmicos
(PORTO et al., 2017)	Potência	Capacitor controlado por tensão na rede de compensação	No primário, sem monitoramento do secundário	Carga e acoplamento magnético dinâmicos

3 METODOLOGIA DE PROJETO DE UM SISTEMA DE WPT

Um dos pontos importantes para o desenvolvimento de sistemas de WPT é o projeto do acoplamento indutivo com compensação. Embora tais sistemas possam ser aplicados desde microimplantes biomédicos até recarga de veículos elétricos, os procedimentos para o projeto possuem similaridades. Dispositivos de pequena e média potência como por exemplo implantes biomédicos, módulos de redes de sensores sem fio e telefones celulares impõem restrições no volume total disponível para o circuito receptor (MASUCH; RESTITUTO, 2009; RIANO; SOUSA, 2014; CABRERA; SOUSA, 2015). Portanto, em aplicações onde há restrição de volume para o dispositivo a ser alimentado ou carregado, inicia-se o projeto definindo as dimensões para a bobina secundária ou bobina receptora. Para o caso de bobinas planares ou bobinas impressas em placas de circuito, define-se o máximo diâmetro externo primeiramente (JOW; GHOVANLOO, 2007; PORTO et al., 2015). A partir das características construtivas do indutor, obtém-se um modelo de circuito equivalente conforme seção 3.1.

3.1 Modelagem Matemática de Bobinas Planares Circulares

Uma bobina planar circular tem seus parâmetros geométricos indicados na Figura 29. Tais parâmetros definem o fator de qualidade Q do indutor, cuja equação é dada por:

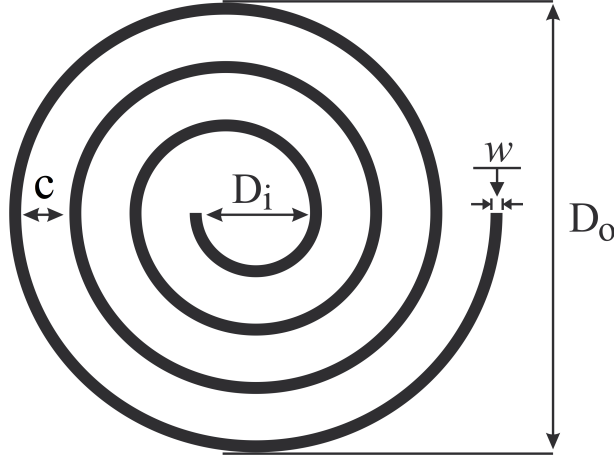
$$Q = \frac{\omega \cdot U_L}{P_d} \approx \frac{\omega \cdot L}{R_{ac}} \quad (13)$$

onde ω é a frequência angular de excitação dada em radianos por segundo, U_L é a energia armazenada no indutor dada em joules, P_d é a potência em watts dissipada no indutor, L é a autoindutância em henry e R_{ac} é a resistência em ohms do material condutor do indutor sob corrente alternada.

O fator de qualidade Q e o coeficiente de acoplamento magnético k são importantes parâmetros para garantir a transferência de energia entre as bobinas transmissora e receptora de forma eficiente. Em Bosshard et al. (2013) é mostrado que estes dois parâmetros devem ser maximizados em um projeto de acoplamento indutivo. A partir da Equação 13 nota-se que a frequência de excitação ω pode ser usada para aumentar o Q . Entretanto, à medida em que a frequência aumenta a resistência da trilha R_{ac} tende a aumentar pelo efeito *skin*, reduzindo o fator de qualidade Q .

A resistência elétrica total vista nos terminais da bobina planar da Figura 29 sob corrente alternada é dada por Jow e Ghovanloo (2007):

Figura 29: Geometria de uma bobina planar circular, onde D_o é o diâmetro externo, D_i é o diâmetro interno, c é o espaçamento entre trilhas ou condutores, e w é a largura da trilha ou do condutor.



$$R_{ac} = R_{dc} \cdot \frac{h}{\delta \cdot (1 - e^{-\frac{h}{\delta}})} \quad (14)$$

onde R_{dc} é a resistência elétrica em ohms da bobina em corrente contínua, h é a espessura do condutor em metros e δ é a profundidade de penetração em metros dada por:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (15)$$

onde ρ é a resistividade elétrica do condutor em ohm-metro, μ é a permeabilidade magnética do meio dada em henry por metro e f é a frequência de excitação dada em hertz. A resistência elétrica R_{dc} é calculada pela expressão:

$$R_{dc} = \rho \cdot \frac{l}{w \cdot h} \quad (16)$$

onde l é o comprimento em metros do material condutivo usado para compor a bobina. Para computar o valor de l é necessário avaliar a integral dada por:

$$l = \int_0^{2\pi N} \sqrt{[r(\theta)]^2 + \left[\frac{d}{d\theta}r(\theta)\right]^2} d\theta \quad (17)$$

onde $r(\theta)$ é a posição média de um ponto sobre o condutor em função do ângulo θ em coordenadas polares. A origem é tomada no centro do espiral e $r(\theta)$ é calculado a partir de

$$r(\theta) = \frac{D_o}{2} - \frac{\theta}{2\pi} \cdot (w + c) \quad \forall \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi N \quad (18)$$

Apesar de existirem várias expressões compactas na literatura para a autoindutância de bobinas (BOSSHARD et al., 2013; HURLEY; DUFFY, 1995; GROVER, 1946), para bobinas planares circulares a autoindutância pode ser estimada a partir da expressão (MOHAN et al., 1999):

$$L = \frac{\mu \cdot N^2 \cdot D_{avg}}{2} \cdot \left[\ln \left(\frac{2.46}{\varphi} \right) + 0.20 \cdot (\varphi)^2 \right] \quad (19)$$

onde N é o número de espiras, D_{avg} é o diâmetro médio em metros e φ é a taxa de ocupação, cujo cálculo é dado por:

$$\varphi = \frac{D_o - D_i}{D_o + D_i} \quad (20)$$

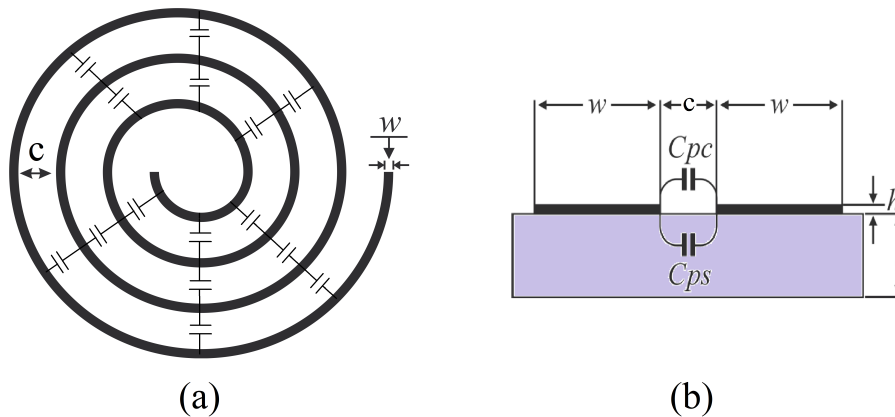
onde D_o é o diâmetro externo e D_i é o diâmetro interno, ambos em metros, como ilustrado na Figura 29.

Outro parâmetro que pode influenciar no desempenho do acoplamento indutivo é a capacitância parasita da bobina. Em Jow e Ghovanloo (2007), a capacitância parasita C_P é estimada através de dois componentes: C_{pc} formado pelo dielétrico ar, e C_{ps} formado pelo substrato da placa de circuito impresso, como ilustrado na Figura 30. Assim, se for considerado o comprimento l do material condutivo utilizado na composição da bobina, então a capacitância parasita C_P pode ser descrita por:

$$C_P = C_{pc} + C_{ps} \approx (\alpha \cdot \varepsilon_{rc} + \beta \cdot \varepsilon_{rs}) \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{h \cdot l}{c} \quad (21)$$

onde ε_{rc} e ε_{rs} são as permissividade dielétrica do ar e do substrato da placa de circuito impresso, respectivamente. As constantes α e β são estimadas através de simulações e experimentos, como descrito em Jow e Ghovanloo (2007).

Figura 30: (a) Capacitância parasita distribuída ao longo do comprimento do espiral. (b) Detalhe da seção transversal entre duas trilhas e as duas componentes de capacitância parasita. Adaptado de Jow e Ghovanloo (2007).



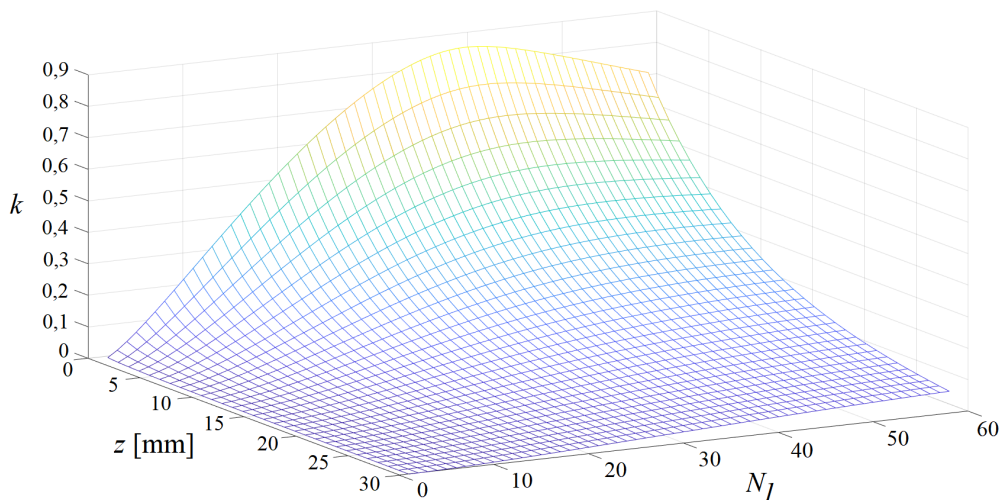
3.2 Procedimento de Projeto de um acoplamento indutivo

A partir da modelagem matemática de um acoplamento indutivo, o projeto pode ser conduzido através de um fluxograma que atende às aplicações de campo próximo e baixa potência como em dispositivos eletrônicos móveis (PORTO et al., 2018). Os parâmetros geométricos da bobina receptora (bobina secundária) são diretamente

afetados pela aplicação. No caso de bobinas planares, deve-se utilizar toda a área disponível para o bobinado (BOSSHARD et al., 2013). Assim, o diâmetro interno tenderá a zero e o diâmetro externo estará limitado de acordo com o espaço disponível. Além disto, a tecnologia de fabricação impõe limite mínimo para o espaçamento entre as trilhas, cuja largura deve também atender às especificações de potência requerida pela carga. Desta forma, o número máximo de espiras da bobina secundária N_2 é determinado por estas restrições geométricas. Neste ponto, é possível calcular o modelo de circuito equivalente da bobina secundária utilizando as Equações 21, 19 e 14.

Uma vez definidos os parâmetros geométricos da bobina secundária, deve-se determinar o número de espiras da bobina primária (ou sua indutância), buscando, se possível, maximizar o coeficiente de acoplamento magnético e a potência na carga. Se for tomado como exemplo uma bobina receptora planar e circular com 38 espiras e 38 mm de diâmetro, o coeficiente de acoplamento magnético k pode ser estimado para diversos valores de indutância primária (bobina transmissora). A Figura 31 apresenta os resultados de simulação por elementos finitos de k em função do número de espiras do primário N_1 e da distância entre as bobinas z . Nota-se que para distâncias pequenas, como por exemplo para $z < 5$ mm, k possui um máximo para um dado N_1 , cujo valor é similar ao número de espiras do indutor secundário N_2 . Entretanto, quando as bobinas estão mais afastadas estes máximos de k não são mais salientes e o aumento de k é obtido através do aumento de N_1 , isto é, distâncias maiores de operação exigem uma bobina transmissora também maior.

Figura 31: Coeficiente de acoplamento magnético k como função da distância entre bobinas, z , e o número de espiras da bobina primária N_1 . Dados de simulação em elementos finitos obtidos a partir de uma bobina receptora com 38 mm de diâmetro e 38 espiras.



A partir de uma distância nominal de operação z entre indutores, o número ótimo de espiras do indutor primário N_1 pode ser encontrado a partir dos resultados de simulação apresentados na Figura 31. Assim, na Figura 32(a) são mostrados os valores de N_1 que maximizam o k para distâncias entre 1 mm e 12 mm. Dada uma

distância nominal de operação, N_1 pode estimado a partir de um ajuste de curvas, cuja equação é dada por:

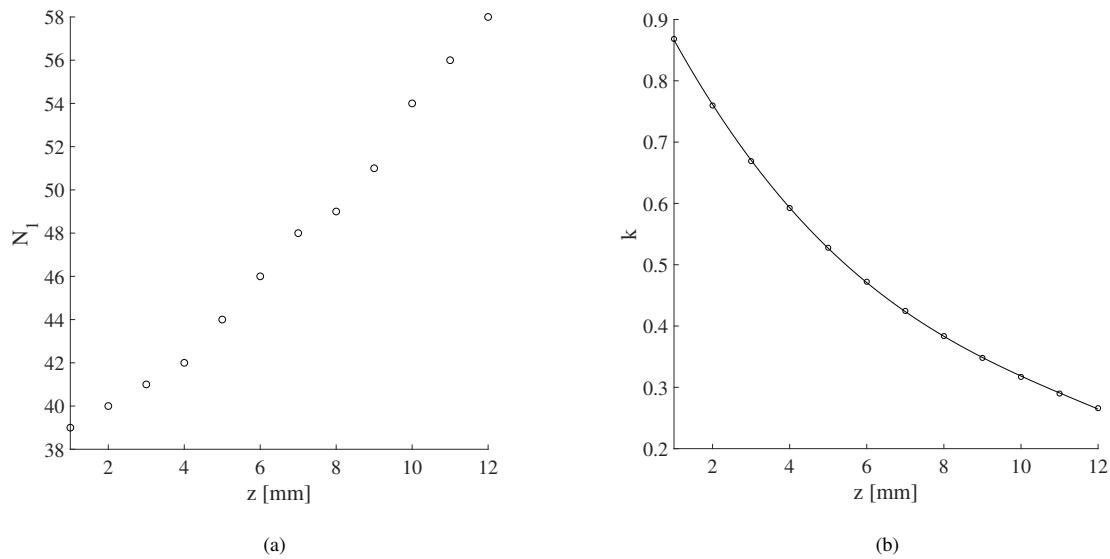
$$N_1 = 0,0065 \cdot z^2 + 0,92 \cdot z + 38 \quad (22)$$

onde z é dado em milímetros. Na Figura 32(b) são mostrados os respectivos valores ótimos de k em função da distância z . Usando interpolação polinomial se obtém a seguinte equação que descreve o comportamento de k :

$$k = -0,00024 \cdot z^3 + 0,0084 \cdot z^2 - 0,13 \cdot z + 0,99 \quad (23)$$

onde z é dado em milímetros. É importante salientar que as Equações 22 e 23 são válidas apenas para indutores com geometria planar e circular, conforme a Figura 30, posicionados com seus eixos alinhados e distantes até 12 mm.

Figura 32: (a) Número ótimo de espiras do indutor primário N_1 em função da distância z e (b) o respectivo valor do coeficiente de acoplamento magnético k .



A Tabela 2 mostra diferentes projetos de acoplamento indutivo com quatro capacitores de compensação, em que a indutância L_1 é variada pelo número de espiras, tendo como consequências a variação do diâmetro da bobina transmissora e o acoplamento magnético k . Para o cálculo da PDL e da eficiência (η) foram considerados os seguintes parâmetros: amplitude da fonte de excitação $v_g = 10 V_{pp}$, frequência de operação $f = 1 \text{ MHz}$, carga $R_L = 47 \Omega$ e distância entre bobinas $z = 1 \text{ mm}$. A bobina receptora foi considerada fixa em $N_2 = 38$ espiras e 38 mm de diâmetro. Nota-se que a potência na carga P_L é relativamente baixa quando o indutor primário L_1 possui poucas espiras. Na medida em que se aumenta N_1 entre 10 a 15 espiras, P_L também aumenta até atingir valores próximos a 7 W. Para cada mudança de L_1 e k um algoritmo de busca para os valores dos quatro capacitores de compensação é executado de tal forma a maximizar P_L (AZAMBUJA et al., 2014). Vale ressaltar que a PDL maximizada não está diretamente relacionada com o ponto de máximo

Tabela 2: Projetos de acoplamento indutivo compensado em função do número de espiras do indutor primário para $z = 1$ mm.

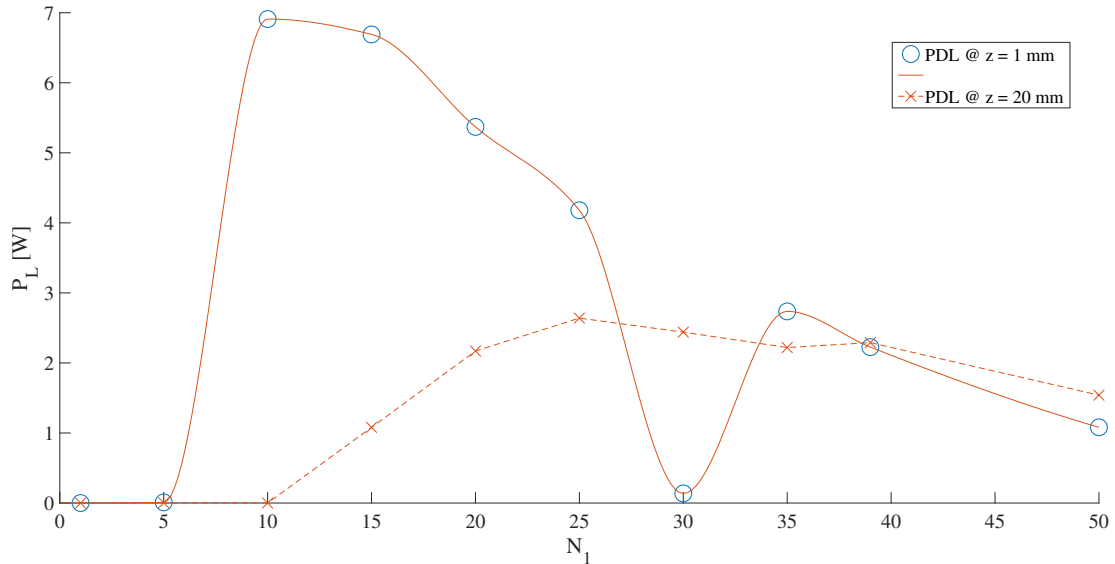
N_1	L_1 [μ H]	C_1 [F]	C_2 [F]	C_3 [F]	C_4 [F]	P_L [W]	k	η [%]
1	0,00095	27μ	360μ	1,5n	13n	$37,95\mu$	0,01095	0,0011
5	0,05336	390n	20μ	1,5n	8,2n	9,39m	0,11003	0,0873
10	0,38395	1p	62n	1,5n	3,9n	6,91	0,26397	55,790
15	1,25110	3,6n	27n	2,4n	360p	6,69	0,41936	64,470
20	2,91390	680p	12n	270n	5p	5,37	0,56351	59,500
25	5,63170	1,2n	3,6n	470p	1p	4,18	0,68880	51,120
30	9,66370	3p	2n	430p	4p	0,137	0,78814	16,570
35	15,2690	1p	1,3n	360p	2p	2,736	0,85245	52,070
39	21,0600	5p	910p	390p	1p	2,226	0,86829	60,100
50	44,1170	2p	470p	330p	2p	1,081	0,79569	57,090

de k . Portanto, a escolha do indutor primário (ou bobina transmissora) não está atrelada ao máximo coeficiente de acoplamento magnético.

A Figura 33 mostra a PDL maximizada pela rede de capacitores de compensação. Cada indutor primário (L_1) exige um novo conjunto de capacitores que maximize a PDL, uma vez que o coeficiente de acoplamento magnético também muda de acordo com o número de espiras N_1 . Nota-se que para $z = 1$ mm a PDL atinge valores próximos a 7 W quando N_1 está entre 10 e 15 espiras. Existe também um máximo local da PDL quando os indutores primário e secundário são similares, isto é, quando N_1 está entre 35 e 40 espiras. Já em 20 mm, o valor máximo da PDL se encontra em $N_1 = 25$, ou seja, para distâncias maiores de operação o indutor primário deve possuir maior indutância. Comparando-se as duas curvas da Figura 33, nota-se que em distâncias maiores de operação a PDL se mantém acima de 2 W quando N_1 está entre 20 e 40 espiras. Em distâncias pequenas de operação, como por exemplo $z = 1$ mm, a PDL possui duas regiões de valores máximos bem distintas. Além disto, deve-se evitar neste exemplo de projeto a realização de um indutor primário com 30 espiras, pois o valor da PDL se reduz nestas condições de operação.

O fluxograma apresentado na Figura 34 resume os passos para o projeto do acoplamento indutivo com compensação. A partir das restrições geométricas impostas pela aplicação, e pelas restrições tecnológicas para a fabricação de bobinas planares, o modelo da bobina receptora é obtido através das equações apresentadas neste capítulo. De posse da bobina receptora e havendo a determinação da distância nominal de operação, o coeficiente de acoplamento magnético k é estimado conforme os valores apresentados nas Figuras 31 e 32(b). Embora seja possível obter uma expressão analítica de N_1 que maximiza a PDL para uma dada distância de operação z , pode ser mais viável a realização de um algoritmo de busca de N_1 de tal forma a maximizar a função objetivo P_L , considerando a dependência de k com N_1 e z . Assim, uma vez determinado N_1 , o modelo de circuito equivalente da bobina transmissora pode ser calculado. Salienta-se que esta abordagem para escolha do diâmetro externo da bobina transmissora só é válida para o caso de bobinas planares circulares e que estejam com seus eixo alinhados. Para outras geometrias de bobinas novas simulações deverão ser feitas. Em (JOW; GHOVANLOO, 2007) é usado um outro critério para a escolha do diâmetro externo da bobina transmissora, tal que o

Figura 33: PDL maximizada em função do número de espiras do indutor primário (N_1) para as distâncias nominais de operação $z = 1$ mm e $z = 20$ mm.



