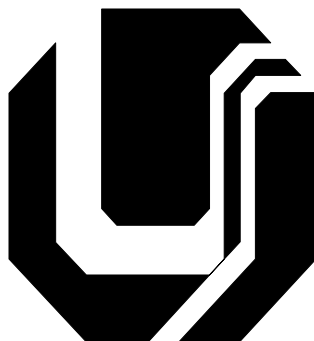


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**ESTUDO E MODELAGEM DA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA SEM FIOS PARA
MÚLTIPLOS RECEPTORES**

WANBERTON GABRIEL DE SOUZA

OUTUBRO

2020

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO E MODELAGEM DA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA SEM FIOS
PARA MÚLTIPLOS RECEPTORES**

Tese de doutorado apresentado por Wanberton Gabriel de Souza ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Luciano Coutinho Gomes, Dr. (UFU)

Coorientador: Prof. Darizon Alves de Andrade, Phd. (UFU)

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

S729 2020	Souza, Wanberton Gabriel de, 1983- Estudo e modelagem da transferência de potência sem fios para múltiplos receptores [recurso eletrônico] / Wanberton Gabriel de Souza. - 2020. Orientador: Luciano Coutinho Gomes. Coorientador: Darizon Alves de Andrade. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Modo de acesso: Internet. Disponível em: http://doi.org/10.14393/ufu.te.2020.678 Inclui bibliografia. 1. Engenharia elétrica. I. Gomes, Luciano Coutinho, 1972-, (Orient.). II. Andrade, Darizon Alves de, 1956-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título. CDU: 621.3
--------------	--

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO E MODELAGEM DA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA SEM FIOS
PARA MÚLTIPLOS RECEPTORES**

Tese de Doutorado apresentado por Wanberton Gabriel de Souza à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Prof. Luciano Coutinho Gomes, Dr. (UFU) – Orientador

Prof. Darizon Alves de Andrade, Phd. (UFU) –
Coorientador

Profa. Úrsula do Carmo Resende, Dr. (CEFET-MG)

Prof. Danillo Borges Rodrigues, Dr. (UFTM)

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. (UFU)

Prof. Gustavo Brito de Lima, Dr. (UFU)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
 Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902
 Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Doutorado Acadêmico, 274, PPGEELT				
Data:	Um de outubro de dois mil e vinte	Hora de início:	08:30	Hora de encerramento:	13:30
Matrícula do Discente:	11613EEL012				
Nome do Discente:	Wanberton Gabriel de Souza				
Título do Trabalho:	Estudo e modelagem da transferência de potência sem fios para múltiplos receptores				
Área de concentração:	Sistemas de energia elétrica				
Linha de pesquisa:	Máquinas e aterramentos elétricos				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Título: VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA TÉCNICA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIOS PARA ATENDIMENTO DE CARGAS AUTÔNOMAS. Agência Financiadora: FAPEMIG Início 15/12/2015 Término 14/12/2017 No. do Projeto na agência: TEC - APQ-01458-15 Professor Coordenador: Darizon Alves de Andrade				

Reuniu-se por meio de videoconferência, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta: Professores Doutores: Darizon Alves de Andrade - FEELT/UFU; Ernane Antônio Alves Coelho - FEELT/UFU; Gustavo Brito de Lima - FEELT/UFU; Danilo Borges Rodrigues - UFTM; Úrsula do Carmo Resende - CEFET/MG; Luciano Coutinho Gomes - orientador(a) do(a) candidato(a).

Iniciando os trabalhos o(a) presidente da mesa, Dr(a). Luciano Coutinho Gomes, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato(a), agradeceu a presença do público, e concedeu ao Discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do Discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor(a) presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos(às) examinadores(as), que passaram a arguir o(a) candidato(a). Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o(a) candidato(a):

Aprovado(a).

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de **Doutor**.