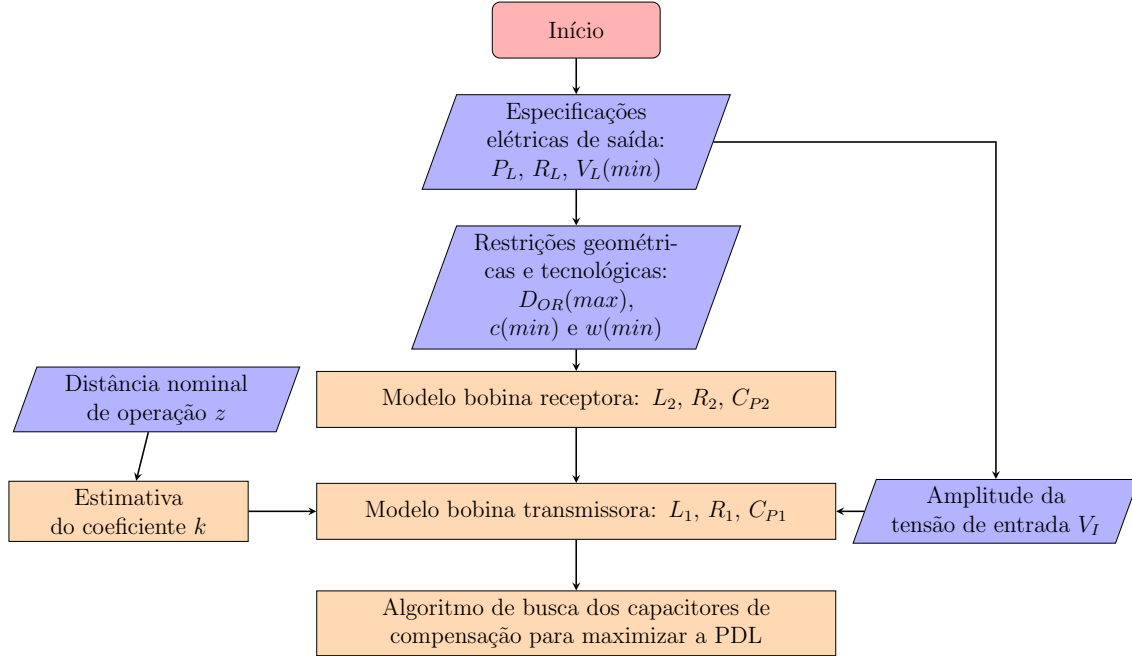
campo magnético seja maximizado no centro da bobina receptora. Assim como em (BOSSHARD et al., 2013) é apresentada uma ampla abordagem sobre a otimização da geometria de bobinas para diferentes usos.

A partir do acoplamento indutivo básico determinado, juntamente com o conhecimento da carga que se deseja alimentar (valor de R_L ou da potência necessária na carga P_L) e a frequência de operação do sistema, o algoritmo de busca dos quatro capacitores de compensação é utilizado para determinação da rede de compensação que maximiza a PDL (AZAMBUJA et al., 2014).

3.2.1 Exemplo de projeto de um acoplamento indutivo compensado

Nesta seção é apresentado um exemplo de projeto de acoplamento indutivo com compensação capacitiva de acordo com a metodologia descrita neste capítulo. A aplicação de WPT destina-se a alimentar um módulo sensor sem fio conforme descrito em Müller et al. (2012). Para tanto, utiliza-se uma bobina planar circular confeccionada em Placa de Circuito Impresso (PCB), cujo diâmetro externo está limitado em 38 mm. A partir das restrições impostas pelo processo de fabricação da PCB e também da potência requerida pela carga, a largura de trilha, w , foi definida em 0,25 mm e o espaçamento entre trilhas, c , também definido em 0,25 mm. Desta forma, o número de espiras da bobina receptora resulta em $N_2 = 38$. Assim, utilizando-se as Equações 21, 19 e 14 o circuito equivalente da bobina receptora é determinado: $L_2 = 18,96 \mu\text{H}$, $R_2 = 3,6 \Omega$ e $C_{P2} = 2,4 \text{ pF}$. Para fins de comparação, são tomadas duas distâncias de operação, que formam a faixa de trabalho do sistema WPT proposto: (a) $z_1 = 1$ mm, isto é, dentro da região onde k é considerado um acoplamento forte; e (b) $z_2 = 20$ mm, ou seja, na região onde k já é considerado um acoplamento fraco. Portanto, dois projetos de WPT são abordados e comparados nesta seção.

Figura 34: Fluxograma para o projeto de um acoplamento indutivo com compensação capacitiva fixa.

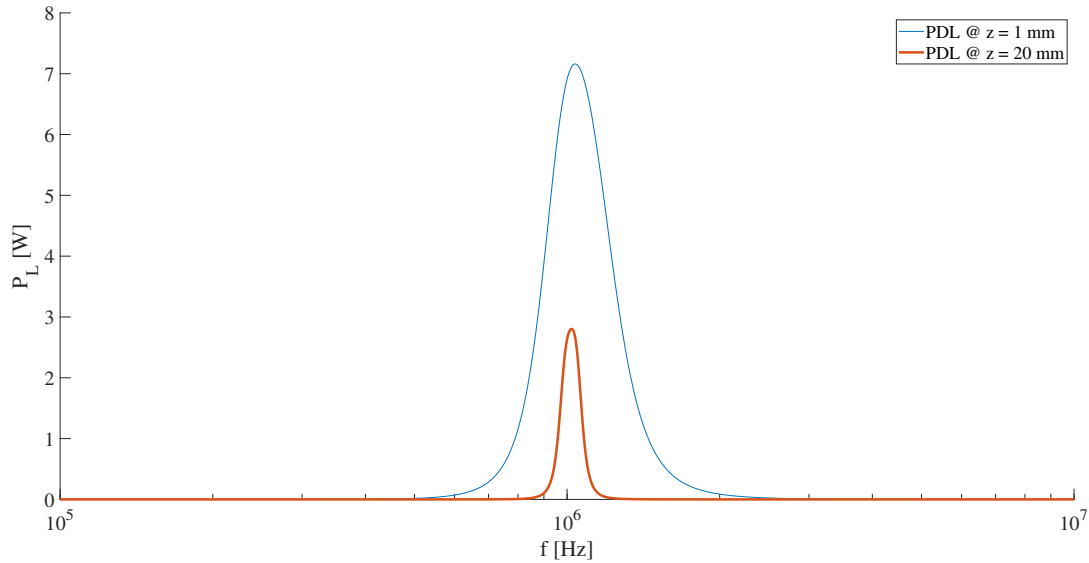


Na situação estabelecida em (a), isto é, $z_1 = 1$ mm, o coeficiente de acoplamento magnético é maximizado quando $N_1 = 10$, de acordo com a Figura 33. Portanto, a bobina primária apresenta o modelo de circuito equivalente com $L = 0,38395$ μH , $R_1 = 0,2511$ Ω e $C_{P1} = 0,1667$ pF. A partir de uma simulação de elementos finitos, nesta distância de operação e com estas bobinas, o coeficiente de acoplamento magnético resulta em $k = 0,26397$. Para a escolha da rede de compensação capacitiva ainda é necessário definir o valor da carga R_L . O consumo do módulo sensor sem fio pode ser representado por uma carga resistiva de 50 Ω . Deve-se levar em conta também que a frequência de operação está limitada pelas restrições da eletrônica de potência envolvida para gerar a tensão de excitação do circuito (HUI; ZHONG; LEE, 2014), a existência de normas de acordo com a aplicação (TREFFERS, 2015), assim como a resistência série equivalente dos capacitores de compensação (*Equivalent Series Resistance-ESR*) (GLISSON, 2011). Além disto, a frequência de excitação deve ser muito menor que a frequência natural de oscilação das próprias bobinas, de tal forma a se poder desprezar a capacitância parasita. Portanto, neste exemplo adota-se a frequência $f = 1$ MHz.

De posse destes parâmetros iniciais de operação, um algoritmo de busca é iniciado para a determinação dos capacitores de compensação que maximizam a PDL (AZAMBUJA et al., 2014). A Figura 35 mostra a resposta em frequência deste projeto onde se nota que o pico da PDL localiza-se muito próximo do valor de f adotado. De fato, se a frequência poder ser variada, então é possível atingir um valor ainda maior da PDL em relação ao que é mostrado na Tabela 2.

Já na situação estabelecida em (b), é possível estimar N_1 em 25 espiras para que a PDL seja maximizada, conforme mostra a Figura 33. Portanto, o modelo de circuito equivalente apresenta os valores $L_1 = 5,6317$ μH , $R_1 = 1,5677$ Ω e $C_{P1} = 1,04$ pF.

Figura 35: Resposta em frequência dos exemplos de projeto das situações(a) e (b).



Considerando as mesmas condições de operação da situação de projeto (a), com exceção do coeficiente de acoplamento magnético que corresponde a $k = 0,06867$, o conjunto dos quatro capacitores de compensação é determinado através de um algoritmo de busca, tendo em vista a máxima PDL. A Figura 35 também apresenta a resposta em frequência da situação de projeto (b). Comparando-se as duas situações, é possível notar que a máxima PDL teve uma redução considerável com o aumento da distância de operação, conforme esperado. Pois, não somente a redução de k , mas também o aumento da resistência série da bobina transmissora contribuem para a queda na PDL. A Tabela 3 mostra os dois acoplamentos indutivos projetados para as situações (a) e (b).

Tabela 3: Exemplos de projeto para $L_2 = 18,96 \mu\text{H}$ e $N_2 = 38$

Projeto	z [mm]	L_1 [μH]	N_1	k	C_1	C_2	C_3	C_4	PDL [W]
a	1	0,38395	10	0,26397	1 pF	62 nF	1,5 nF	3,9 nF	6,91 (máx)
b	20	5,6317	25	0,06867	1 pF	4,3 nF	1,5 nF	7,5 nF	2,64 (máx)

A metodologia apresentada neste capítulo é válida para projetos de acoplamentos indutivos com bobinas planares circulares. Para um dado indutor secundário, é possível determinar um indutor primário que maximize a PDL, considerando as condições nominais de operação, tais como frequência de operação, carga e coeficiente de acoplamento magnético. Por se tratar de indutores confeccionados em placa de circuito impresso, a potência na carga está limitada a 10 W. Além disto, a dependência do coeficiente de acoplamento magnético com a distância entre bobinas muda de acordo com a geometria das próprias bobinas. Caso seja necessário a confecção de bobinas retangulares, por exemplo, novas simulações deverão ser feitas para se obter o valor de k e, por conseguinte, a determinação do conjunto de capacitores de compensação.

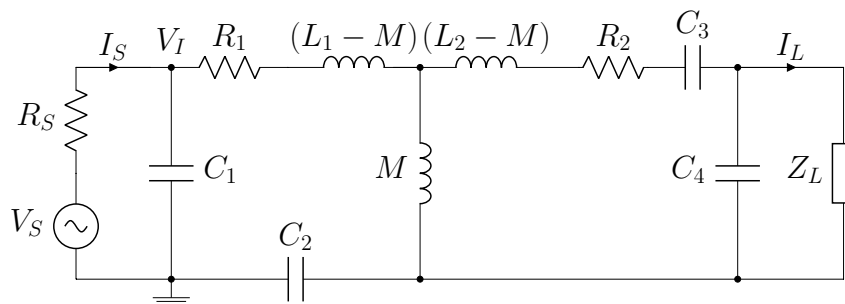
4 REDE DE COMPENSAÇÃO BASEADA EM CAPACITOR VARIÁVEL PARA SINTONIA DE UM ACOPLAMENTO INDUTIVO

A literatura sobre WPT apresenta uma série de soluções para sistemas onde são consideradas condições de posicionamento estático entre as bobinas transmissora e receptora. O acoplamento indutivo é projetado para se obter uma relação de compromisso entre a potência entregue à carga e a eficiência na transferência de potência. Esta solução é dependente do coeficiente de acoplamento magnético entre as bobinas. Entretanto, em situações práticas as bobinas transmissora e receptora nem sempre estarão alinhadas, podendo até mesmo estar em movimento relativo entre si. Tais situações exigem que o link indutivo se adapte a estas variações de acoplamento magnético seja por meio da variação da frequência de excitação ou por meio da alteração dos valores dos componentes da rede de compensação. Este capítulo apresenta uma metodologia para sintonia dinâmica de um acoplamento indutivo através da utilização de uma capacitância controlada por tensão.

4.1 Estratégia para Sintonia Dinâmica

Um acoplamento indutivo para WPT com redes de compensação capacitivas é rerepresentado na Figura 36 para melhor compreensão neste capítulo.

Figura 36: Acoplamento indutivo representado por um modelo de circuito equivalente tipo-T compensado por uma rede capacitiva formada por $C_1 - C_4$. V_S é a amplitude da fonte de tensão de entrada com resistência interna R_S ; L_1 e L_2 são as indutâncias próprias das bobinas primária e secundária, respectivamente; R_1 e R_2 representam as resistências parasitas das respectivas bobinas.



A expressão da corrente I_L na carga é dada por:

$$I_L(j\omega) = \frac{j\omega M \left(\frac{V_S}{j\omega R_S C_1 + 1} \right)}{\left[F(j\omega) \cdot G(j\omega) + (\omega M)^2 \right] (j\omega Z_L C_4 + 1)} \quad (24)$$

onde

$$F(j\omega) = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_3} + \frac{Z_L}{j\omega Z_L C_4 + 1} \quad (25)$$

$$G(j\omega) = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{R_S}{j\omega R_S C_1 + 1} \quad (26)$$

Desta forma, a potência P_L na carga Z_L pode ser calculada por:

$$P_L = \frac{1}{2} |I_L|^2 \cdot R_L \quad (27)$$

onde R_L é a parte real de Z_L .

4.1.1 Projeto de um Acoplamento Indutivo

Para que a metodologia de sintonia dinâmica do acoplamento indutivo possa ser aplicada, é necessário que seja estabelecida primeiramente uma aplicação de WPT, onde os parâmetros nominais de projeto devem ser definidos. Em Redes de Sensores Sem Fio (RSSF), por exemplo, existem situações onde alguns nós da rede podem estar monitorando variáveis de processo em ambientes selados, onde a utilização de cabos para alimentação não é pertinente. Assim, o primeiro passo para o projeto de um link indutivo pode ser dado na definição do espaço total disponível para o dispositivo que será alimentado. Esta restrição impõe limites nas dimensões da bobina receptora. Além disto, a definição de potência de saída juntamente com as restrições impostas pelo processo de manufatura limitam o número máximo de espiras da bobina receptora (PORTO et al., 2017), conforme mostrado no capítulo 3.

O projeto de um acoplamento indutivo para recarga de um módulo de uma rede de sensores sem fio pode ser usado como exemplo de aplicação da metodologia de sintonia dinâmica (PORTO et al., 2015). As características nominais deste projeto são dadas na Tabela 4.

Tabela 4: Parâmetros nominais de um exemplo de projeto de acoplamento indutivo

Descrição	Bobina Receptora	Bobina Transmissora
Diâmetro externo	38 mm	45 mm
Espaço entre trilhas	0,25 mm	0,25 mm
Largura da trilha	0,25 mm	0,25 mm
Número de espiras	38	45
Resistência parasita	3,6 Ω	5,1 Ω
Indutância própria	18,6 μH	28,7 μH

Além das características elétricas e geométricas das bobinas é necessário definir a distância nominal entre elas. De posse destes dados, aplica-se a metodologia

descrita por Grover (1946) para o cálculo da indutância mútua M em se tratando de bobinas concêntricas. Para uma distância entre bobinas $z=3$ mm a indutância mútua é $M=15 \mu\text{H}$ e o coeficiente de acoplamento $k=0,65$.

Uma vez determinado o acoplamento indutivo básico, a carga Z_L que se pretende alimentar e a frequência de excitação f , deve ser utilizado um método de busca do conjunto de valores dos capacitores de compensação ($C_1 - C_4$) que maximiza a potência P_L (AZAMBUJA et al., 2014). Desta forma, o link indutivo trabalhará sintonizado na frequência de excitação escolhida, desde que não haja variação no coeficiente de acoplamento k . Neste estudo de caso, para uma frequência de excitação f de 500 kHz e $Z_L=47 \Omega$ o conjunto de capacitores de compensação que maximiza a potência P_L é: $C_1=1$ pF, $C_2=4,7$ nF, $C_3=100$ nF e $C_4=120$ pF.

Este projeto manterá a potência na carga em condições estáticas de operação, isto é, se a bobina receptora do dispositivo móvel ficar permanentemente alinhada com a bobina transmissora, então P_L será constante.

4.1.2 Análise da Potência Transferida à Carga

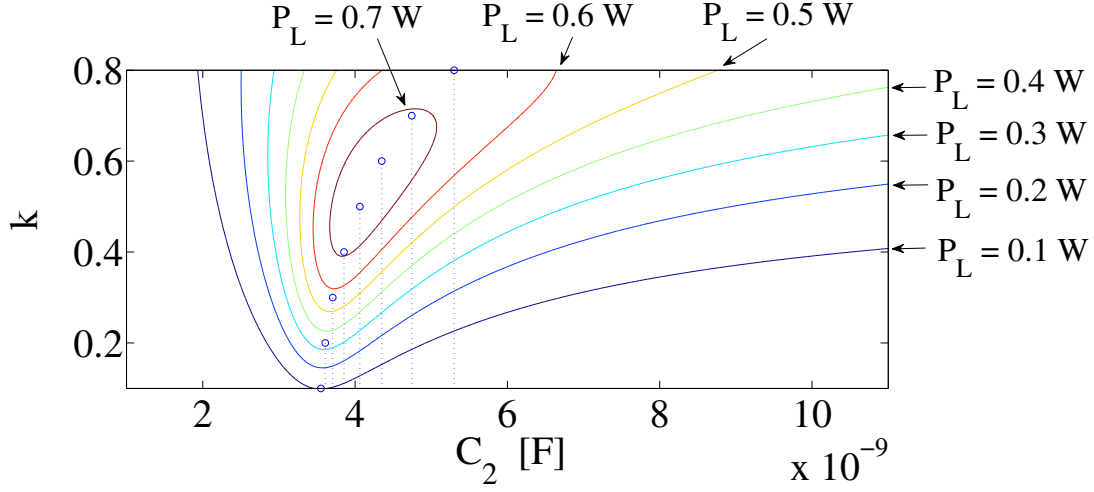
Uma vez projetado o acoplamento indutivo compensado para uma certa distância entre bobinas ($z=3$ mm neste estudo de caso), é possível analisar o impacto da variação do coeficiente de acoplamento magnético k na potência P_L . Para que se possa compensar a queda no valor de P_L quando k varia, geralmente se usa frequência de excitação variável (BRUSAMARELLO et al., 2013; ALDHAHER; LUK; WHIDBORNE, 2014a; PANTIC; LEE; LUKIC, 2014) ou mudança nos valores dos componentes da rede de compensação (LIM et al., 2014). Em situações onde não é possível alterar facilmente a frequência de excitação (quando são empregados amplificadores Classe-E no circuito de excitação), a mudança de valores dos componentes da rede de compensação permite que um novo ponto de sintonia do link seja obtido. Considerando que o dispositivo móvel a ser alimentado possua restrições em seu volume, não permitindo circuitos complexos, a variação da rede de compensação poderá ser realizada no circuito de excitação da bobina transmissora.

A rede de compensação no lado primário do link (bobina transmissora) é composta pelos capacitores C_1 e C_2 conforme mostra a Figura 36. O capacitor C_1 está basicamente em paralelo com a fonte de tensão de entrada V_S . O seu efeito na sintonia do acoplamento indutivo se torna menos efetivo na medida em que a resistência interna da fonte V_S tende a zero. Portanto, o capacitor C_2 poderá ser utilizado como elemento variável para sintonia do circuito, já que a sensibilidade da potência na carga para variação de C_2 é maior que para a variação de C_1 (PORTO et al., 2018). A Equação 27 pode ser calculada em função do valor do coeficiente de acoplamento magnético k e do valor do capacitor C_2 . A Figura 37 apresenta as curvas de nível de potência. Observa-se que para cada valor de k há um valor de C_2 que maximiza P_L . Os pontos circulares destacados na figura mostram as localizações dos máximos da função P_L para o par de valores ($C_2 ; k$).

A equação que relaciona o valor do capacitor C_2 que maximiza P_L em função dos parâmetros do circuito equivalente pode ser obtida através da derivada da função P_L , dada pela Equação 27, com respeito a C_2 . O resultado desta derivada igualado a zero determina o valor ótimo de C_2 dado por:

$$C_{2opt} = \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\omega[\psi(\alpha^2 + \beta^2) - \beta(\omega M)^2]} \quad (28)$$

Figura 37: Curvas de nível de P_L em função de k e C_2 , mantendo-se os demais parâmetros do circuito equivalente constantes.



onde α , β e ψ são respectivamente:

$$\alpha = R_2 + \frac{R_L}{1 + (\omega R_L C_4)^2} \quad (29)$$

$$\beta = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_3} - \frac{\omega Z_L^2 C_4}{1 + (\omega Z_L C_4)^2} \quad (30)$$

$$\psi = \omega L_1 - \frac{\omega R_S^2 C_1}{1 + (\omega R_S C_1)^2} \quad (31)$$

A partir do circuito da Figura 36, determina-se a corrente de entrada do acoplamento indutivo compensado, cuja expressão é dada por

$$I_S = \frac{V_s(Z_{C4}D + Z_L G)}{Z_{C4}(H + R_s D) + Z_L(N + R_s G)} \quad (32)$$

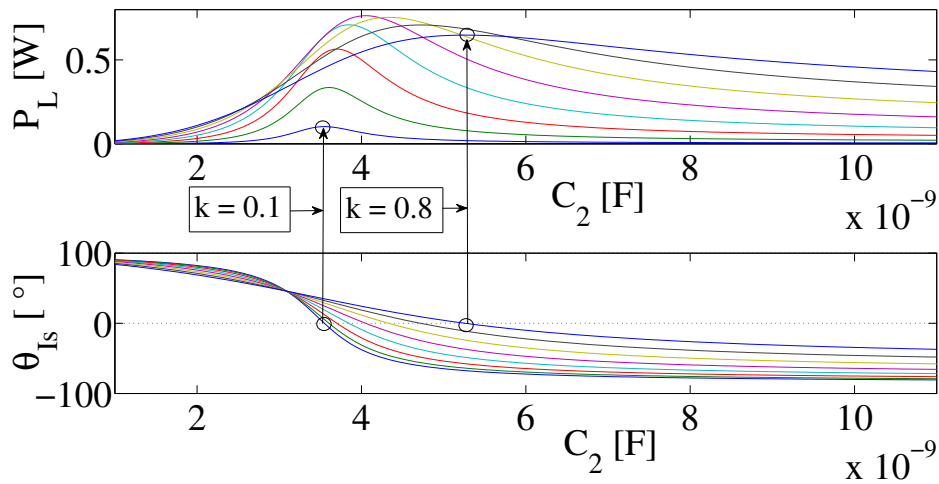
onde,

$$\begin{aligned} D &= X_M^2 - (Z_{C1} + Z_{C2} + Z_{L1})(Z_{C3} + Z_{L2}) \\ G &= X_M^2 - (Z_{C1} + Z_{C2} + Z_{L1})(Z_{C3} + Z_{C4} + Z_{L2}) \\ H &= Z_{C1}(X_M^2 - (Z_{C2} + Z_{L1})(Z_{C3} + Z_{L2})) \\ N &= Z_{C1}(X_M^2 - (Z_{C2} + Z_{L1})(Z_{C3} + Z_{C4} + Z_{L2})) \end{aligned}$$

e Z_{C1} , Z_{C2} , Z_{C3} , Z_{C4} são as impedâncias dos capacitores de compensação; Z_{L1} e Z_{L2} são as impedâncias das bobinas primária e secundária, respectivamente; e X_M a reatância devido a indutância mútua.

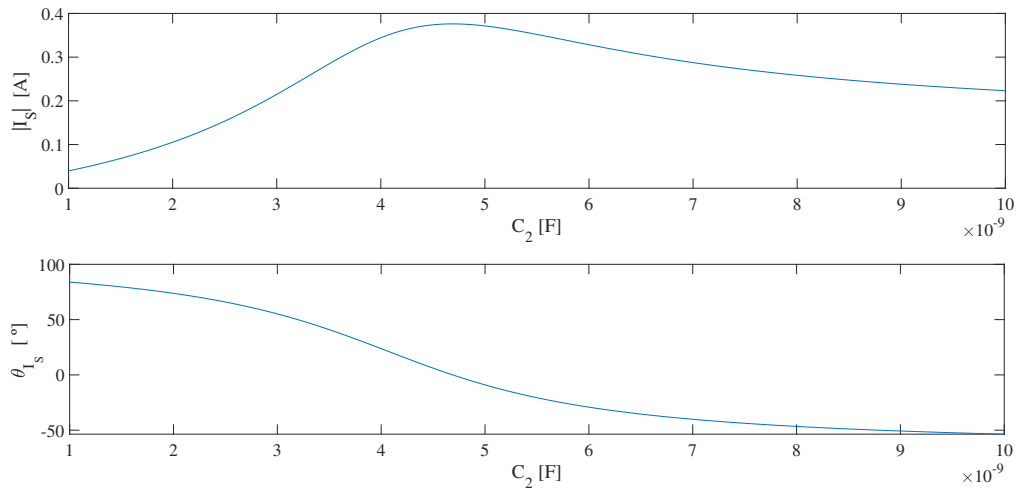
A Figura 38 apresenta os resultados da maximização da potência P_L na fase da corrente de entrada (θ_{I_S}) do acoplamento indutivo. Cada curva de P_L representa o comportamento da potência na carga em função de C_2 para um respectivo k . Nota-se que o ponto máximo de P_L coincide com o cruzamento por zero na função θ_{I_S} .

Figura 38: Curvas de P_L e θ_{I_S} em função de C_2 .



Como I_S possui módulo e fase, a Figura 39 apresenta o comportamento da corrente de entrada do circuito em função do valor do capacitor de compensação C_2 , para o caso específico de projeto dado pela Tabela 4 ($k = 0.65$).

Figura 39: Módulo e fase da corrente I_S em função de C_2 .



4.1.3 Estratégia de Implementação do Sistema de Sintonia Dinâmica

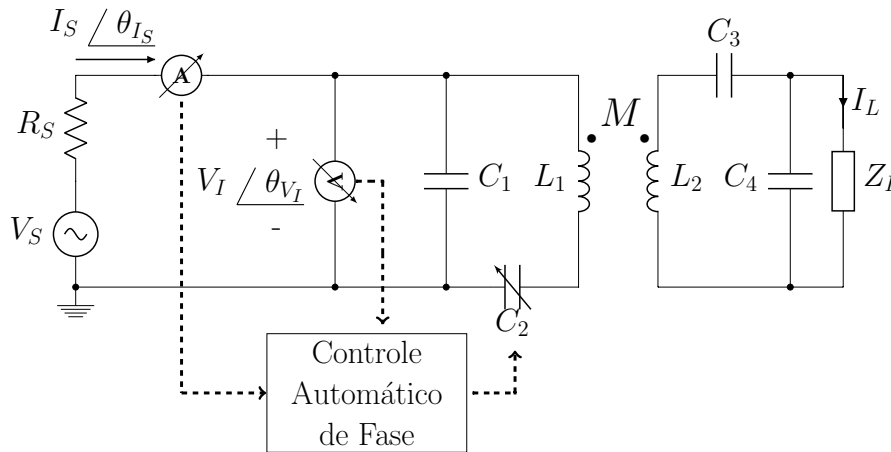
Embora a potência entregue à carga possa ser maximizada através da escolha apropriada de um conjunto de valores dos capacitores de compensação, esta solução é estática e válida somente para um valor de k específico. A Figura 38 mostra que a partir de uma variação em C_2 o ponto de máxima potência P_L pode ser detectado pela medida da fase da corrente de entrada do circuito θ_{I_S} . Desta forma, a estratégia para sintonia dinâmica ou automática é apresentada na Figura 40 (PORTO et al., 2017), onde a detecção do ponto de máxima potência não é somente realizada pela

medida absoluta da fase de I_S , mas de forma geral pela fase da impedância de entrada do circuito, cuja expressão é dada por:

$$\angle Z_{in} = \theta_{V_I} - \theta_{I_S} \quad (33)$$

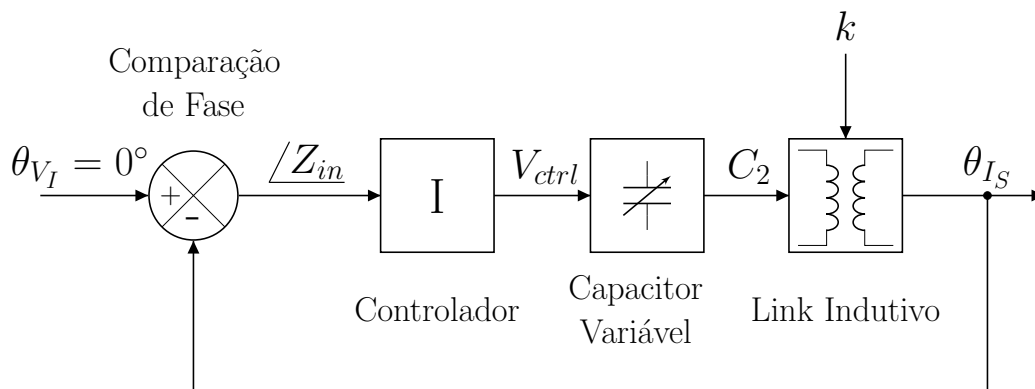
onde θ_{V_I} e θ_{I_S} são obtidos a partir da Equação 32, extraindo o ângulo da expressão complexa $Z_{in} = \frac{V_S - R_S \cdot I_S}{I_S}$.

Figura 40: Estratégia de sintonia dinâmica por meio de uma capacitância variável C_2 no lado primário do acoplamento indutivo.



A estratégia de sintonia dinâmica do acoplamento indutivo se completa com a implementação do bloco aqui denominado “Controle Automático de Fase”. A Figura 41 apresenta um diagrama de blocos para o controle automático de fase (PORTO et al., 2017). Este bloco é o responsável em monitorar a defasagem entre a tensão de entrada do link, V_I , e a corrente de entrada I_S .

Figura 41: Controle Automático de Fase.



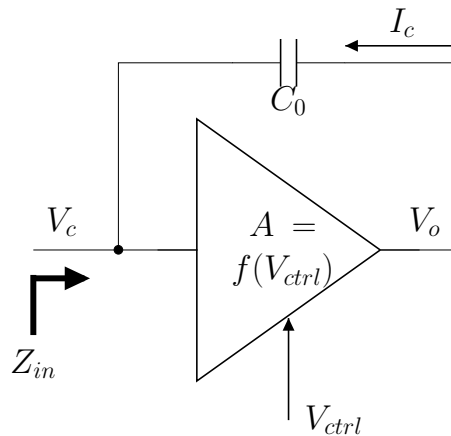
A comparação da defasagem entre V_I e I_S é necessária para se detectar a máxima capacidade de transferência de potência para a carga. A partir da detecção desta defasagem, deve-se gerar uma tensão de controle V_{ctrl} para modificar o valor de C_2 . A defasagem medida é convertida em uma tensão contínua através de um

circuito integrado detector de ganho e fase (YEE; CHAKRABARTY, 2007). Um simples controlador de ação integral é previsto para minimizar o erro de fase em regime permanente e também ajustar a escala do sinal de erro ($\sqrt{Z_{in}}$) com a entrada do bloco do capacitor variável (V_{ctrl}). As variações no valor de C_2 modificam a defasagem da corrente de entrada θ_{IS} , cujo comportamento é ilustrado na Figura 39. O bloco Link Indutivo representa então uma das possíveis funções de transferência do circuito, onde se considera como entrada o valor da capacitância C_2 e como saída a defasagem θ_{IS} . Além disto, uma segunda entrada é considerada para indicar o desalinhamento ou movimento relativo entre as bobinas, dada pelo coeficiente de acoplamento magnético k .

4.2 Projeto do Circuito do Capacitor Variável

Uma maneira conveniente de se realizar a variação de C_2 se dá pela implementação de um capacitor controlado por tensão (FRANCO, 2001). Baseado no teorema de Miller, em que um capacitor conectado entre a entrada e a saída de um estágio amplificador pode alterar a localização dos polos do circuito, a topologia empregada para implementação do capacitor controlado por tensão é apresentada na Figura 42.

Figura 42: Topologia do Capacitor Controlado por Tensão.



O diagrama apresentado na Figura 42 muitas vezes é referenciado como Conversor de Impedância Negativa (NIC - *Negative Impedance Converter*) ou Multiplicador de Capacitância, dependendo do valor do ganho do estágio amplificador (FRANCO, 2001). Se for tomada uma aproximação de polo simples para a função de transferência em malha aberta do estágio amplificador, então o ganho de tensão A será dado por:

$$A = \frac{V_o}{V_c} = \frac{A_o}{1 + j\omega\tau} \quad (34)$$

onde $A_o = f(V_{ctrl})$ é o ganho de tensão em corrente contínua e $1/\tau$ é a localização do polo dominante do amplificador. A análise ainda pode ser simplificada se a impedância de entrada do amplificador for considerada infinita. Assim, a impedância de entrada do circuito como um todo será obtida por:

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot C_o} \cdot \frac{1 + j\omega\tau}{(1 - A_o) + j\omega\tau} \quad (35)$$

onde C_o é um capacitor de referência.

Considerando uma aproximação em baixas frequências, onde $j\omega\tau \ll 1$ ou $j\omega\tau \ll (1 - A_o)$, a impedância Z_{in} pode ser simplificada como:

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega \cdot C_o \cdot (1 - A_o)} \quad (36)$$

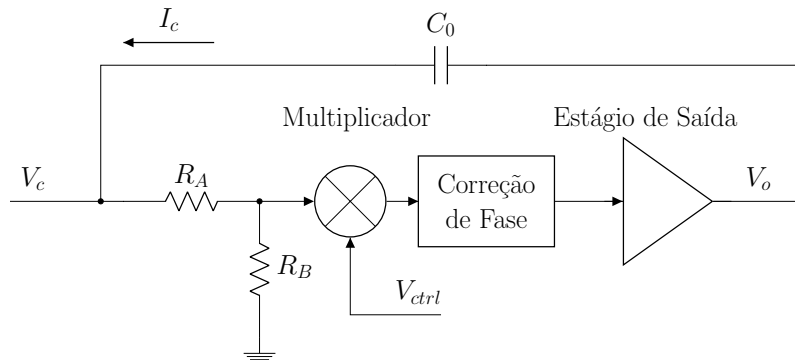
onde A_o é o ganho em corrente contínua do amplificador controlado pela tensão V_{ctrl} . Desta forma, pode-se concluir que a impedância de entrada do circuito da Figura 42 tem caráter capacitivo, cujo valor da capacitância equivalente visto pela entrada é dada por:

$$C_{adj} = C_o \cdot (1 - A_o) \quad (37)$$

A tensão de controle V_{ctrl} deve modificar o valor do ganho de tensão do circuito. Assim, percebe-se que quando A_o é menor que a unidade, o circuito da Figura 42 opera como um multiplicador de capacitância. Se A_o for maior que a unidade, o circuito proposto opera como um NIC. Portanto, a partir de um valor de tensão de controle V_{ctrl} é possível controlar o valor da capacitância equivalente conectada em C_2 .

O capacitor controlado por tensão pode ser implementado de acordo com o diagrama de blocos da Figura 43 (PORTO et al., 2017). O amplificador de ganho controlado por tensão (*Variable Gain Amplifier - VGA*) pode ser implementado de várias formas. Uma delas se dá através do emprego de um multiplicador analógico de tensão. Eventualmente deve-se utilizar um divisor de tensão (R_A e R_B na Figura 43) para manter a amplitude de tensão dentro das especificações do circuito integrado multiplicador a ser utilizado. Além deste divisor de tensão, também pode ser necessário empregar um circuito para correção de fase nesta cadeia de sinal. De acordo com a Equação 37, o ganho A_o deve ser um número real para que a impedância vista pelos terminais de entrada do circuito seja uma capacitância. Assim, não poderá haver defasagens entre os sinais V_c e V_o . Por fim, um estágio de saída deve ser previsto para que a impedância de saída seja reduzida e aumente a capacidade de corrente de saída I_c .

Figura 43: Diagrama de blocos do Capacitor Controlado por Tensão.



O diagrama de blocos para o Capacitor Controlado por Tensão apresentado na Figura 43 possui uma função de transferência ideal $A_o = \frac{V_o}{V_c}$ e independente da frequência dada por:

$$A_o = \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot G_o \quad (38)$$

onde G_o é o ganho combinado dos blocos Multiplicador, Correção de Fase e Estágio de Saída.

Quando o ganho A_o é unitário, a capacitância equivalente C_{adj} na entrada do circuito da Figura 43 tende a zero, conforme a Equação 37. Nesta situação, deve ser adotado um capacitor fixo C_{2F} ligado à entrada do Capacitor Controlado por Tensão para que o acoplamento indutivo possa operar sintonizado nas condições nominais de projeto. Desta forma, se as bobinas estiverem alinhadas e afastadas de acordo com a distância nominal de projeto, o Capacitor Controlado por Tensão ficará inativo e o capacitor fixo C_{2F} garantirá as condições de ressonância no primário. A capacitância equivalente total nos terminais de C_2 será então dada por:

$$C_2 = C_{2F} + C_{adj} \quad (39)$$

onde C_{adj} poderá ser tanto positivo quanto negativo de acordo com a Equação 37.

A metodologia de projeto do Capacitor Controlado por Tensão para sintonia do acoplamento indutivo pode ser resumida pelo diagrama mostrado na Figura 44 (PORTO et al., 2017). As especificações geométricas e restrições impostas pela aplicação impactam no tamanho das bobinas a serem utilizadas. Somado a isto, as especificações elétricas como potência de saída e carga completam as condições para o projeto do acoplamento indutivo. O conjunto de valores dos capacitores de compensação são obtidos para um k específico (AZAMBUJA et al., 2014) e formam uma solução estática para o dado problema de WPT.

O circuito proposto para implementar o diagrama de blocos do Capacitor Controlado por Tensão é apresentado na Figura 45 (PORTO et al., 2017). O multiplicador analógico MPY634 foi utilizado nesta implementação por possuir alimentação simétrica até 15 V e largura de banda suficiente para operar com a frequência de operação de 500 kHz adotada neste exemplo. De fato, quanto maior a tensão de alimentação do multiplicador, maior será a excursão de sinal e menor redução adotada no divisor de tensão R_A e R_B . Quanto ao estágio de saída, a implementação adotada foi um amplificador operacional de potência de alta velocidade TI3584. O amplificador operacional AD817 implementa um filtro passa-tudo de ganho unitário e frequência central 500 kHz. Este estágio é responsável em ajustar a defasagem entre os sinais V_c e V_o igual a zero.

4.3 Projeto do Circuito de Controle de Fase

O circuito de detecção de fase apresentado na Figura 46 é baseado no circuito integrado AD8302, cuja utilização se destina a detecção de ganho e fase em aplicações de radiofrequência (YEE; CHAKRABARTY, 2007). A diferença de fase ϕ entre os sinais V_A (amostra da tensão V_I) e V_B (amostra da corrente I_S) é detectada e uma saída em corrente contínua V_{phs} é produzida a uma taxa de 10 mV/°. A corrente de entrada do Link Indutivo (I_S) é medida através de um resistor shunt R_{sh} e convertida em tensão por meio de um amplificador diferencial. O sinal da corrente

Figura 44: Fluxograma que resume os passos para o projeto do Capacitor Controlado por Tensão.

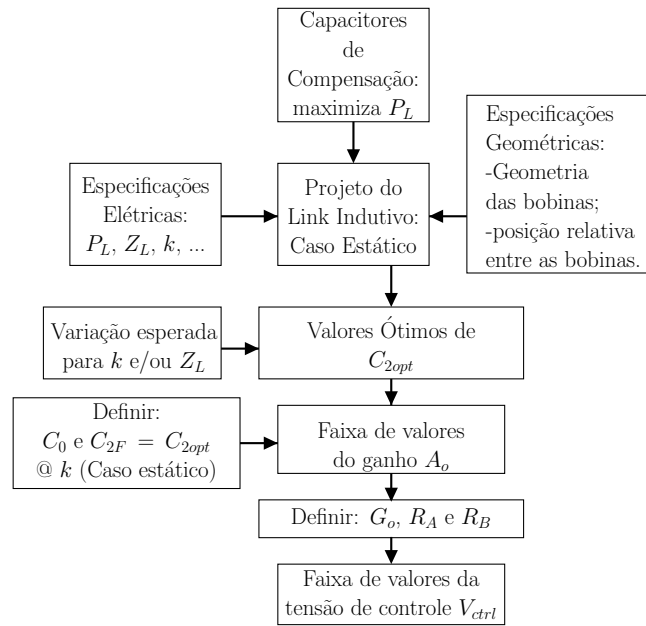
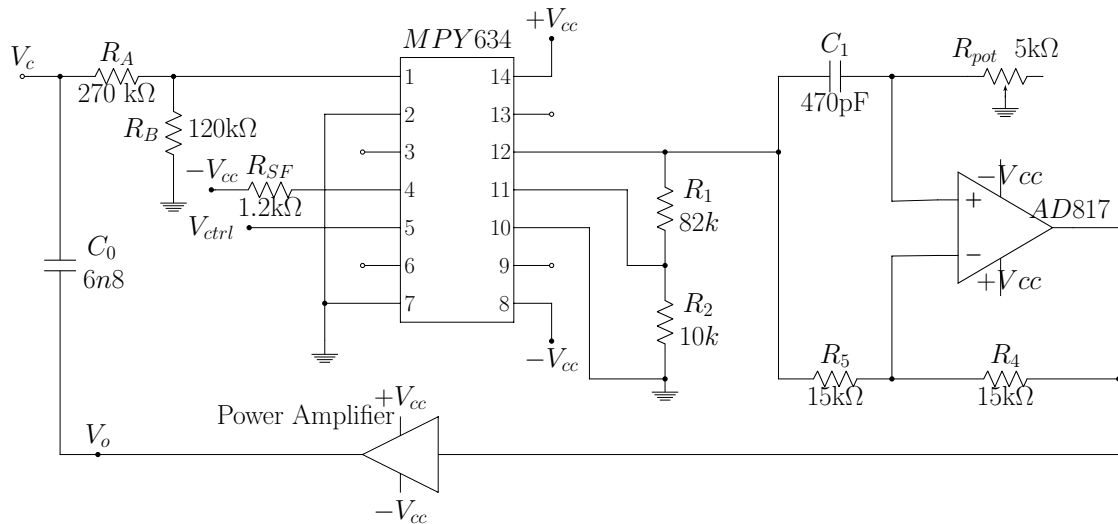


Figura 45: Circuito proposto para o Capacitor Controlado por Tensão.

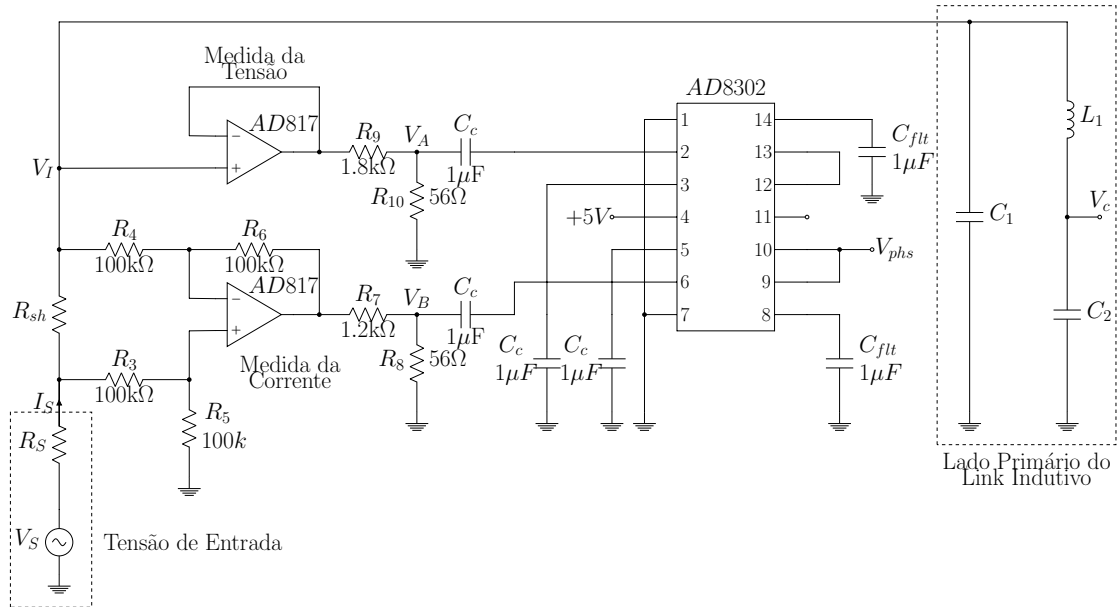


I_S é posteriormente atenuado pelo divisor de tensão formado pelos resistores R_7 e R_8 para que a amplitude de tensão esteja dentro dos limites do canal de entrada do AD8302. Um processamento similar acontece para o sinal da tensão de entrada V_I do Link Indutivo. O sinal V_{phs} expressa uma estimativa da diferença (em graus) entre os sinais V_I e I_S através da seguinte expressão:

$$V_{phs} = 1.8 - 10 \cdot 10^{-3} \cdot |\phi| \quad (40)$$

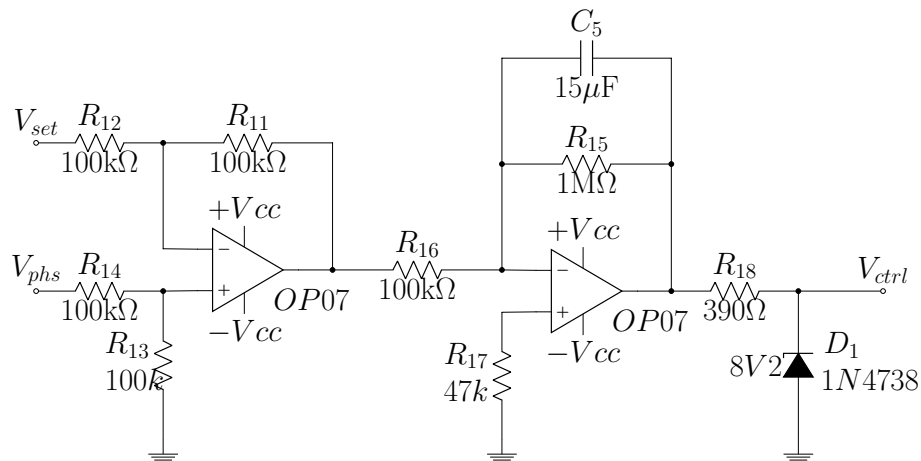
onde $\phi \approx \theta_{V_I} - \theta_{I_S}$.