O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Luciano Coutinho Gomes, Professor(a) do Magistério Superior**, em 01/10/2020, às 14:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Danillo Borges Rodrigues, Usuário Externo**, em 01/10/2020, às 15:30, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Gustavo Brito de Lima, Professor(a) do Magistério Superior**, em 01/10/2020, às 18:27, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **URSULA DO CARMO RESENDE, Usuário Externo**, em 02/10/2020, às 00:27, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Darizon Alves de Andrade, Professor(a) do Magistério Superior**, em 02/10/2020, às 07:31, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ernane Antonio Alves Coelho, Professor(a) do Magistério Superior**, em 02/10/2020, às 16:19, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **2258798** e o código CRC **C05D9A59**.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha família. A meus pais, *Gabriel Sicundino de Souza* e *Maria José de Souza*, aos meus irmãos *Gleiciene Souza Lima Reis* e *Anderson José de Souza*. Finalmente, dedico especialmente este trabalho à minha esposa *Camila Garcia Borges Souza* e aos meus filhos *Cauã Gabriel Garcia de Souza* e *Cecília Garcia de Souza*, os quais sempre me dedicaram muito carinho, compreensão, atenção e tempo.

AGRADECIMENTOS

Oportunamente Agradeço:

primeiramente a Deus, pelo maravilhoso dom da vida.

ao Professor *Darizon Alves de Andrade* pela oportunidade, paciência, interesse, profissionalismo e respeito. Enfim, agradeço por poder conviver com uma pessoa exemplar na sua conduta como professor e como pessoa;

ao Professor *Luciano Coutinho Gomes*, pela presteza, pelos conselhos oportunos, e pela boa convivência nestes anos.

ao Conselho de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (Capes) pelo apoio financeiro recebido através da bolsa de estudos;

à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais pelo apoio financeiro que tem possibilitado investimentos no Laboratório de Acionamentos Elétricos;

aos colegas do Centro de Ciência e Tecnologia em Energia e Sustentabilidade-UFRB pelo apoio e companheirismo.

aos colegas de laboratório *Marcos, Cássio, Josemar, Tiago e Augusto Fleury* pelo companheirismo e pelas constantes trocas de experiências.

aos meus pais *Gabriel Sicundino de Souza* e *Maria José de Souza*, pela dedicação e apoio em todos os momentos, sem vocês nada disso seria possível.

à minha esposa *Camila Garcia Borges Souza* pelo apoio incondicional, pela dedicação e ajuda em aproveitar as oportunidades que nos surgem.

aos meus filhos *Cauã Gabriel Garcia Souza* e *Cecília Garcia de Souza*.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação.

RESUMO

O uso de energia elétrica está presente em inúmeras atividades de nosso cotidiano. Grande parte dessas atividades exige certa mobilidade. Mas o uso de cabos na transmissão de energia elétrica limita essas atividades. Temos hoje uma série de dispositivos ou equipamentos elétricos autônomos que apesar da portabilidade destes dispositivos, sua mobilidade é condicionada a reposição de carga.

Também na medicina, diversos implantes internos que necessitam de pequenas baterias, necessitando de substituição periódica, através de procedimentos cirúrgicos que poderiam ser evitados se fosse possível a recarga. Estas limitações impulsionam o desenvolvimento da tecnologia de transmissão de energia sem fios.

Portanto este trabalho tem por objetivo a modelagem matemática de um sistema de transmissão de energia sem fios com múltiplos receptores e investigar numérica e experimentalmente a eficiência desse sistema. Para isso são investigados teoricamente a influência da variação dos parâmetros físicos do projeto, tais como o número de espiras e o tipo de bobina do sistema emissor/receptores, posicionamento relativo entre o emissor e receptores além da distância de separação.

São apresentados resultados experimentais com as bobinas e o protótipo construído, para diversas configurações de receptores, a fim de demonstrar a validade do modelo desenvolvido os pontos de máxima transferência de potência (MPT), de acordo com a análise numérica.

Palavras Chave: Transmissão de potência sem fios, transferência de potência sem contato, indução magnética, acoplamento indutivo ressonante, múltiplos receptores.

ABSTRACT

The use of electric energy is present in countless activities of our daily life. Most of these activities require some mobility. But the use of cables in the transmission of electricity limits these activities. Today, we have a series of autonomous electrical devices or equipment that, despite the portability of these devices, their mobility is subject to load replacement.

Also, in medicine, several internal implants that require small batteries, requiring periodic replacement, through surgical procedures that could be avoided if it was possible to recharge. These limitations drive the development of wireless energy transmission technology.

Therefore, this work aims at the mathematical modeling of a wireless energy transmission system with multiple receivers and to investigate numerically and experimentally the efficiency of this system. For this purpose, the influence of the variation of the physical parameters of the project is theoretically investigated, such as the number of turns and the type of coil of the emitter / receiver's system, relative positioning between the emitter and receivers beyond the separation distance.