Figura 46: Circuito para detecção da defasagem entre os sinais V_I e I_S .



A malha de controle automático de fase é implementada de acordo com a Figura 47 (PORTO et al., 2017), onde o amplificador diferencial extrai a diferença entre a tensão V_{phs} (que representa a fase ϕ) e a tensão de referência V_{set} . Um estágio de ganho é colocado após o amplificador diferencial, formando um controlador de ação proporcional e ajustando a escala do sinal V_{ctrl} , cujo limite é dado pelo diodo zener 1N4738 em 8,2 V.

Figura 47: Comparação de fase e estágio de ganho com limite de faixa para o sinal V_{ctrl} .



4.4 Avaliação Experimental do Sistema Proposto para Sintonia Automática de um Acoplamento Indutivo

4.4.1 Avaliação do Capacitor Controlado por Tensão

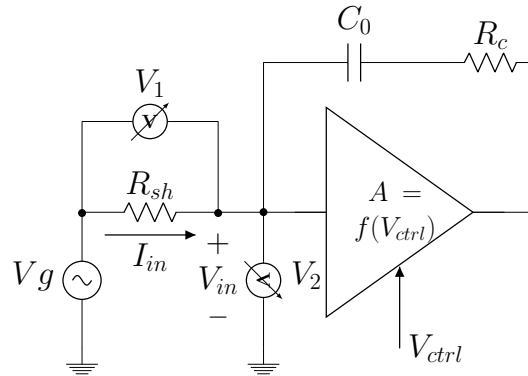
O Capacitor Controlado por Tensão foi avaliado experimentalmente através da medida da impedância de entrada do circuito. A Figura 48 mostra a metodologia utilizada para esta avaliação (PORTO et al., 2017). Um sinal senoidal (V_g) de 10 V de amplitude e frequência 500 kHz foi aplicado na entrada do circuito. Um resistor (R_{sh}) de $15\ \Omega$ foi conectado em série de forma a permitir acesso ao valor da corrente de entrada I_{in} . O valor absoluto da impedância de entrada foi calculado pela expressão $|Z_{in}| = R_{sh} \frac{V_2}{V_1}$, onde V_1 e V_2 foram medidos através do osciloscópio digital Tektronix DPO7104. Assim, a resistência e a capacitância equivalente de entrada foram respectivamente calculadas por:

$$R_{in} = |Z_{in}| \cdot \cos(\theta) \quad (41)$$

$$C_{adj} = [2 \cdot \pi \cdot f \cdot (|Z_{in}| \cdot \sin(\theta))]^{-1} \quad (42)$$

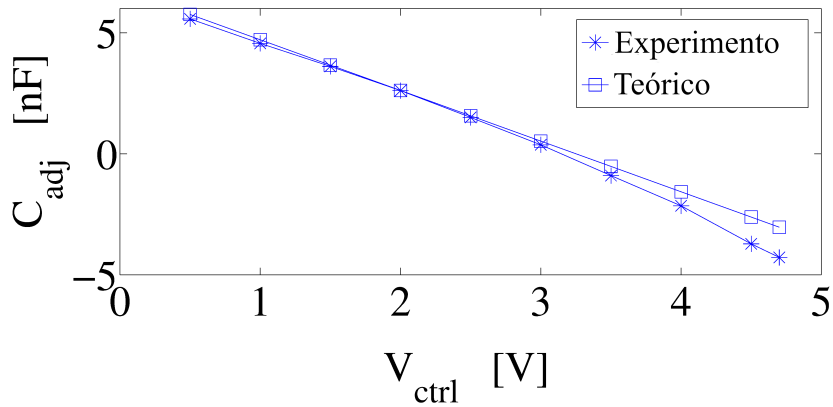
onde θ é a diferença de fase entre V_{in} e I_{in} , cuja medição foi realizada com o auxílio do osciloscópio DPO7104.

Figura 48: Avaliação da impedância de entrada do Capacitor Controlado por Tensão.



A Figura 49 apresenta os resultados experimentais da capacitância equivalente de entrada C_{adj} em função da tensão de controle V_{ctrl} para um capacitor de referência C_0 de 6,8 nF (PORTO et al., 2017). Apesar da curva experimental estar muito próxima da curva teórica, para situações onde C_{adj} é negativo o circuito proposto introduz não-linearidades. O resistor R_c em série com o capacitor C_0 representa a resistência série equivalente (*Equivalent Series Resistance* - ESR) de C_0 somada à resistência de saída do VGA. Tanto a capacitância C_0 quanto a resistência R_c tem seus efeitos refletidos aos terminais de entrada do Capacitor Controlado por Tensão. A Figura 50 apresenta os resultados experimentais da resistência equivalente R_{in} da entrada do circuito (PORTO et al., 2017). Assim como acontece na Figura 49, a partir de $V_{ctrl} \approx 3\text{ V}$ o valor de R_{in} tende a ficar negativo, indicando que não somente C_0 é refletido de forma negativa para a entrada, mas também R_c .

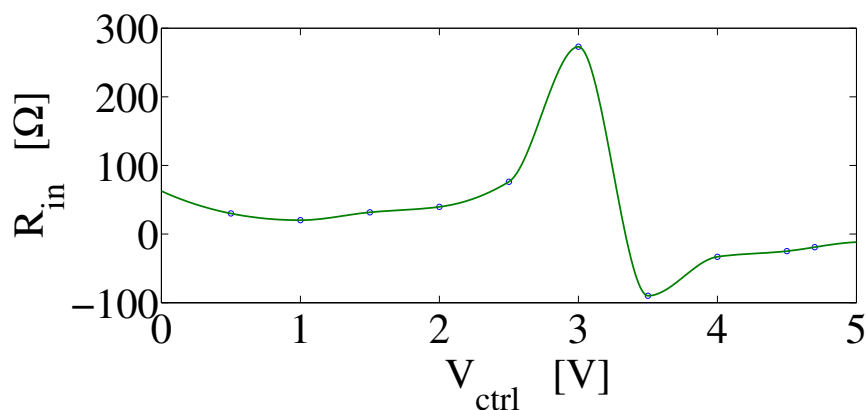
Figura 49: Resultados comparativos do Capacitor Controlado por Tensão. Capacitância equivalente de entrada C_{adj} em função da tensão de controle V_{ctrl} .



4.4.2 Avaliação do Coeficiente de Acoplamento Magnético

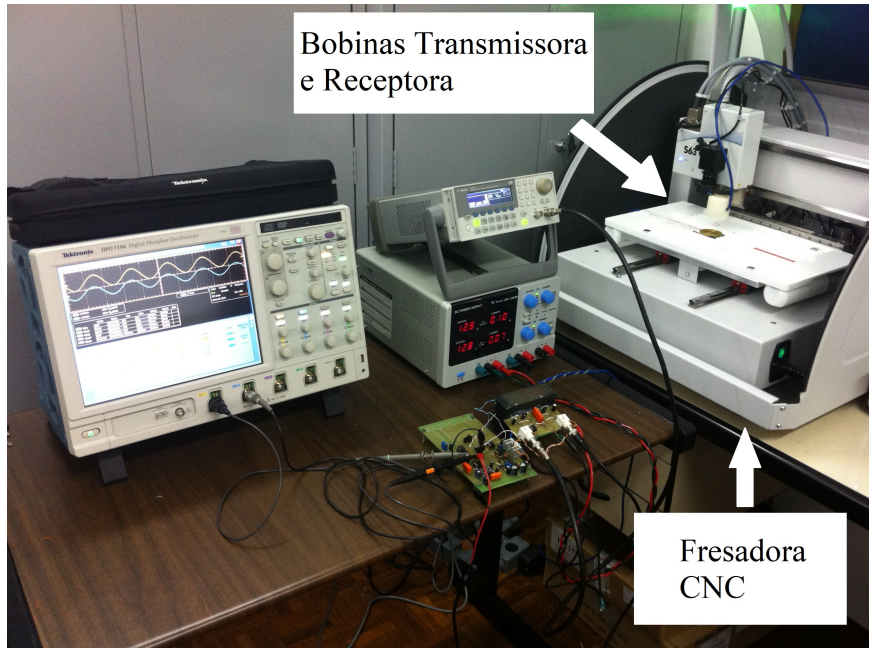
Um *setup* experimental foi desenvolvido para o estudo dos efeitos da posição relativa entre as bobinas no coeficiente de acoplamento magnético k . Uma máquina fresadora de Comando Numérico Computadorizado (CNC) especialmente desenvolvida para confecção de Placas de Circuito Impresso (PCI) foi utilizada para controlar a posição entre as bobinas transmissora e receptora. A Figura 51 mostra o *setup* utilizado para esta avaliação (PORTO et al., 2017).

Figura 50: Resistência equivalente de entrada R_{in} em função da tensão de controle V_{ctrl} .



O primeiro experimento foi realizado com as bobinas alinhadas e variando-se a distância entre elas de 1 mm até 10 mm com passos de 1 mm. Para o cálculo de k , a bobina transmissora foi alimentada com um sinal senoidal V_a de 10 V pico-a-pico e 500 kHz. Para cada posição ajustada foi medida a tensão induzida V_b na bobina receptora sem qualquer compensação capacitiva. O coeficiente de acoplamento magnético foi estimado de acordo com a equação:

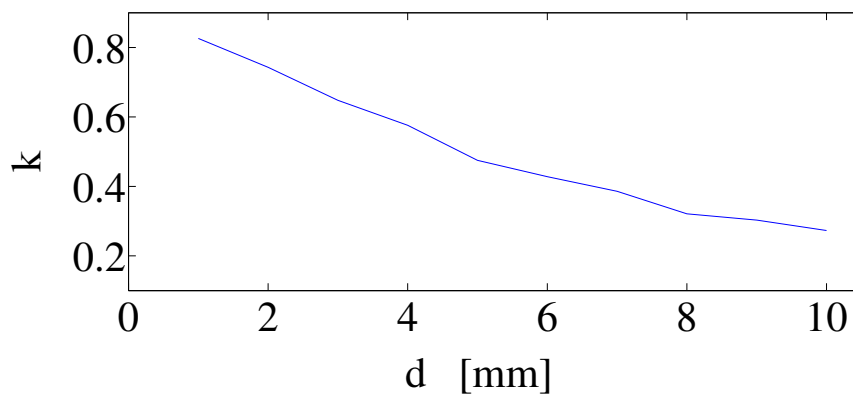
Figura 51: *Setup* experimental para a avaliação do coeficiente de acoplamento magnético k .



$$k = \frac{V_b}{V_a} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (43)$$

onde V_a e V_b são as amplitudes das tensões das bobinas primária e secundária, L_1 e L_2 são as indutâncias próprias das bobinas primária e secundária, respectivamente. A Figura 52 apresenta os valores estimados de k para este primeiro experimento.

Figura 52: Resultados experimentais de k em função da distância d quando as bobinas estão paralelas e alinhadas.



O segundo experimento foi realizado com o objetivo de verificar o impacto sobre k em função do desalinhamento das bobinas no plano horizontal nominal de projeto ($d=3$ mm). Como esperado, k decai de forma abrupta quando os eixos das bobinas

desalinham-se. A Figura 53 apresenta os resultados obtidos de k neste segundo experimento.

4.4.3 Avaliação da Sintonia Automática do Acoplamento Indutivo

Para avaliação da sintonia automática do acoplamento indutivo, foram realizados experimentos comparativos com o intuito de verificar o desempenho da tensão na carga V_L quando o coeficiente de acoplamento magnético k varia. Uma fonte de tensão senoidal (V_S) com 20 V pico-a-pico e 500 kHz foi utilizada para excitação do circuito. Ao variar-se k , a tensão V_L foi medida mantendo-se o capacitor C_2 fixo e, posteriormente, utilizando o capacitor controlado por tensão. A Figura 54 apresenta os resultados de simulação e experimentais para estas duas situações descritas (PORTO et al., 2017).

Figura 53: Resultados experimentais de k quando as bobinas estão separadas por 3 mm e a bobina receptora é movimentada no plano xy .

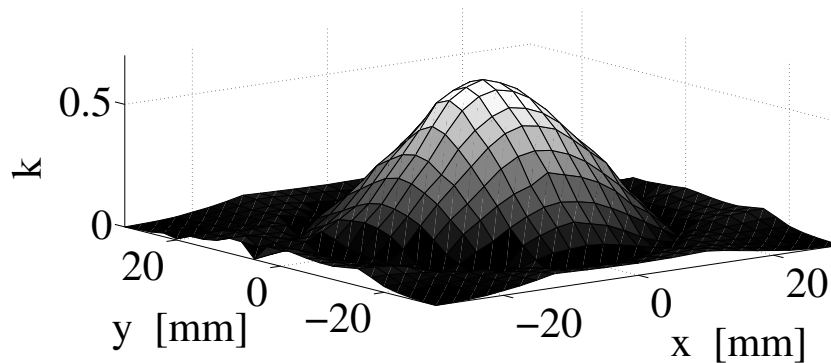
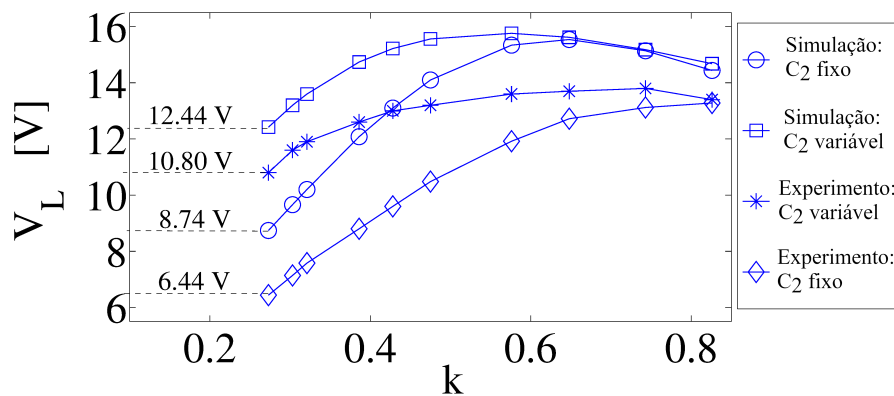


Figura 54: Resultados experimentais e de simulação para tensão V_L em função de k para os casos de compensação fixa e dinâmica.



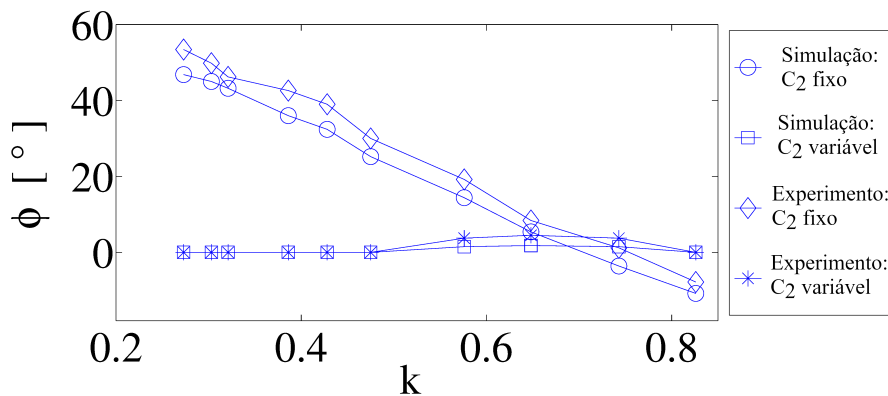
Nota-se na Figura 54 uma diferença aproximadamente constante de 2 V a 3 V entre as curvas de simulação e experimental. Um dos fatores preponderantes para esta diferença é o ESR dos capacitores, que foi descartado nas simulações. Além disto,

existe a não-idealidade apresentada pelo circuito Capacitor Controlado por Tensão. Dependendo do valor da tensão de controle V_{ctrl} a resistência série equivalente de entrada do circuito pode apresentar valores bem distintos e até mesmo negativos (ver Figura 50). Tal comportamento não foi considerado nas simulações.

Embora haja diferenças entre os resultados simulados e medidos, o emprego de um circuito para controle da capacitância no lado primário de um acoplamento indutivo indica vantagens no que diz respeito em manter a tensão na carga quando há movimentação entre as bobinas. Pelo comportamento das curvas percebe-se que o método se torna vantajoso quando o coeficiente de acoplamento magnético é menor que 0,65 (valor adotado como nominal de projeto). Para $k > 0,65$ não se pode considerar vantajosa a utilização, uma vez que os valores são muito próximos ao caso da rede de compensação fixa. Entretanto, para o pior caso de acoplamento magnético verificado ($k=0.27$) nota-se um aumento de 67% no valor de V_L experimental.

A Figura 55 mostra os resultados comparativos da defasagem ϕ na simulação e no experimento. Deve-se notar que o acoplamento Indutivo foi projetado inicialmente para trabalhar com $k = 0,65$. Portanto, as curvas de simulação e experimentais se aproximam neste ponto de operação. Além disto, ϕ deveria ser aproximadamente zero neste ponto. Mesmo nos resultados de simulação para C_2 fixo, ϕ é aproximadamente 5° . Este erro aparece porque a solução ótima para os valores de capacitores não coincide com os valores comerciais padronizados para os capacitores (PORTO et al., 2017; INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 60063: PREFERRED NUMBER SERIES FOR RESISTORS AND CAPACITORS, 1963).

Figura 55: Resultados de simulação e experimentais da defasagem ϕ para os casos fixo e ajustável em C_2 .

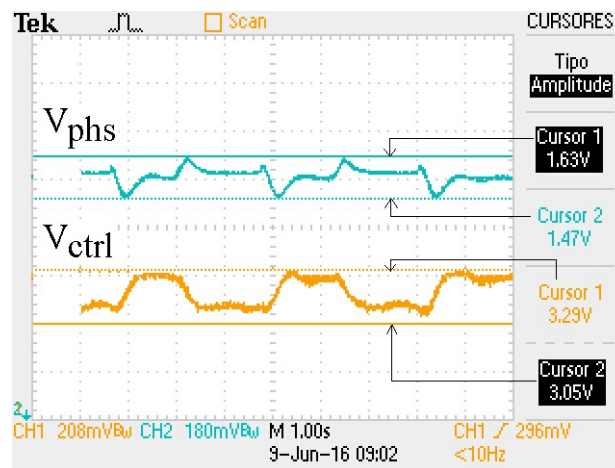


A Figura 55 ainda mostra que, para o caso da rede de compensação fixa, o acoplamento indutivo é visto pelos terminais de entrada como uma resistência para um dado k (condição de ressonância no lado primário). Ao variar-se o k a impedância de entrada poderá ter caráter capacitivo ou indutivo. Isto indica que não há controle de fase atuando no circuito. Em contrapartida, no caso onde C_2 é ajustável nota-se um controle da fase da impedância de entrada do circuito tanto na simulação quanto no experimento.

O controle automático de fase também foi avaliado de forma dinâmica através da aplicação de dois níveis de distância entre bobinas ajustados em 3 mm e 9 mm. A ten-

são de referência V_{set} foi ajustada para 1,5 V que indica uma defasagem de $\phi = 45^\circ$, conforme Equação 40. Como as bobinas transmissora e receptora foram posicionadas com seus respectivos eixos alinhados, o coeficiente de acoplamento magnético variou de 0,3 para 0,6, aproximadamente. Na medida em que a bobina receptora se distancia da transmissora, V_{ctrl} aumenta para compensar a mudança de fase. A Figura 56 (PORTO et al., 2017) mostra o comportamento de V_{ctrl} e V_{phs} durante o movimento das bobinas. Percebe-se que a cada “salto” no valor da distância entre bobinas, a tensão V_{ctrl} busca estabilizar a fase estabelecida por V_{set} . Pelo comportamento da resposta transitória de V_{phs} nota-se que há tendência de estabilização em 1,55 V aproximadamente, mas o desempenho ainda pode ser melhorado no sentido de reduzir-se o *overshoot*.

Figura 56: Figura adaptada da tela do osciloscópio Tektronix TDS1001C. Formas de onda de V_{ctrl} e V_{phs} quando k varia de 0,3 a 0,6.



Neste capítulo foi apresentada uma solução para a sintonia dinâmica de um acoplamento indutivo baseada em elementos variáveis na rede de compensação. A análise foi limitada à situação onde o coeficiente de acoplamento magnético é variável, mas a carga é constante. Os trabalhos futuros envolverão o projeto de um controlador mais robusto com o intuito de melhorar a resposta dinâmica apresentada na Figura 56. Além disto, pretende-se aplicar a metodologia de compensação apresentada neste capítulo em potências maiores na carga.

5 MAXIMIZAÇÃO DA PDL COM DUAS VARIÁVEIS

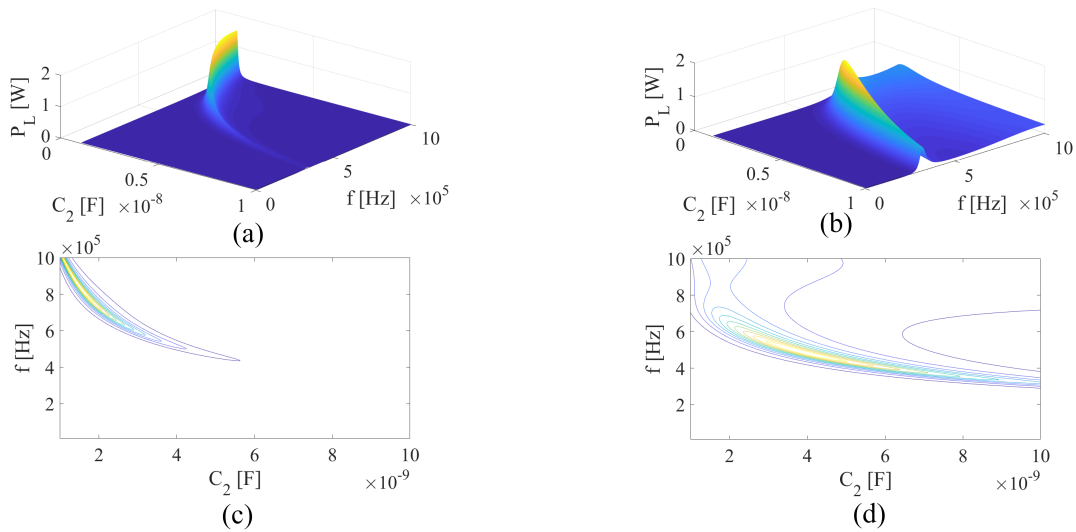
A abordagem sobre redes de compensação variáveis pode ser ampliada a partir do uso de mais parâmetros do acoplamento indutivo para o controle da potência entregue à carga. No capítulo 4 foi apresentada uma metodologia para variação do capacitor de compensação C_2 com o objetivo de maximizar a PDL. Neste capítulo será mostrado que o desempenho de um sistema de WPT pode ser ainda melhorado se a frequência de excitação f for incluída como variável de entrada em conjunto com o valor de C_2 . A partir dos resultados apresentados neste capítulo é possível obter uma PDL aproximadamente constante em uma larga faixa de coeficiente de acoplamento magnético k , possibilitando um grau de liberdade ainda maior para o posicionamento do dispositivo móvel a ser alimentado ou recarregado.

5.1 Comportamento da PDL em função da frequência f e da capacitância C_2

Na seção 4.1 é apresentada a modelagem matemática de um acoplamento indutivo com compensação capacitiva. A Equação 27 permite que a PDL seja calculada a partir dos parâmetros do circuito equivalente. Tomando-se como base o acoplamento indutivo projetado em (PORTO et al., 2015), varia-se o coeficiente de acoplamento magnético (k) de 0,01 a 0,8, para uma situação de carga constante ($R_L = 47 \Omega$). A partir do ajuste simultâneo de valores de C_2 e f , a PDL é calculada para k dentro da faixa de estudo. A Figura 57 mostra o comportamento específico da potência na carga nos valores de k igual a 0,1 (Figuras 57 (a) e (c)) e 0,5 (Figuras 57 (b) e (d)). É importante notar que o nível de potência dissipada na carga se mantém aproximadamente constante nestes dois valores de k ilustrados. Entretanto, o par de valores ($C_2 ; f$) onde ocorre o ponto máximo de P_L muda conforme k .

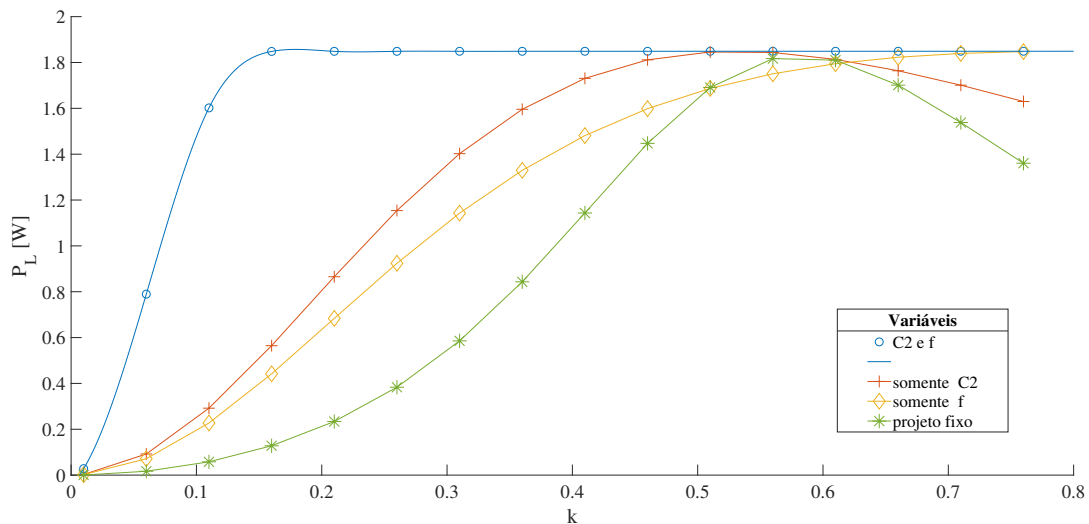
A Figura 58 mostra uma comparação da maximização da PDL em função do coeficiente de acoplamento magnético k . Utilizando-se apenas o capacitor C_2 como elemento variável para maximização da potência, nota-se que o valor máximo da PDL (P_L) se encontra próximo à $k = 0,5$, considerando a frequência de excitação $f = 500$ kHz. De qualquer forma, percebe-se que a maximização da PDL por meio de C_2 tem desempenho superior se comparado ao projeto do acoplamento indutivo com rede de compensação fixa, cujo resultado máximo só se aproxima ao da curva da PDL usando C_2 quando as condições iniciais do projeto são satisfeitas, isto é, $C_2 = 3,6$ nF, $f = 500$ kHz e $k = 0,55$. Já tendo-se apenas a frequência de excitação (f) como elemento variável, o comportamento da PDL aumenta com o k , mas tende a um valor máximo próximo a 1,8 W. Por fim, se forem utilizadas a capacitância

Figura 57: PDL (P_L) como função de C_2 e f quando: (a) $k = 0,1$ e (b) $k = 0,5$. Em (c) e (d) as respectivas curvas de nível da PDL.



C_2 a frequência f , então a PDL maximizada permanece aproximadamente constante em uma ampla faixa de acoplamento magnético. Este resultado se torna interessante para aumentar o grau de liberdade de posicionamento entre bobinas, sem precisar utilizar múltiplos indutores na base transmissora.

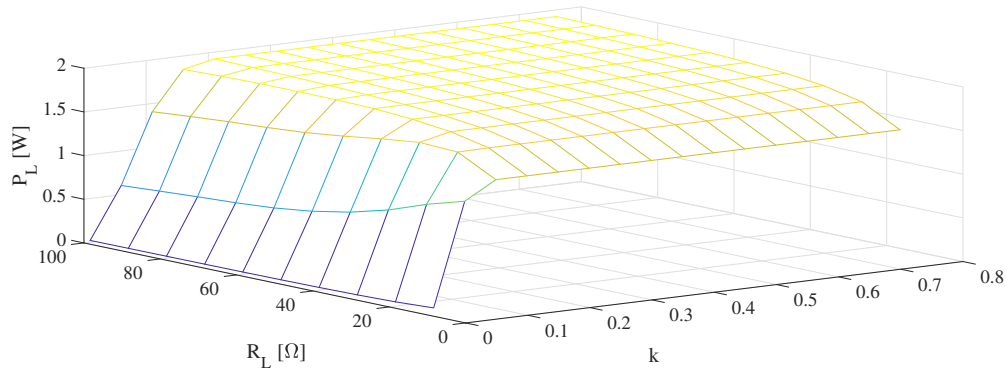
Figura 58: PDL (P_L) como função de C_2 e f quando: (a) $k = 0,1$ e (b) $k = 0,5$. Em (c) e (d) as respectivas curvas de nível da PDL.



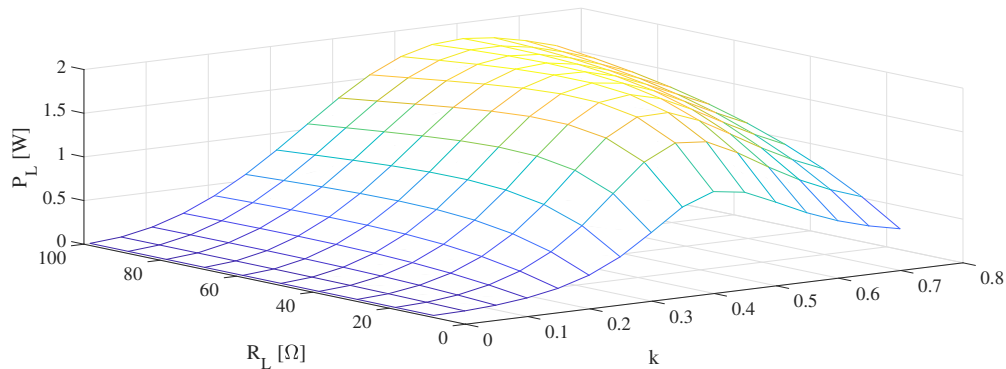
A análise da Figura 58 pode ser estendida para variação da carga R_L . Adotando-se um par de valores ótimos de C_2 e f para cada situação de k e R_L , a PDL pode ser maximizada conforme mostra a Figura 59. É importante notar que, para uma faixa relativamente grande de acoplamento magnético e carga, a superfície que define

os valores da PDL é praticamente plana na Figura 59(a). Este resultado se torna importante para o projeto de sistemas de WPT, visando melhorar a independência de posicionamento entre as bobinas, assim como garantir o fornecimento de energia para cargas não estacionárias. Para fins de comparação, a Figura 59(b) mostra a resposta da PDL considerando um projeto de acoplamento indutivo fixo, isto é, a frequência de excitação corresponde a $f = 507$ kHz e a capacitância $C_2 = 3,64$ nF. Esta solução maximiza a PDL apenas quando $k = 0,5$ e $R_L = 47 \Omega$.

Figura 59: Comparação entre as respostas da PDL de um sistema de WPT maximizado pelas variáveis C_2 e f (a); e de um projeto fixo (b).



(a) PDL (P_L) maximizada pelos valores de C_2 e f em função de k e R_L .



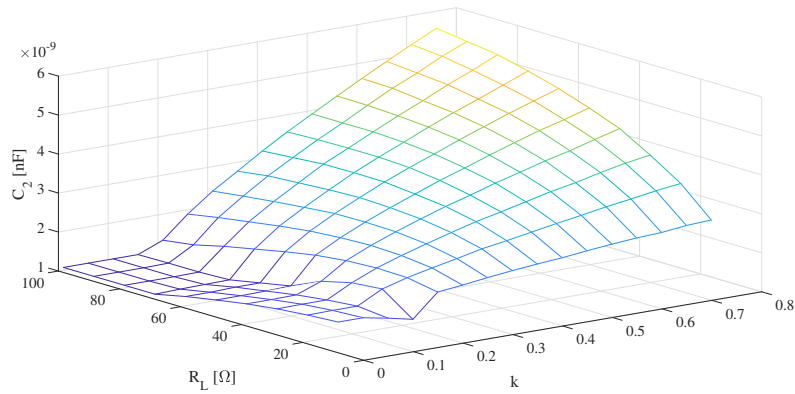
(b) PDL (P_L) maximizada apenas para a situação fixa de $k = 0,5$ e $R_L = 47 \text{ k}\Omega$

A Figura 60 mostra o resultado de uma busca exaustiva para os valores de C_2 e f que maximiza a PDL, cujos valores são mostrados na Figura 59(a). É importante notar que na região onde o valor de R_L é maior que 70Ω e k menor que $0,2$, aproximadamente, as superfícies de C_2 e f são planas. Isto ocorre pelo limite mínimo atingido na busca de C_2 , que corresponde a 1 nF, e pelo limite máximo atingido na busca de f , que corresponde a 1 MHz. Nota-se também um comportamento distinto nos valores de C_2 e f para k abaixo de $0,2$.

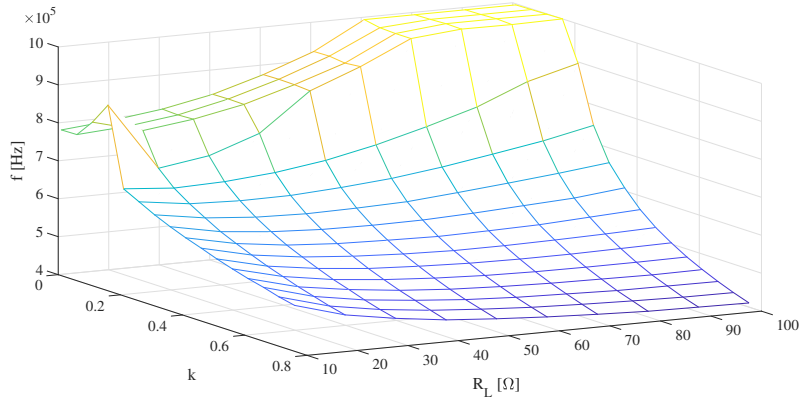
5.2 Metodologia proposta para maximização da PDL com duas variáveis

No capítulo 4 foi mostrado que o ponto de máxima PDL ocorre quando a fase da corrente de entrada I_S com respeito à tensão de entrada V_I é zero. Nesta seção, este critério de detecção será generalizado para a medida da impedância complexa de entrada do acoplamento indutivo. Portanto, o lado primário do acoplamento indutivo compensado continuará sendo utilizado para o monitoramento das condições de potência na carga.

Figura 60: Conjunto de valores de C_2 e f que otimizam a PDL.



(a) Valores ótimos de C_2 em função das condições de carga R_L e k .



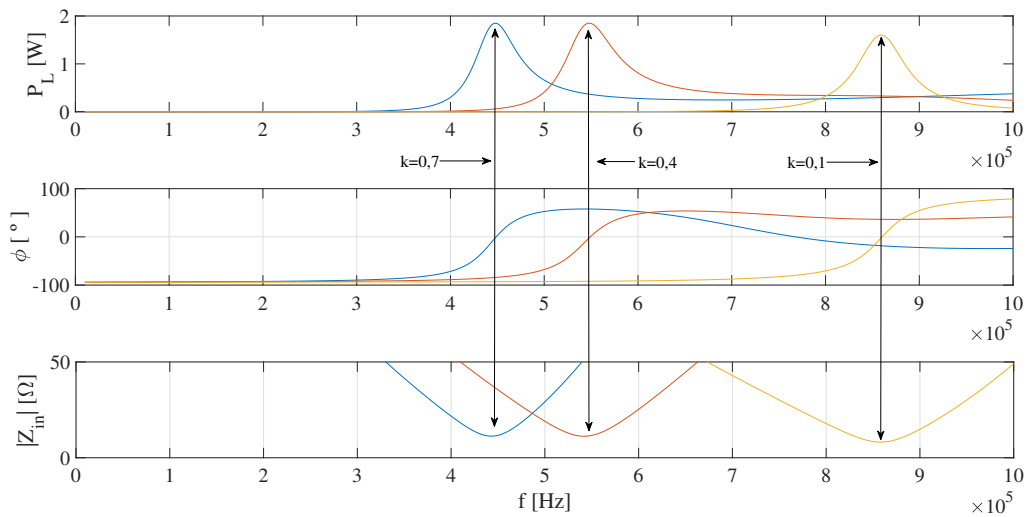
(b) Valores ótimos de f em função das condições de carga R_L e k .

A Figura 61 ilustra o comportamento da PDL e da impedância de entrada do acoplamento indutivo tomado como exemplo neste capítulo. Para fins de exemplificação, a resposta em frequência da PDL foi realizada para três situações específicas de acoplamento magnético ($k = 0,1$, $k = 0,4$ e $k = 0,7$). Cada curva de P_L foi obtida considerando o valor ótimo de C_2 para cada k respectivo. Conforme já mostrado anteriormente no capítulo 4, o valor máximo de P_L ocorre muito próximo do cruzamento por zero da função ϕ (ângulo da impedância de entrada Z_{in}). Entretanto, deve-se observar que para acoplamentos fortes, como por exemplo as curvas para $k = 0,7$ na Figura 61, existe mais do que um cruzamento por zero na fase ϕ em

decorrência do fenômeno *frequency splitting*. Portanto, utilizar somente o critério $\phi = 0^\circ$ é necessário, mas não suficiente para detectar o valor máximo de P_L . Assim, utiliza-se adicionalmente o módulo da impedância de entrada, $|Z_{in}|$, para completar o teste da máxima PDL. Observando a resposta em frequência de $|Z_{in}|$ na Figura 61, pode-se assumir o seguinte critério para estimativa da localização (neste contexto, o par de valores C_2 e f) da máxima PDL:

$$\phi = \frac{\angle Z_{in}}{\min\{|Z_{in}|\}} = 0 \quad (44)$$

Figura 61: Resposta em frequência da PDL (P_L), da fase (ϕ) e módulo ($|Z_{in}|$) da impedância de entrada, nas condições: (i) $k = 0,1$ e $C_2 = 1,45$ nF; (ii) $k = 0,4$ e $C_2 = 3,21$ nF e; (iii) $k = 0,7$ e $C_2 = 4,41$ nF.



A Tabela 5 mostra os valores de C_2 e f que maximizam a PDL para alguns valores específicos de k . É importante notar que para acoplamentos magnéticos fracos, isto é, neste contexto $k < 0,1$, a PDL não atinge o valor estabilizado em $\approx 1,85$ W conforme apresentado nos demais valores de k . Nesta região de operação também se observa a baixa sensibilidade de P_L com respeito a C_2 , ou seja, o valor ótimo de C_2 é praticamente constante, sendo apenas a frequência f efetiva na maximização da PDL. Para acoplamentos magnéticos maiores que 0,1, nota-se que a PDL fica estabilizada, assim como o módulo da impedância de entrada $|Z_{in}|$. Entretanto, a fase ϕ da impedância de entrada apresenta, em todos os casos de k na Tabela 5, um desvio com relação a 0° . Portanto, a Equação 44 pode ser usada apenas como um estimador da localização do ponto de máxima PDL.

Os valores ótimos de C_2 e f da Tabela 5 foram obtidos através de uma busca exaustiva aplicada à função objetivo (Equação 27), visando a maximização da PDL. Neste processo, a capacitância C_2 foi variada de 1 nF a 10 nF com resolução de 10 pF, e a frequência de operação, f , de 100 kHz a 1 MHz com resolução de 1 kHz.

Tabela 5: Pontos máximos da PDL em função de alguns valores discretos de k .

k	C_2 [nF]	f [kHz]	P_L [W]	$ Z_{in} $ [Ω]	ϕ [$^\circ$]
0,01	1,43	862	0,0282	5,2805	-2,8177
0,05	1,43	863	0,7894	6,1217	-2,4887
0,10	1,45	859	1,6019	8,1625	-2,8275
0,15	1,49	850	1,8482	11,3901	-3,2750
0,20	2,13	697	1,8486	11,4498	-2,6801
0,25	2,45	643	1,8487	11,4800	-2,7639
0,30	2,72	605	1,8488	11,5251	-2,2436
0,35	2,97	574	1,8488	11,5035	-2,4582
0,40	3,21	548	1,8489	11,4780	-2,0485
0,45	3,43	526	1,8489	11,4730	-2,2159
0,50	3,64	507	1,8489	11,4901	-1,8559
0,55	3,84	490	1,8490	11,4951	-1,9457
0,60	4,03	475	1,8490	11,5209	-1,7324
0,65	4,22	461	1,8490	11,5148	-1,7072
0,70	4,41	448	1,8490	11,4934	-1,6209
0,75	4,57	437	1,8490	11,5414	-1,6774

A partir de cada valor de k utilizado na busca exaustiva, é possível caracterizar uma dependência entre C_2 e f . Assim, utilizando regressão não-linear é possível obter uma curva que melhor se aproxime aos valores já obtidos. A Figura 62 mostra tal relação para o caso específico de carga utilizada neste projeto ($R_L = 47 \Omega$). A equação que descreve a curva ajustada é

$$C_2 = 1,36 \cdot 10^{-20} \cdot f^2 - 2,49 \cdot 10^{-14} \cdot f + 1,28 \cdot 10^{-8} \quad (45)$$

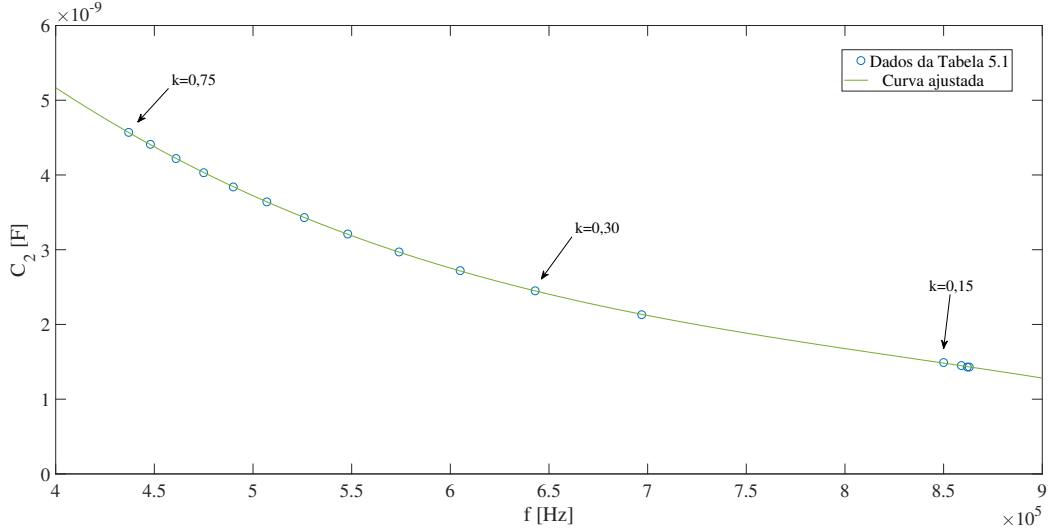
A Equação 45 é uma ferramenta importante para a busca do ponto de máxima PDL, pois apresenta uma informação sobre o comportamento ou dependência das variáveis do circuito. Se for considerado um espaço de busca 2D ($C_2 ; f$), o ponto de máxima PDL se situará na curva ajustada da Figura 62. Portanto, o processo de busca se reduz as possibilidades de valores dadas pela Equação 45, conquanto que a carga R_L não mude.