Experimental results are presented with the coils and the prototype built, for several configurations of receivers, in order to demonstrate the validity of the developed model the points of maximum power transfer (MPT), according to the numerical analysis.

Keywords: Wireless power transmission, non-contact power transfer, magnetic induction, inductive resonant coupling, multiple receivers.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-Eschema representativo da transmissão via radiação eletromagnética.	16
Figura 2- Esquema representando o acoplamento indutivo ressonante.	17
Figura 3- Classificação das técnicas de transmissão de energia sem fio	18
Figura 4- Aplicações da tecnologia de WPT, (a) em telefones celulares, (b) em veículos em movimento (c) em veículos leves em repouso (d) em implantes cocleares.....	19
Figura 5- Modelo T para um enlace de duas bobinas.	25
Figura 6- Modelo T do enlace de duas bobinas com compensação capacitiva.....	28
Figura 7- Topologias básicas de compensação. (a) SS. (b) SP. (c) PS. (d) PP.....	31
Figura 8 - Sistema de WPT demonstrando o desalinhamento entre os indutores.....	33
Figura 9- Sistema WPT para VE em movimento.	35
Figura 10 - Sistema de múltiplos pequenos receptores	37
Figura 11- Modelo de circuito referência adotado.	40
Figura 12- Circuito Referência utilizado para modelagem.....	41
Figura 13- Circuito referência de 3 bobinas utilizado.	44
Figura 14- Circuito referência de 4 bobinas utilizado.	47
Figura 15- Circuito referência com n-bobinas utilizado.	51
Figura 16-(a) Autoindutância. (b) Indutância mútua. (c) Indutor real.	54
Figura 17- Ilustração dos parâmetros da Fórmula de Neumann.	57
Figura 18- Dois indutores circulares com núcleo de ar em desalinhamento (a) axial, (b) lateral e (c) angular.	58
Figura 19- Potência de entrada necessária com a variação de Q	61
Figura 20- Potência de saída em função da variação de Q	62
Figura 21- Eficiência com a variação de Q.....	62
Figura 22- Potência transmitida em função do Q	63
Figura 23- Relação VA/cm ³ e VA/kg para diferentes acopladores, para o caso $S_u = 100 \pm 1$ VA.....	65
Figura 24- Força magnetomotriz para obtenção de $S_u = 100 \pm 1$ VA, para diversos acopladores.....	66
Figura 25 -Bobinas circulares construídas.	71
Figura 26- Comportamento medido do coeficiente de acoplamento magnético para diferentes valores de distância.	72
Figura 27 – Modelo do conversor utilizado.....	73
Figura 28 - Comparativo entre eficiência e potência relativa em função da distância entre as bobinas.....	74
Figura 29 - Eficiência em função da distância entre as bobinas. Os pontos são valores medidos para cargas de 10, 50 e 100 Ω . As curvas sólidas são calculadas usando (3.10).....	75
Figura 30 - Potência relativa em função da distância entre as bobinas. Os pontos são valores medidos para cargas de 10, 50 e 100 Ω . As curvas sólidas são calculadas usando (3.12).	75
Figura 31 - Circuito utilizado para simulação.....	76

Figura 32 - Resultados de simulações circuitais obtidos para o circuito mostrado na Figura 31: eficiência total em função dos resistores de carga.....	77
Figura 33 - Resultados de simulações circuitais obtidos para o circuito mostrado na Figura 31: potência em função dos resistores de carga.....	78
Figura 34 - Resultados obtidos das medições para a eficiência.....	79
Figura 35 - Resultados obtidos a partir de medições para a potência total.....	79
Figura 36- Configuração usada para experimentação, mostrando o osciloscópio, o gerador de sinal e, no fundo, as 4 bobinas construídas.....	81
Figura 37- Eficiência e potência relativa (P_4/P_{4MAX}) em função da distância (para o sistema 4-bobinas).....	82
Figura 38- Valores medidos (pontos) e calculados (linha contínua). As linhas tracejada e pontilhada são valores simulados de η e P_4/P_{4MAX} para o caso ideal ($R_2=R_3=0$) usando (3.63) e (3.64), respectivamente.....	83
Figura 39 - Medida da Indutância da Bobina construída.....	85
Figura 40 - Medida da resistência da Bobina construída.....	86
Figura 41- Diagrama de bloco do circuito de disparo.....	87
Figura 42 - Circuito de acionamento dos módulos IGBTs.....	87
Figura 43 – Corrente na bobina transmissora sem receptor.....	89
Figura 44- Montagem utilizada para os casos 1 e 2.....	90
Figura 45 - Montagem utilizada para os casos 3 e 4.....	91
Figura 46 - Montagem utilizada para os casos 5 e 6.....	93
Figura 47- Montagem utilizada nos experimentos com 4 bobinas.....	94