5.2.1 Hardware Proposto para maximização da PDL com duas variáveis

A Figura 63 mostra a arquitetura utilizada para maximização ou controle da PDL por meio da variação de C_2 e f . O monitoramento da condição de máxima PDL é realizado através da amostragem do sinal de tensão de entrada, V_I , e da corrente de entrada, I_S . Estes sinais são conectados ao circuito integrado AD8302, cuja função é detectar o módulo e a fase da impedância de entrada do circuito, possibilitando executar o estimador do ponto de máxima PDL dado pela Equação 44.

O circuito integrado AD8302 possui duas saídas em corrente contínua, V_{mag} e V_{phs} , onde é possível obter as informações do módulo e fase de Z_{in} conforme as equações:

Figura 62: Curva ajustada por regressão não-linear que relaciona a capacitância C_2 e a frequência f para uma carga $R_L = 47\Omega$. Os pontos indicados na curva foram obtidos variando-se o coeficiente de acoplamento magnético k na busca exaustiva para maximização da PDL.



$$V_{mag} = 0,9 + 20 \cdot \log \left(\frac{\alpha \cdot |V_I|}{\beta \cdot |I_S|} \right) \quad (46)$$

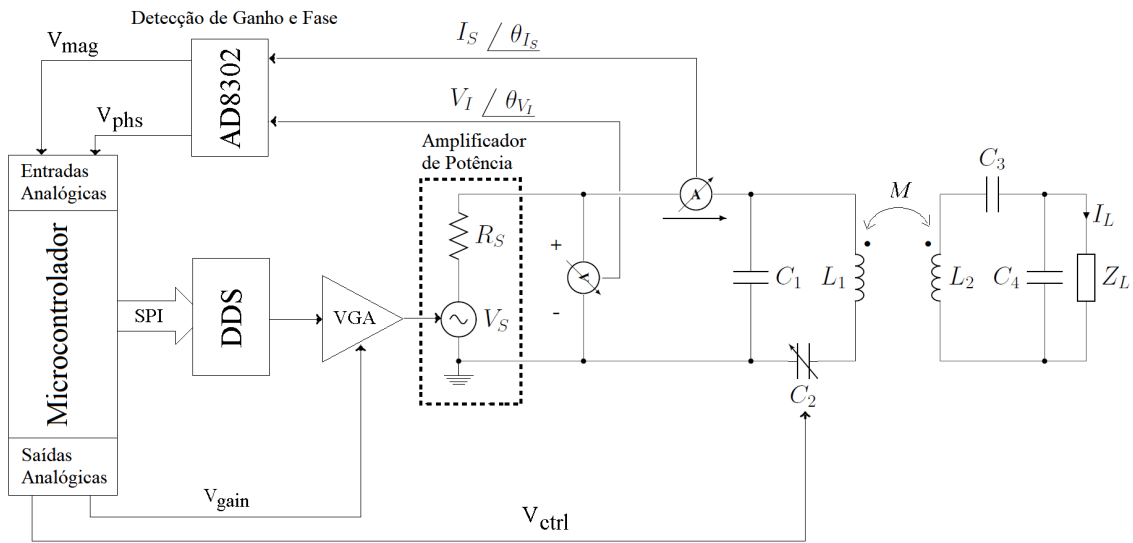
$$V_{phs} = 1,8 - 10 \cdot 10^{-3} \cdot |\phi|$$

onde $|V_I|/|I_S| = |Z_{in}|$, $\phi = \angle V_I - \angle I_S = \angle Z_{in}$, α é uma constante que representa um divisor de tensão necessário para manter o sinal V_I proporcionalmente dentro dos limites da entrada do AD8302, e β é o ganho de transimpedância do circuito de medição da corrente I_S .

A frequência de operação é ajustada por meio de um circuito integrado AD9834, que faz a síntese digital direta (DDS- *Direct Digital Synthesis*) para gerar um sinal senoidal. Um amplificador de ganho variável (VGA - *Variable Gain Amplifier*) ajusta a amplitude da tensão de entrada do amplificador de potência na entrada do acoplamento indutivo. Tanto o sinal de controle da frequência, que provém de uma comunicação serial (SPI- *Serial Peripheral Interface*), quanto o sinal de controle de ganho (V_{gain}) do VGA são gerados por uma placa de controle microcontrolada, cujo modelo utilizado nesta proposta é o Arduino MEGA 2560. Uma saída analógica adicional (V_{ctrl}) é prevista para o controle da capacitância C_2 .

A principal função do microcontrolador é implementar um algoritmo de busca do ponto de máxima PDL, tendo como base a estimativa dada pela Equação 44. Em Porto et al. (2017) é proposto um algoritmo de busca do par de valores ótimos $(C_2; f)$, cuja interdependência é dada pela Equação 45. Assim, um vetor de 1600 posições é gerado para endereçar os valores de C_2 e f , cujo passo de busca neste vetor é dado por lógica *fuzzy*. Quando mais posições, maior será a resolução da busca e mais próximo ao ponto de máxima PDL o algoritmo convergirá.

Figura 63: Arquitetura proposta para o controle da PDL (PORTO et al., 2017).



5.2.2 Busca do ponto de máxima PDL em duas variáveis

O *hardware* proposto na Figura 63 disponibiliza duas tensões CC (V_{mag} e V_{phis}), pelas quais é possível acessar o valor complexo da impedância de entrada Z_{in} do acoplamento indutivo. A partir dos valores de C_2 e f (ver Figura 60), que maximizam a PDL para cada situação de R_L e k , obtém-se os respectivos valores das tensões V_{mag} e V_{phis} , cujos gráficos das superfícies são mostrados na Figura 64.

Comparando-se as Figuras 64 e 59(a), nota-se que para a situação onde $k < 0,2$ tanto a PDL, quanto a respectiva tensão V_{mag} não são constantes. Além disto, nota-se que a superfície gerada pelos valores de V_{phis} possui maiores variações nesta faixa de k também. Assim, tomando-se como região de interesse para controle da PDL aqueles pontos de operação em que $k > 0,2$, o valor de referência para V_{mag} corresponde a $(1,4892 \pm 0,0018)$ V, cuja dispersão é dada para 2σ , e o valor de referência para V_{phis} corresponde a $(1,7785 \pm 0,0092)$ V, cuja dispersão é dada para 2σ . Com o auxílio da Equação 46 é possível obter o valor da impedância de entrada do acoplamento indutivo na condição de máxima PDL em cada situação de R_L e k . Assim, para $k > 0,2$ o valor esperado para Z_{in} na condição de máxima PDL corresponde a $11,5115/2,1475^\circ \Omega$, considerando especificamente o projeto do acoplamento indutivo aqui apresentado. Cabe ressaltar que a partir do *hardware* proposto não é possível determinar o caráter da impedância, isto é, se é capacitivo ou indutivo, pois o circuito integrado AD8302 produz a tensão de saída V_{phis} proporcional ao módulo da diferença de fase ϕ entre os sinais de tensão V_I e corrente I_S . A Figura 65 apresenta a localização (valores de C_2 e f) dos pontos de máxima PDL detectados dentro dos intervalos de abrangência de V_{mag} e V_{phis} .

Embora exista um ponto de máximo global da PDL para cada par de valores de R_L e k , é possível estabelecer um critério de convergência para um método de busca tal que o módulo e a fase de Z_{in} , no final do processo, estejam dentro de um intervalo de tolerância. Utilizando-se os valores ótimos de V_{mag} e V_{phis} com suas respectivas dispersões obtidos na fase de simulação, a PDL média e a respectiva dispersão para

Figura 64: Valores de (a) V_{mag} e (b) V_{phs} nos valores máximos da PDL.

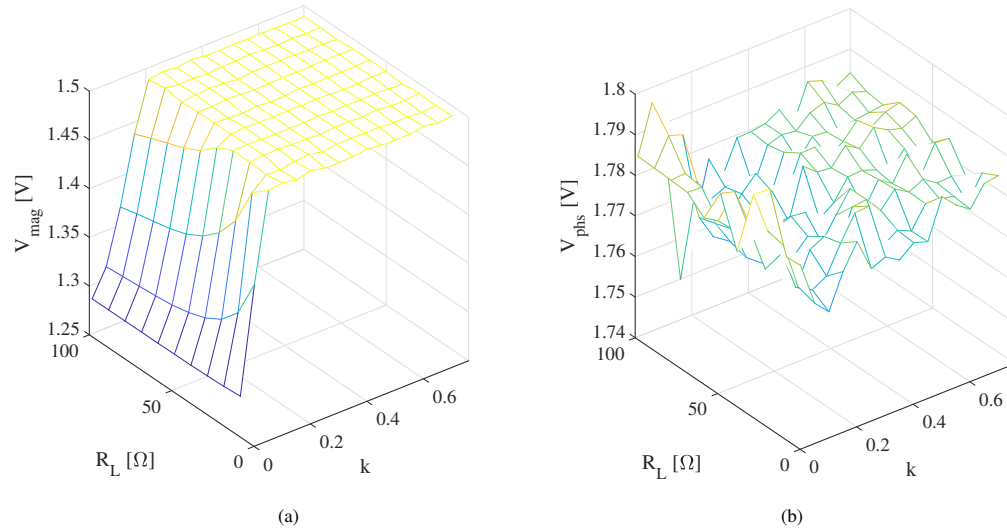
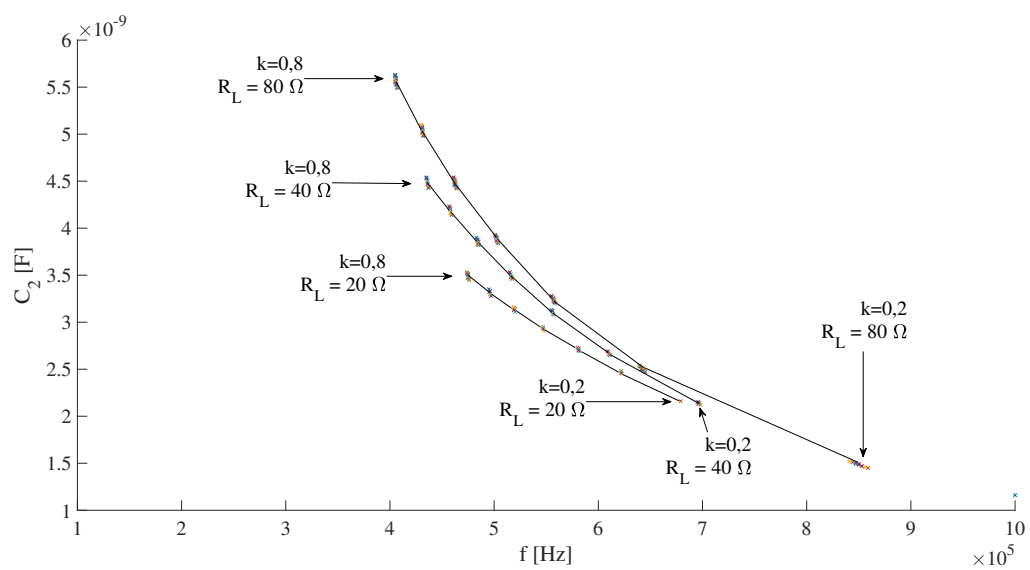


Figura 65: Pontos da máxima PDL detectada dentro do intervalo de abrangência de V_{mag} e V_{phs} e curvas de tendência para carga R_L e coeficiente de acoplamento k variáveis.



2σ resultante de uma variação de carga R_L e coeficiente de acoplamento magnético k são mostradas nas Tabelas 6 e 7, respectivamente. Como existe uma tolerância nas funções objetivo V_{mag} e V_{phs} , para as mesmas condições de R_L e k podem existir mais do que um par de valores (C_2 e f) que atendam as condições de máxima PDL, conforme mostra a Figura 65. Isto pode acarretar a um máximo local ou simplesmente valores quaisquer de PDL. Entretanto, se for observado o pior caso das dispersões da Tabela 7, isto representa um desvio de 0,73% do valor médio da PDL.

Nas curvas apresentadas na Figura 65 também se nota que a carga R_L tem maior influência no valor de C_2 em acoplamentos magnéticos fortes como $k = 0,8$. Já em acoplamentos magnéticos menores, como no caso para $k = 0,2$, se nota que a frequência tem maior variação decorrente de mudanças na carga R_L . Além disto, se for considerado todo o espaço de busca ($1 \text{ nF} < C_2 < 10 \text{ nF}$ e $100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$), as localizações dos pontos de máxima PDL detectada dentro do intervalo de tolerância de V_{mag} e V_{phs} ocupam uma região relativamente pequena. Esta informação pode ser usada em um método de busca, reduzindo-se assim o número de amostras necessárias para o processo de maximização da PDL.

A Figura 66 mostra as curvas de nível da fase Z_{in} em situações de acoplamento magnético $k = 0,2$, $k = 0,4$ e $k = 0,8$. As curvas de nível foram geradas a partir do intervalo de abrangência de V_{phs} , cuja correspondência em graus equivale a $2,15^\circ \pm 0,92^\circ$. Nesta análise, a carga R_L foi fixada nos valores 20Ω , 40Ω e 80Ω para análise de sua influência na trajetória das curvas de nível de $\angle Z_{in}$, sobre a qual o ponto de máxima PDL se localiza.

Tabela 6: Valores médios detectados da PDL [W]

		k						
		0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
$R_L[\Omega]$	20	1,6809	1,6772	1,6773	1,6788	1,6771	1,6781	1,6781
	30	1,7685	1,7709	1,7720	1,7706	1,7704	1,7704	1,7712
	40	1,8190	1,8218	1,8219	1,8218	1,8203	1,8204	1,8222
	50	1,8513	1,8525	1,8526	1,8533	1,8524	1,8543	1,8539
	60	1,8717	1,8734	1,8753	1,8751	1,8751	1,8753	1,8752
	70	1,8874	1,8912	1,8899	1,8908	1,8912	1,8919	1,8914
	80	1,8992	1,9020	1,9019	1,9027	1,9027	1,9029	1,9036
	90	1,9077	1,9102	1,9110	1,9120	1,9128	1,9128	1,9133
	100	1,9145	1,9172	1,9189	1,9200	1,9199	1,9199	1,9206

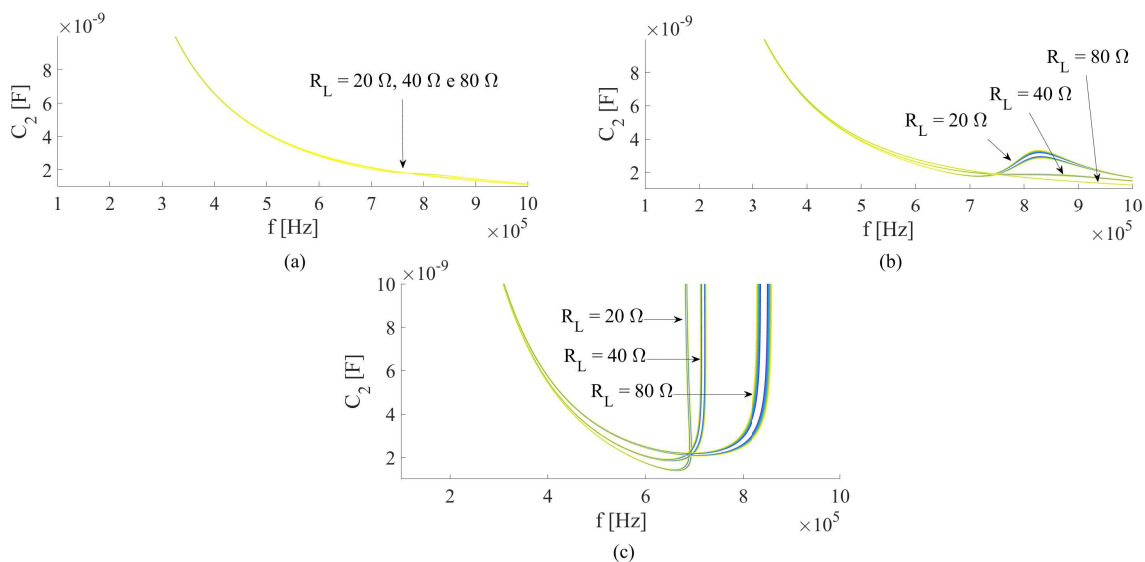
Na Figura 66(a) percebe-se que os valores aplicados para a carga R_L pouco influenciam na trajetória das curvas de nível de $\angle Z_{in}$. Portanto, em situações de acoplamento magnético fraco (aqui considerado nesta análise $k < 0,2$) R_L não influencia significativamente na relação entre C_2 e f . Já a Figura 66(b) mostra as trajetórias das curvas de nível de $\angle Z_{in}$ para $k = 0,4$. Nesta situação já se nota em regiões de maior frequência a influência de R_L , sendo que quanto maior for o valor da carga, maior será a semelhança com as trajetórias da Figura 66(a). Por fim, na Figura 66(c) são apresentadas as curvas de nível de $\angle Z_{in}$ na situação de acoplamento magnético forte (aqui considerado $k = 0,8$). Estas curvas diferem-se das demais, principalmente nas regiões de frequências maiores. Se for fixado um valor para C_2 ,

Tabela 7: Dispersão dos valores detectados da PDL [W]

		k						
		0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
$R_L[\Omega]$	20	0,0006	0,0104	0,0074	0,0068	0,0074	0,0078	0,0068
	30	0,0098	0,0074	0,0058	0,0082	0,0080	0,0068	0,0072
	40	0,0104	0,0068	0,0066	0,0072	0,0084	0,0076	0,0064
	50	0,0102	0,0086	0,0090	0,0086	0,0082	0,0070	0,0068
	60	0,0136	0,0108	0,0078	0,0078	0,0080	0,0070	0,0068
	70	0,0128	0,0074	0,0088	0,0080	0,0076	0,0068	0,0066
	80	0,0136	0,0098	0,0088	0,0076	0,0084	0,0070	0,0068
	90	0,0140	0,0102	0,0088	0,0082	0,0078	0,0066	0,0068
	100	0,0132	0,0106	0,0096	0,0080	0,0084	0,0068	0,0072

como exemplo 6 nF, ao realizar-se uma varredura em frequência, serão encontradas aos menos duas regiões onde o valor de $\angle Z_{in}$ é condizente com a condição de fase para a máxima PDL. De fato, em acoplamentos magnéticos fortes o fenômeno *Frequency Splitting* se manifesta com dois picos na resposta em frequência da PDL, tal como no cruzamento por zero da resposta em frequência da fase de Z_{in} . Entretanto, na análise numérica aqui realizada o ponto de máxima PDL ocorre na média em $\angle Z_{in} = 2,15^\circ$.

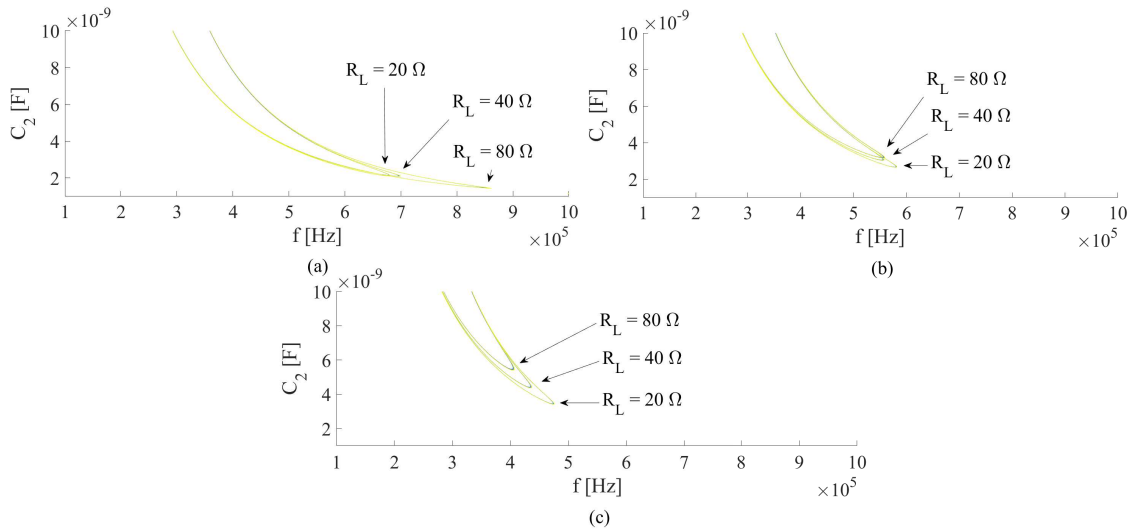
Figura 66: Curvas de nível da fase de Z_{in} para valores dentro do intervalo de abrangência $2,15^\circ \pm 0,92^\circ$ nas situações (a) $k = 0,2$, (b) $k = 0,4$ e (c) $k = 0,8$.



Assim como nas curvas de nível da fase de Z_{in} , as curvas de nível do módulo de Z_{in} apresentadas na Figura 67 também mostram a influência do coeficiente de acoplamento magnético e da carga em suas trajetórias. Os níveis apresentados pelas curvas representam o intervalo de abrangência $11,5128 \Omega \pm 0,0798 \Omega$ determinado durante a fase de simulação do acoplamento magnético. Pela análise da Figura 67,

sugere-se que o coeficiente de acoplamento magnético k determina uma tendência de inclinação para as curvas de nível e o efeito da carga R_L apenas altera o comprimento das respectivas curvas.

Figura 67: Curvas de nível do módulo de Z_{in} para valores dentro do intervalo de abrangência $11,5128 \Omega \pm 0,0798 \Omega$ nas situações (a) $k = 0,2$, (b) $k = 0,4$ e (c) $k = 0,8$.



Um método de busca das variáveis C_2 e f que maximizam a PDL deve ter como objetivo alcançar o ponto onde as curvas de nível do módulo e fase de Z_{in} se encontram. A Figura 68 mostra a sobreposição das curvas de nível de módulo e fase de Z_{in} para uma condição de operação correspondente a $k = 0,2$ e cargas $R_L = 20 \Omega$ (Figura 68(a)) e $R_L = 80 \Omega$ (Figura 68(b)). Além disto, também é mostrado o ponto de máxima PDL, cuja localização sugere no encontro das curvas de nível. A determinação do ponto de máxima PDL foi realizada através de uma busca exaustiva no espaço $C_2 - f$.

A Figura 69 mostra detalhes da região de encontro das curvas de nível de módulo e fase de Z_{in} . Pela análise das Figuras 69(a) e (b), percebe-se que o ponto de encontro não é suficientemente claro. De fato, existe uma região de intersecção na qual a máxima PDL provavelmente se encontra. As diversas possibilidades para k e R_L geram uma faixa de valores ditos aceitáveis para C_2 e f maximizar a PDL. Como os intervalos de abrangência para V_{mag} ($|Z_{in}|$) e V_{phs} ($\angle Z_{in}$) foram calculados para um nível de confiança de aproximadamente 95% (2σ), pode existir uma localização para o máximo global da PDL fora da região de intersecção das curvas de nível. A Figura 69(b) ilustra um caso desses, onde o ponto de máxima PDL se encontra fora das curvas de nível de $\angle Z_{in}$. Por outro lado, nota-se que a área de intersecção das curvas abrange poucos kHz de variação da frequência f e algumas dezenas de picofarads de variação de C_2 . Isto significa que um dado método de busca pode convergir a um ponto qualquer (C_2 e f) dentro desta área de intersecção, mas se estará relativamente próximo do máximo global da PDL, considerando o espaço total de busca.

Uma análise similar pode ser realizada para um coeficiente de acoplamento maior, como por exemplo $k = 0,8$. Comparando-se as Figuras 68 e 70 nota-se que o ponto

Figura 68: Sobreposição das curvas de nível do módulo e fase de Z_{in} com a indicação do ponto de máxima PDL para $k = 0,2$ e (a) $R_L = 20 \Omega$ e (b) $R_L = 80 \Omega$.

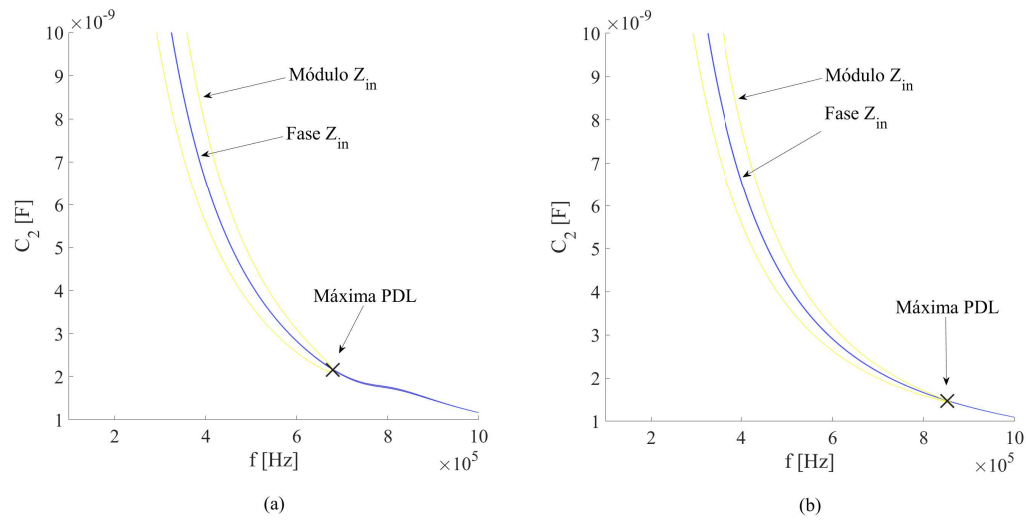
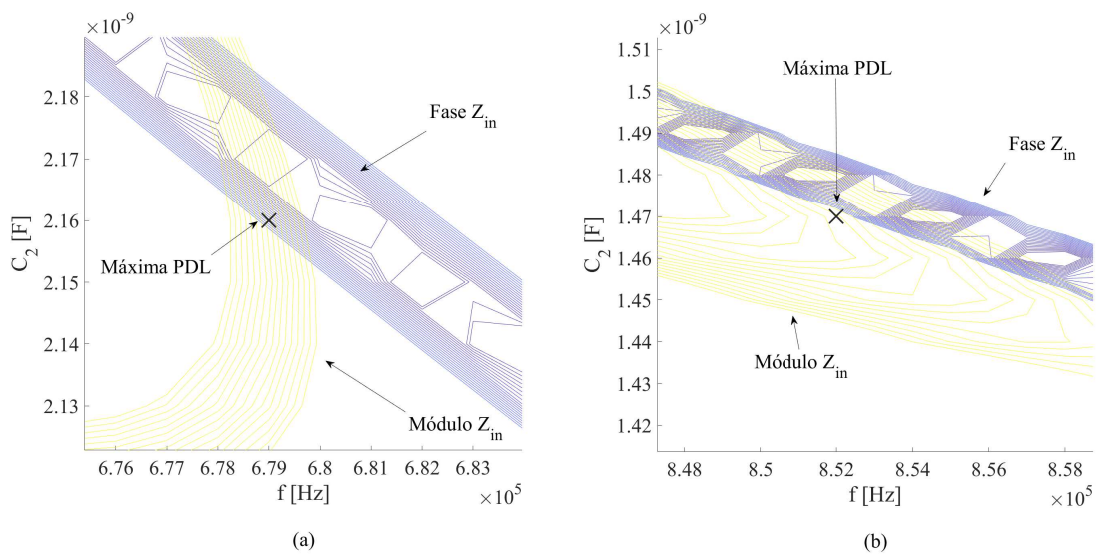
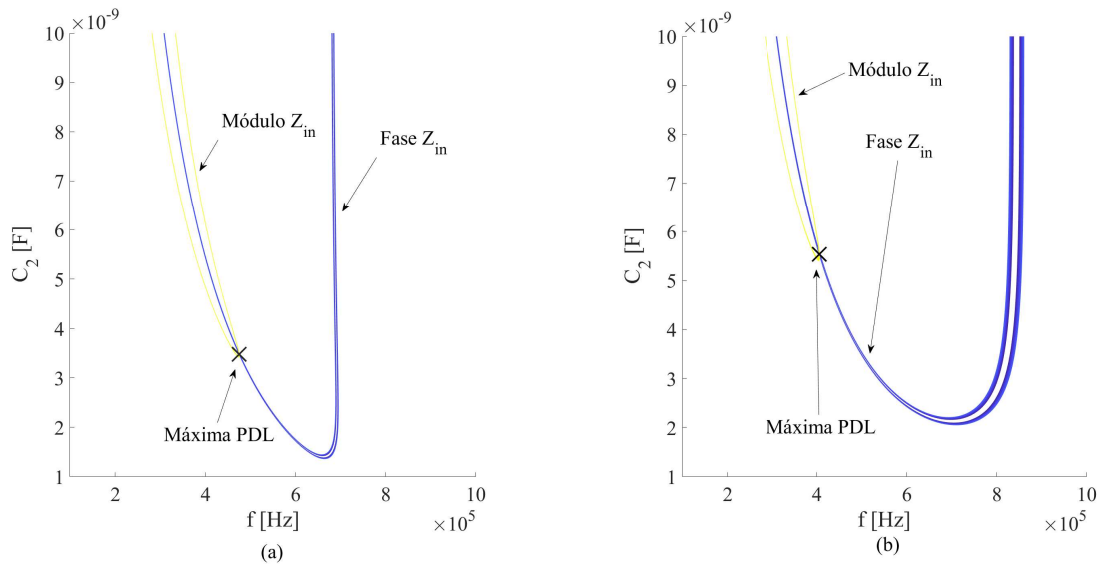


Figura 69: Detalhe da intersecção das curvas de nível do módulo e fase de Z_{in} com a indicação do ponto de máxima PDL para $k = 0,2$ e (a) $R_L = 20 \Omega$. e (b) $R_L = 80 \Omega$.



de máxima PDL se desloca para uma região de frequência menor e capacitância C_2 maior quando o coeficiente de acoplamento magnético aumenta. Mas a sua localização continua sendo na região de intersecção das curvas de nível de módulo e fase de Z_{in} . Cabe ressaltar que, em situações de acoplamento magnético forte, o fenômeno de *Frequency Splitting* ocorre e isto gera dois pontos de cruzamento por zero na fase de Z_{in} , utilizando-se a sintonia apenas por frequência. Se a curva de nível do módulo de Z_{in} é utilizada, então fica claro qual ponto de $\angle Z_{in}$ deve se localizar a máxima PDL, uma vez que dos dois pontos existentes de cruzamento por zero na fase de Z_{in} para um dado C_2 fixo, somente um intersecciona com as curvas de nível de $|Z_{in}|$, conforme mostram as Figuras 70(a) e (b).

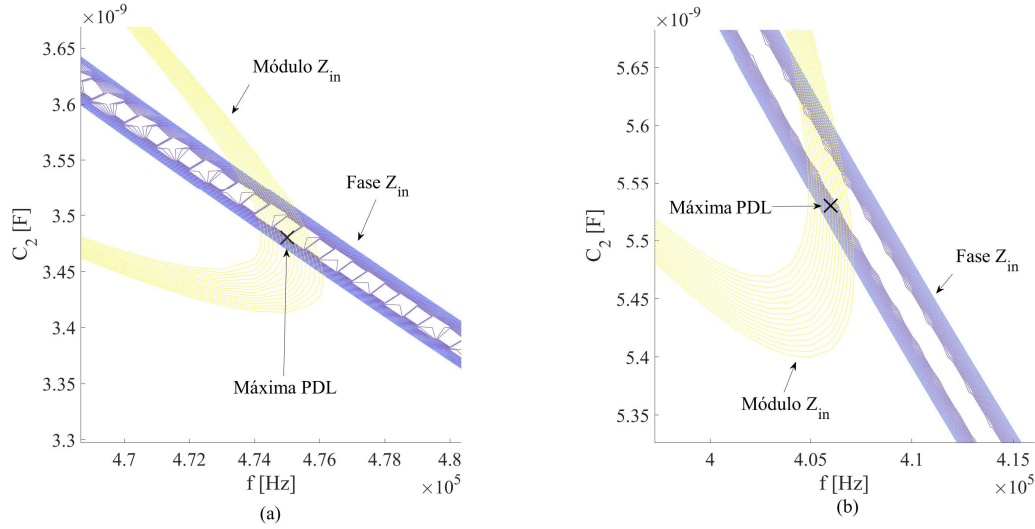
Figura 70: Sobreposição das curvas de nível do módulo e fase de Z_{in} com a indicação do ponto de máxima PDL para $k = 0,8$ e (a) $R_L = 20 \Omega$ e (b) $R_L = 80 \Omega$.



A Figura 71 mostra os detalhes da intersecção das curvas de nível de módulo e fase de Z_{in} para $k = 0,8$. Neste caso, o máximo global obtido por busca exaustiva no espaço C_2 e f se situa na região de intersecção das curvas, tanto para $R_L = 20 \Omega$ (Figura 71(a)), quanto para $R_L = 80 \Omega$ (Figura 71(b)).

Uma implementação possível para o método de busca de um ponto prático para a máxima PDL é descrita no fluxograma da Figura 72. Um ponto prático para a máxima PDL é referido aqui como um par de valores de C_2 e f tal que facilite a convergência do método proposto. Para iniciar a busca é necessário definir o valor inicial da capacitância, $C_2(0)$. Pode ser tomada como aproximação inicial o valor médio na faixa de valores de C_2 , que neste caso corresponde a 5 nF. Além disto, é necessário obter-se o valor do módulo da impedância de entrada, $|Z_{in}|_{opt}$, que maximiza a PDL. Este valor pode ser obtido através de simulações na fase de projeto do acoplamento indutivo, conforme descrito no capítulo 3. Por fim, também é necessário definir os intervalos de convergência para que se garanta a busca de um ponto prático para a máxima PDL. ϵ_{PHS} corresponde à tolerância atribuída à fase da impedância de entrada.

Figura 71: Detalhe da intersecção das curvas de nível do módulo e fase de Z_{in} com a indicação do ponto de máxima PDL para $k = 0,8$ e (a) $R_L = 20 \Omega$ e (b) $R_L = 80 \Omega$.



Durante as simulações para obtenção das condições de máxima PDL, é possível observar a distribuição estatística de valores da fase de Z_{in} para os valores de máxima PDL detectados. Quanto maior for ϵ_{PHS} , mais fácil será a convergência do método proposto, mas poderá convergir a um ponto de operação com potência de saída reduzida. Já ϵ_{MAG} corresponde à diferença entre o valor corrente do módulo de Z_{in} e o valor ótimo de Z_{in} , cuja expressão é dada por:

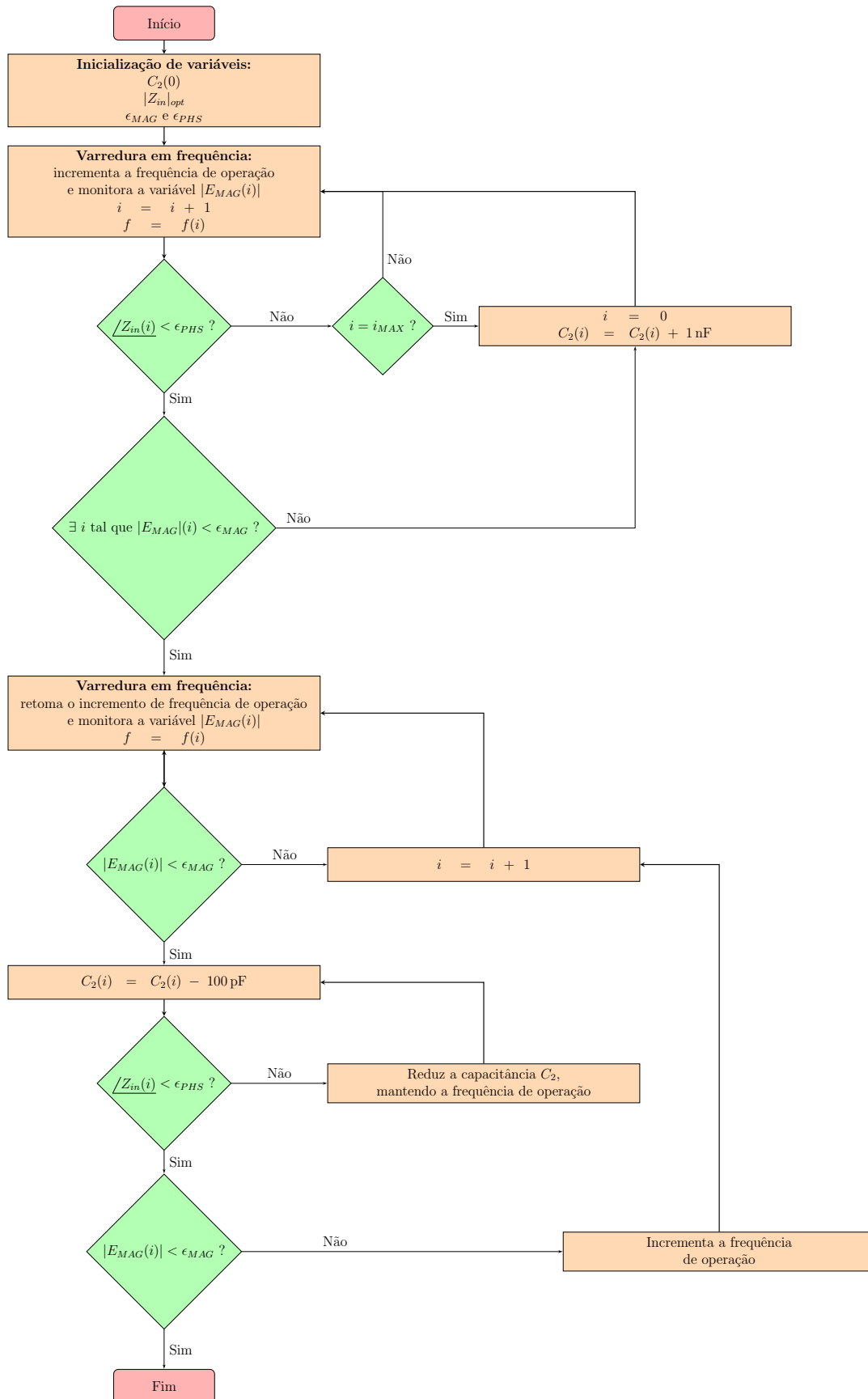
$$E_{MAG} = |Z_{in}(i)| - |Z_{in}|_{opt} \quad (47)$$

onde o índice i está associado a uma frequência de operação f .

Uma vez definidas as constantes do algoritmo, é iniciada uma varredura em frequência, mantendo o valor inicial da capacitância C_2 . Para cada valor de frequência aplicado é salvo o valor da variável $|E_{MAG}(i)|$ correspondente. A varredura em frequência se mantém até a fase de Z_{in} estiver dentro do limite estipulado por ϵ_{PHS} . Caso não exista um ponto que a inequação $\angle Z_{in} < \epsilon_{PHS}$ seja satisfeita, isto é, se a varredura em frequência terminar e não existir um ponto onde a fase de Z_{in} é próxima a zero, então aumenta-se 1 nF ao valor de C_2 e reinicia-se a varredura em frequência. Se a condição $\angle Z_{in}(i) < \epsilon_{PHS}$ for satisfeita, uma busca no vetor $|E_{MAG}|$ é realizada para detectar se o módulo de Z_{in} passou pelo ponto $|Z_{in}|_{opt}$. Caso afirmativo, isto significa que o ponto de máxima PDL está próximo e a varredura em frequência continua. Caso negativo, então é necessário aumentar o valor de C_2 e reiniciar a varredura em frequência.

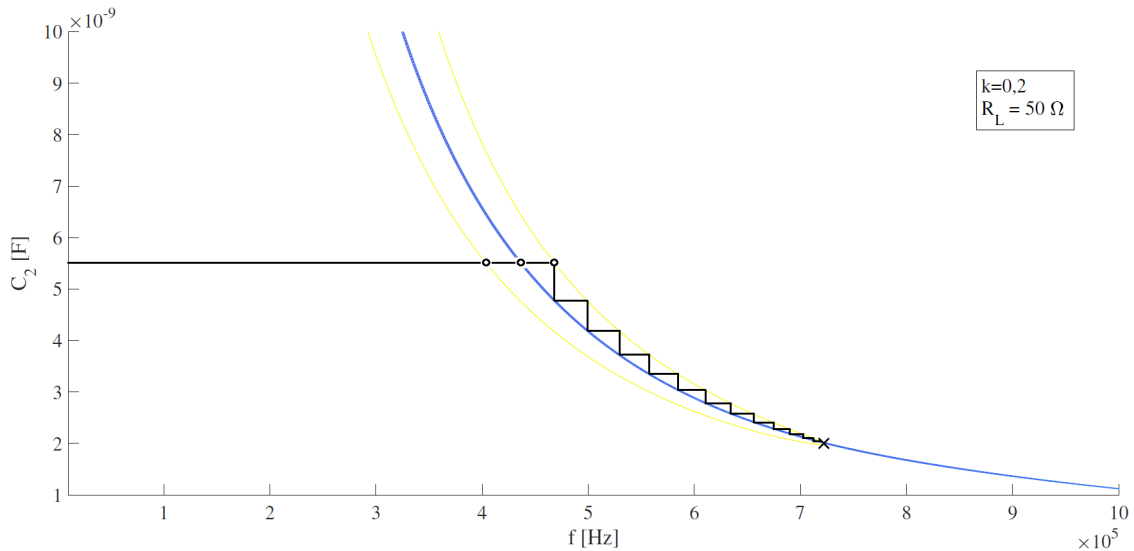
Durante o processo de continuação da varredura em frequência, após ter passado pelo primeiro ponto onde $|E_{MAG}(i)| < \epsilon_{MAG}$, a frequência de operação aumenta até atingir o próximo ponto de igual condição. A partir daí, a capacitância C_2 vai reduzindo em passos de 100 pF, que corresponde a resolução desta variável, até novamente alcançar o ponto $\angle Z_{in} < \epsilon_{PHS}$. A redução da capacitância C_2 e o aumento da frequência f se sucedem até que as condições de módulo e fase de Z_{in} sejam satisfeitas.

Figura 72: Fluxograma para implementação do método de maximização da PDL com duas variáveis de atuação.



A Figura 73 mostra a trajetória percorrida na busca do ponto de máxima PDL executada pelo algoritmo descrito no fluxograma da Figura 72. Os três círculos destacados são exemplos de pontos por onde o algoritmo deve detectar para poder realizar o rastreamento. O ponto à esquerda do central é detectado apenas uma vez no algoritmo proposto. Pela característica da curva de nível $|Z_{in}| = |Z_{in}|_{opt}$, conforme ilustrado na Figura 73, durante a varredura em frequência quando se detecta o ponto ótimo $|Z_{in}|_{opt}$ antes da curva de nível de fase $\angle Z_{in} = 0^\circ$, ou na prática $\angle Z_{in} < \epsilon_{PHS}$, então se tem a garantia que o ponto de máxima PDL se encontra em uma região onde C_2 é menor do que o valor inicial. É importante notar que após a varredura em frequência com o valor inicial de C_2 , o algoritmo proposto confina a busca entre a curva de nível de fase zero ($\angle Z_{in} < \epsilon_{PHS}$) e a curva de nível $|Z_{in}| = |Z_{in}|_{opt}$ através da redução da capacitância C_2 e aumento da frequência f , consecutivamente.

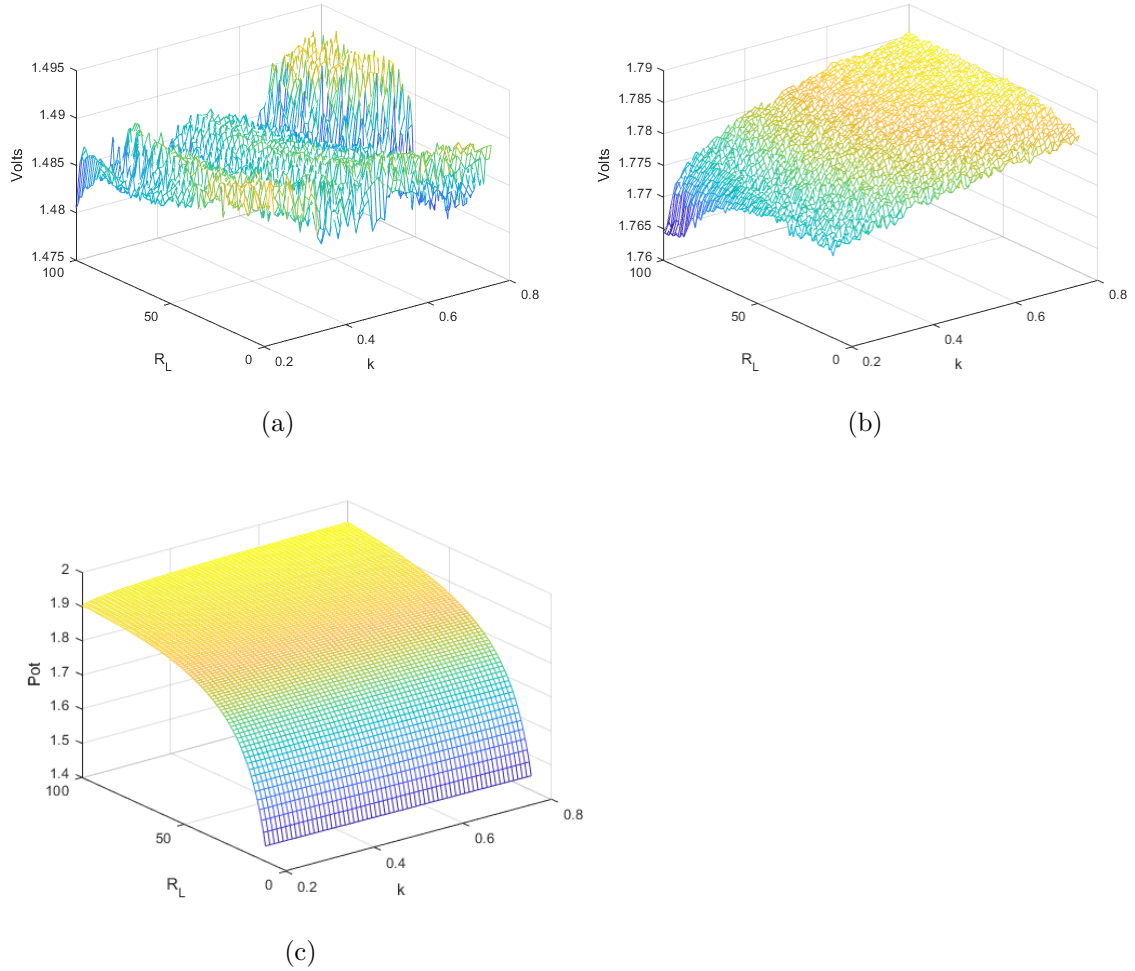
Figura 73: Trajetória de busca do ponto de máxima PDL para $k = 0,2$ e $R_L = 50 \Omega$.



Ao aplicar-se o algoritmo proposto para valores de acoplamento magnético k entre 0,2 e 0,8 e carga R_L entre 10Ω e 100Ω , é possível se avaliar a robustez do método quanto à convergência ao ponto prático de máxima PDL. A Figura 74 apresenta os resultados experimentais dos valores adquiridos de V_{MAG} (Figura 74(a)) e V_{PHS} (Figura 74(b)). É importante notar que estes resultados refletem o ponto de máxima PDL para cada situação de k e R_L . Além disto, não se pode afirmar que existe um único valor de V_{MAG} (ou $|Z_{in}|_{opt}$) e V_{PHS} (ou $\angle Z_{in}|_{opt}$) que represente a máxima potência na carga para todas as situações de operação (k e R_L). Os resultados de simulação da Figura 64 também indicam esta característica. As resoluções da capacitância C_2 e da frequência f aplicadas ao circuito impactam nesta distribuição de valores. Quanto menores estas resoluções, menor será também a dispersão nos valores de V_{MAG} e V_{PHS} nas condições de máxima PDL. A Figura 74(c) mostra os resultados da potência na carga medidos.

Neste capítulo, a sintonia de um acoplamento indutivo foi realizada através da inserção da frequência ajustável de operação ao método da capacitância de compensação variável. Os resultados de simulação apresentam uma manutenção do valor

Figura 74: Resultados de simulação do algoritmo proposto. (a) Valores de V_{MAG} e (b) V_{PHS} na condição de máxima PDL detectada. (c) Valores da máxima PDL calculados.



da PDL para uma ampla faixa de coeficiente de acoplamento magnético e carga, tornando o processo de transferência de energia mais robusto a estas variações. O método proposto poderá ser utilizado de forma contínua, repetindo a execução do algoritmo descrito na Figura 72 a cada intervalo de tempo predeterminado.

6 CONCLUSÃO

A WPT tem se mostrado uma técnica adequada para alimentação de dispositivos e sistemas onde a utilização de fios é inadequada, custosa ou até mesmo proibitiva. No setor de eletrônicos de consumo, por exemplo, a WPT pode ser vista apenas como uma comodidade oferecida pelos fabricantes. Por outro lado, na área biomédica e especificamente em dispositivos implantáveis a WPT tem um papel importante na segurança contra infecções, pois evita a passagens de fios de alimentação através da pele. Além desta área, no segmento de veículos elétricos também existe uma demanda crescente de aplicações de WPT. O desalinhamento entre as bobinas transmissora e receptora bem como as condições de carga variável torna o problema de maximização da energia transferida não trivial, pois há um decréscimo significativo na potência transmitida fora das condições iniciais de projeto. As publicações recentes tratam desta questão independente do nível de potência transferida à carga. Nesta tese foram apresentadas contribuições para melhorar o grau de liberdade de posicionamento entre as bobinas transmissora e receptora, cujo efeito é a alteração do coeficiente de acoplamento magnético. Além disto, a variação da carga também é considerada no problema de maximização da PDL.

No que diz respeito à metodologia de projeto de um acoplamento indutivo com compensação capacitiva, foi investigada a influência do número de espiras da bobina transmissora no coeficiente de acoplamento magnético para diferentes valores de distância entre bobinas. Cabe ressaltar que o estudo realizado nesta tese se limita ao uso de bobinas planares com geometria circular. Além disto, a metodologia proposta é adequada a sistemas de WPT de baixa potência. Assim, a partir dos resultados de simulação eletromagnética, nota-se que um forte acoplamento magnético pode ser obtido quando as bobinas estão muito próximas e alinhadas. Entretanto, k se reduz fortemente com o afastamento entre elas. Para se manter o valor do coeficiente de acoplamento magnético, a indutância da bobina transmissora dever aumentada, juntamente com o seu número de espiras e diâmetro. Outro aspecto interessante abordado na metodologia de projeto foi a dependência da PDL em função do número de espiras da bobina transmissora. Para cada indutor gerado, aplicou-se a metodologia de projeto proposta a uma distância fixa considerada como uma situação de acoplamento magnético fraco, isto é, onde não ocorre o fenômeno de *Frequency Splitting*. Na medida em que se aumenta o número de espiras, a PDL cresce acentuadamente até atingir um máximo na PDL. No estudo de caso apresentado para bobinas planares circulares, a partir de 10 espiras a PDL começa a decair na distância de operação 1 mm. Para cada indutor gerado existe um conjunto de capacitores da rede de compensação que maximiza a potência transferida, considerando carga e frequência fixas. Para distâncias maiores, conforme o estudo

de caso apresentado, a PDL atinge o seu máximo em um número maior de espiras da bobina transmissora. Assim, deve-se observar durante a fase de projeto de um sistema de WPT que L_1 deve ser escolhido de tal forma a propiciar um máximo nível de PDL. Desta forma, é possível controlar a potência na carga ajustando-se apenas a amplitude da tensão de entrada.

A contribuição mais significativa deste trabalho é apresentada no capítulo 4, no qual é descrito um circuito eletrônico que simula uma capacitância controlada por tensão, gerando uma rede de compensação adaptável às condições não estacionárias de k . A estratégia de controle adotada faz uso da leitura da fase da impedância de entrada do acoplamento indutivo. O cruzamento por zero graus da fase é usado como ponto de referência para a máxima PDL. Diferentemente de outros autores que têm adotado uma matriz de capacitores para ajustar o ponto de ressonância, é proposto um circuito capaz de variar uma capacitância de forma contínua. A implementação utiliza um amplificador de ganho variável, cujo valor modifica a capacitância equivalente de entrada. Portanto, ao colocar-se este circuito proposto em uma malha de controle de fase, a capacitância C_2 no lado primário do acoplamento indutivo se altera até atingir o ponto de fase zero.

A partir dos resultados obtidos na caracterização do circuito do capacitor variável, percebe-se que a faixa de variação da capacitância situa-se entre -5 nF e $+5\text{ nF}$ com perda de linearidade no lado negativo da capacitância. Além do controle da parte reativa, nota-se também que a parte resistiva sofre alteração em função do ganho do circuito. Enquanto a capacitância controlada é positiva, a parcela resistiva da impedância de entrada do circuito se mantém abaixo de $100\ \Omega$. Este efeito pode ser modelado como o ESR do capacitor variável. Idealmente seu valor deveria ser zero. Quando a capacitância controlada é ajustada a zero, a parte resistiva deveria apresentar resistência infinita, ou seja, um circuito aberto. Entretanto, as não idealidades presentes no circuito resultam em uma resistência menor que $300\ \Omega$. Por fim, na avaliação do sistema de WPT completo, utilizando o capacitor variável proposto, consegue-se um aumento de 67% na tensão da carga em comparação a uma rede de compensação fixa. Somado a isto, o sistema de maximização da PDL proposto permite o ajuste automático da capacitância em situações onde as bobinas sofrem desalinhamentos entre si.

No capítulo 5 foi apresentada a metodologia de maximização da PDL por meio de duas variáveis de atuação no acoplamento indutivo. O uso das variáveis capacitância C_2 e frequência f tem mostrado desempenho superior aos métodos de única variável até então apresentados na literatura. Além da variação do coeficiente de acoplamento magnético, a metodologia proposta permite manter a PDL aproximadamente constante também para variações na carga R_L . O seu uso é promissor se implantada em sistemas de WPT onde o dispositivo móvel a ser alimentado ou recarregado se encontra desalinhado ou em movimento relativo à base transmissora.

A estratégia de detecção da máxima PDL baseia-se não só no cruzamento por zero da fase da impedância de entrada (Z_{in}) do circuito, mas também na detecção do ponto ótimo do módulo de Z_{in} . Embora seja possível obter uma expressão analítica para $|Z_{in}|_{opt}$, o circuito equivalente com quatro capacitores de compensação utilizado nesta tese torna difícil a obtenção de tal expressão. Portanto, a estratégia de simulação numérica foi utilizada para se obter o valor de Z_{in} na situação de máxima potência na carga. Além disto, os resultados de simulação mostram que o ponto de máxima PDL está situado muito próximo do cruzamento por zero da fase de Z_{in} ,

mas não exatamente zero. Entretanto, pequenos desvios de fase não representam queda significativa na potência da carga, conforme os resultados apresentados no capítulo 5.

Trabalhos futuros serão conduzidos no intuito de melhorar a modelagem do acoplamento indutivo compensado, assim como manter o desempenho para uma faixa maior ainda de k ($k < 0,2$ por exemplo). A ampliação da potência na carga também está prevista para trabalhos futuros. Existem modificações a serem feitas no circuito do capacitor variável para se possa operar em potências maiores. Uma terceira variável poderá ser incluída no processo de otimização para que a PDL possa permanecer constante para valores de k ainda menores. O controle da amplitude da tensão de entrada V_I poderá ser usado para cumprir com esta tarefa. Por fim, a dedução analítica para a impedância de entrada complexa Z_{in} nas condições de máxima potência na carga e o controle multivariável devem ser também conduzidos em futuras implementações.

REFERÊNCIAS

AHN, D.; HONG, S. Wireless power transfer resonance coupling amplification by load-modulation switching controller. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v.62, n.2, p. 898-908, Feb. 2015.

ALDHAHER, S.; LUK, P.; WHIDBORNE, J. F. Electronic tuning of misaligned coils in wireless power transfer systems. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.29, n.11, p. 5975-5982, Nov. 2014.

ALDHAHER, S.; LUK, P.; WHIDBORNE, J. F. Tuning class E inverters applied in inductive links using saturable reactors. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.29, n.6, p. 2969-2978, Jun. 2014.

ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. **Fundamentals of electric circuits**. New York: McGraw-Hill Higher Education, 2008.

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

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

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

BOYS, J. T.; COVIC, G. A.; GREEN, A. W. Stability and control of inductively coupled power transfer systems. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, London, v.147, n.1, p. 37-43, Jan., 1 2000.

BOYS, J. T.; HU, A. P.; COVIC, G. A. Critical Q analysis of a current-fed resonant converter for ICPT applications. **IET Electronics Letters**, London, v.36, n.17, p. 1440 - 1442, Aug., 2000.

BROWN, W. C. Description and operating characteristics of the platinotron - a new microwave tube device. **Proceedings of the IEEE**, New York, v.45, n.9, p. 1209-1222, Sept., 1957.

BROWN, W. C. The history of power transmission by radio waves. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, New York, v.MTT-32, n.9, p. 1230-1242, Sept., 1984.

BROWN, W. C. The technology and application of free-space power transmission by microwave beam. **Proceedings of the IEEE**, New York, v.62, n.1, p. 11-25, Jan., 1974.

BRUSAMARELLO, V. et al. Power transfer with an inductive link and wireless tuning. **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, New York, v.62, n.5, p. 924 - 931, May, 2013.

CABRERA, F. L.; SOUSA, F. de. Contactless characterization of a CMOS integrated LC resonator for wireless power transferring. **IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.**, New York, v.25, n.7, p. 475-477, Jul. 2015.

CAI, C. et al. Design and optimization of load-independent magnetic resonant wireless charging system for electric vehicles. **IEEE Access**, New York, v.6, p. 17264 - 17274, 2018.

CHOI, B. et al. Design and implementation of low-profile contactless battery charger using planar printed circuit board windings as energy transfer device. **IEEE Trans. Ind. Electron**, New York, v.51, n.1, p. 140-147, Feb., 2004.

CHOI, W. P. et al. Comparative study on power conversion methods for wireless battery charging platform. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE, (EPE-PEMC), 14., 2010, Ohrid, Macedonia. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2010. p. S15-9 - S15-16.

DAI, X. et al. Maximum efficiency tracking for wireless power transfer systems with dynamic coupling coefficient estimation. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.33, n.6, p. 5005-5015, Jun., 2018.

DEGENFORD, J. E.; SIRKIS, M. D.; STEIER, W. H. The reflecting beam waveguide. **IEEE Trans. Microw. Theory Tech**, New York, v.12, n.4, p. 445-453, Jul., 1964.

DIECKERHOFF, S.; RYAN, M. J.; DONCKER, R. W. D. Design of an IGBT-based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating. In: IAS ANNUAL MEETING. IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 34., 1999, Phoenix. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1999. p. 2039 - 2045.

ELLIOTT, G. A. J. et al. A new concept: asymmetrical pick-ups for inductively coupled power transfer monorail systems. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.42, n.10, p. 3389-3391, Oct., 2006.

FRANCO, S. **Design with operational amplifiers and analog integrated circuits**. 3.ed. New York: McGraw-Hill, 2001.

GLISSON, T. H. **Introduction to circuit analysis and design**. 1.ed. Heidelberg: Springer, 2011.

- GOUBAU, G.; SCHWERING, F. On the guided propagation of electromagnetic wave beams. **IRE Transactions on Antennas and Propagation**, [S.l.], v.AP-09, p. 248-256, May 1961.
- GREEN, A. W.; BOYS, J. T. **10 kHz inductively coupled power transfer - concept and control**. London: Institution of Electrical Engineers, 1994. 694-699p.
- GROVER, F. W. **Inductance calculations: working formulas and tables**. New York: Dover Publications, Inc., 1946.
- HATA, K.; IMURA, T.; HORI, Y. Maximum efficiency control of wireless power transfer systems with half active rectifier based on primary current measurement. In: IEEE INTERNATIONAL FUTURE ENERGY ELECTRONICS CONFERENCE AND ECCE ASIA (IFEEC - ECCE ASIA), 3., 2017, Kaohsiung, Taiwan. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2017.
- HOCHMAIR, E. S. System optimization for improved accuracy in transcutaneous signal and power transmission. **IEEE Trans. Biomed. Eng.**, New York, v.BME-31, n.2, p. 177-186, Feb., 1984.
- HU, H. et al. Constant maximum power control for dynamic wireless power transmission system. In: IEEE PELS WORKSHOP ON EMERGING TECHNOLOGIES: WIRELESS POWER TRANSFER (WOW), 2017, Chongqing, China. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2017.
- HUI, S. Y. R.; HO, W. W. C. A new generation of universal contactless battery charging platform for portable consumer electronic equipment. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.20, n.3, p. 620-627, May 2005.
- HUI, S. Y. R.; ZHONG, W.; LEE, C. K. A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.29, n.9, p. 4500-4511, Sept. 2014.
- HURLEY, W. G.; DUFFY, M. C. Calculation of self and mutual impedances in planar magnetic structures. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.31, n.4, p. 2416-2422, Jul., 1995.
- HURLEY, W. G.; KASSAKIAN, J. G. Induction heating of circular ferromagnetic plates. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.MAG-15, n.3, p. 1174-1181, Jul., 1979.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 60063: preferred number series for resistors and capacitors. Geneva: IEC, 1963.
- JANG, Y.; JOVANOVIĆ, M. M. A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v.50, n.3, p. 520-527, Jun., 2003.
- JOW, U. M.; GHOVANLOO, M. Design and optimization of printed spiral coils for efficient transcutaneous inductive power transmission. **IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.**, New York, v.1, n.3, p. 193-202, Sept., 2007.

KIM, C. G. et al. Design of a contactless battery charger for cellular phone. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v.48, n.6, p. 1238-1247, 2001.

KISSIN, M. L. G.; BOYS, J. T.; COVIC, G. A. Interphase mutual inductance in polyphase inductive power transfer systems. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v.56, n.7, p. 2393-2400, Jul., 2009.

KO, W. H.; LIANG, S. P.; FUNG, C. D. F. Design of radio-frequency powered coils for implant instruments. **Medical and Biological Engineering and Computing**, Heidelberg, v.15, n.6, p. 634-640, Nov., 1977.

KURS, A. et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. **Science**, Washington, v.317, 2007. p. 83-86, 2007.

LIM, Y. et al. An adaptive impedance-matching network based on a novel capacitor matrix for wireless power transfer. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.29, n.8, p. 4403-4413, Aug. 2014.

LIU, X.; HUI, S. Y. R. Equivalent circuit modeling of a multilayer planar winding array structure for use in a universal contactless battery charging platform. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.22, n.1, p. 21-29, Jan., 2007.

LIU, X.; HUI, S. Y. R. Simulation study and experimental verification of a universal contactless battery charging platform with localized charging features. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.22, n.6, p. 2202-2210, Nov., 2007.

LIU, Y. et al. Efficiency optimization for wireless dynamic charging system with overlapped DD coil arrays. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.33, n.4, p. 2832 - 2846, 2018.

LOMAS, R. **The man who invented the twentieth century - Nikola Tesla - forgotten genius of electricity.** London: Headline Book Publishing, 1999.

LUO, Z.; WEI, X. Analysis of Square and Circular Planar Spiral Coils in Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles. **IEEE Trans. on Ind. Electron.**, New York, v.65, p. 331 - 341, 2018.

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

MOHAN, S. S. et al. Simple accurate expressions for planar spiral inductances. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, New York, v.34, n.10, p. 1419-1424, Oct., 1999.

MÜLLER, I. et al. Namimote: a low cost sensor node for wireless sensor network. In: ANDREEV, S.; BALANDIN, S.; KOUCHERYAVY, Y. (Ed.). **Internet of things, smart spaces, and next generation networks.** Heidelberg: Springer, 2012. p. 391 - 400.

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

PORTO, R. W. et al. Design and characterization of a power transfer inductive link for wireless sensor network nodes. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2015, Pisa. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2015. p. 1261-1266.

PORTO, R. W. et al. Design and optimization of a power inductive link. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2014, Montevideo. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2014. p. 648-653.

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

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

PORTO, R. W. et al. Multivariable compensation for wireless power transfer systems in dynamic environments. In: TRIVIÑO-CABRERA, A.; AGUADO, J. A. (Ed.). **Emerging capabilities and applications of wireless power transfer**. Hershey: IGI Global, 2018. p. 69-101.

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

RIANO, F. L. C.; SOUSA, F. R. Optimal design of energy efficient inductive links for powering implanted devices. In: IEEE TOPICAL CONFERENCE ON BIOMEDICAL WIRELESS TECHNOLOGIES, NETWORKS, AND SENSING SYSTEMS (BIOWIRELESS), 2014, Newport Beach. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2014. p. 37-39.

SAAD, M. et al. A PLL control for self-tuning of parallel wireless power transfer receivers utilizing switch-mode gyrator emulated inductors. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'17 ECCE EUROPE), 19., 2017, Warsaw. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2017. p. 1-10.

SAMPLE, A. P.; MEYER, D. T.; SMITH, J. R. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for Wireless power transfer. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v.58, n.2, p. 544-554, Feb. 2011.

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

TIAN, J.; HU, A. P. A DC-voltage-controlled variable capacitor for stabilizing the ZVS frequency of a resonant converter for wireless power transfer. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v.32, n.3, p. 2312-2318, 2017.

TREFFERS, M. History, current status and future of the wireless power consortium and the Qi interface specification. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, New York, v.15, n.2, p. 28-31, 2015.

WAGENINGEN, D. van; STARING, T. The Qi wireless power standard. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (EPE-PEMC), 14., 2010, Macedonia. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2010. p. S15-25 - S15-32.

WANG, C. et al. Primary-side control method in two-transmitter inductive wireless power transfer systems for dynamic wireless charging applications. In: IEEE PELS WORKSHOP ON EMERGING TECHNOLOGIES: WIRELESS POWER TRANSFER (WOW), 2017, Chongqing. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2017.

WANG, C. S.; STIELAU, O. H.; COVIC, G. A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v.52, n.5, p. 1308-1314, Oct., 2005.

WANG, C. S.; STIELAU, O. H.; COVIC, G. A. Load models and their application in the design of loosely coupled inductive power transfer systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY (POWERCON), 2000, Perth. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2000. v.2, p. 1053-1058.

WPC. **The Qi wireless power transfer system power class 0 specification part 4: reference designs.** Version 1.2.2.ed. [S.l.]: Wireless Power Consortium, 2016.

WPC. **The Qi wireless power transfer system power class 0 specification parts 1 and 2: interface definitions.** Version 1.2.2.ed. [S.l.]: Wireless Power Consortium, 2016.

YANG, M. et al. Transferred power control for ICPT pick-ups utilizing dynamically switched inductor. **Energy Procedia**, Amsterdam, v.16, n.Part C, p. 1440-1447, Dec., 2012.

YANG, Y. et al. Dynamic improvement of wireless power transfer systems with maximum energy efficiency tracking by sliding mode control. In: IEEE INTERNATIONAL FUTURE ENERGY ELECTRONICS CONFERENCE AND ECCE ASIA (IFEEC - ECCE ASIA), 3., 2017, Kaohsiung. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2017.

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

ZHANG, Z. et al. Topology-reconfigurable capacitor matrix for encrypted dynamic wireless charging of electric vehicles. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, New York, v.67, n.10, p. 9284-9293, Oct., 2018.