LISTA DE TABELAS

Tabela I- Tabela de coeficientes do fator de proximidade	69
Tabela II- Dados simulados da bobina circular	70
Tabela III - Especificação das bobinas construídas.	70
Tabela IV - Valores medidos da indutância mútua e coeficiente de acoplamento.....	73
Tabela V - Comparação da máxima transferência de potência e máxima eficiência para o sistema WPT de dois receptores mostrado na Figura 34.....	76
Tabela VI - Comparação da máxima transferência de potência e máxima eficiência para o sistema WPT de três receptores.	80
Tabela VII - Valores medidos para indutância mútua e fator de acoplamento	88
Tabela VIII – Configurações de distância e cargas utilizados em cada experimento	89
Tabela IX – Valores medidos e calculados para potência e rendimento	90
Tabela X – Valores medidos e calculados para potência e rendimento	91
Tabela XI – Valores medidos e calculados para potência e rendimento para o caso 3	92
Tabela XII – Valores medidos e calculados para potência e rendimento para o caso 4	92
Tabela XIII – Valores medidos e calculados para potência e rendimento para o caso 5	93
Tabela XIV – Valores medidos e calculados para potência e rendimento para o caso 6	94
Tabela XV - Valores medidos e calculados para potência e rendimento para 4 receptores	95
Tabela XVI - Valores medidos e calculados para potência e rendimento para 4 receptores com cargas diferentes	96

LISTA DE ABREVIATURAS

A-esp – Ampere-espira.

AWG – *American Wire Gauge* (Escala Americana de Bitolas de Fios).

BW – Largura de Banda.

CA – Corrente Alternada.

CC – Corrente Contínua.

CMT – Teoria dos Modos Acoplados

FEM – Método de Elementos Finitos.

MAGLEV- Magnetic Levitation.

MEF – Método dos Elementos Finitos.

MIT - *Massachusetts Institute of Technology*.

MPT - Máxima Potência Transferida.

OMS - Organização Mundial da Saúde.

PEEC – Método do Elemento Parcial de Circuito Equivalente.

PP - Paralelo-Paralelo.

PS - Paralelo-Série.

PVC – Policloreto de vinila.

Qi - Padrão de dispositivos que utilizam recarga sem fio.

REPV - *Roadway Powered Electric Vehicle*.

RF – Rádio Frequência.

RF- Rádio Frequência.

RFID - *Radio-Frequency Identification*.

RLC- Resistor, Indutor e Capacitor.

SAE - *Society of Automotive Engineers*.

SFA – Sistema Fortemente Acoplado.

SI - Sistema Internacional de Unidades.

SMCR – Ressonância Magnética Fortemente Acoplada.

SP - Série-Paralelo.

SPS - Série-Paralelo-Série.

SRF – Frequência de autoressonância de um indutor.

SS - Série-Série.

TIP – Transferência Indutiva de Potência.

VE - Veículo Elétrico.

WPC - *Wireless Power Consortium*.

WPT - *Wireless Power Transmission*.

LISTA DE SÍMBOLOS

$\vec{A}$ – Vetor Potencial Elétrico.

$\vec{B}$ - Vetor Densidade de Fluxo Magnético.

C – Capacitor.

c – Velocidade da luz.

c - Velocidade de propagação da luz no vácuo.

d_{cp} - Distância de campo próximo.

E – Energia.

$\vec{E}$ – Vetor Campo Elétrico.

f – Frequência.

$\vec{H}$ - Vetor Intensidade do Campo Magnético.

i_1 – Corrente no transmissor.

i_2 a i_n – Corrente nos receptores.

J - Densidade de corrente.

k - Fator de Acoplamento.

k^* - Número de onda.

k^{**} - Transferência de energia entre indutores.

L – Indutor.

M - Indutância Mútua.

N_p – Número de espiras do primário.

p – Momento do dipolo.

P – Potência.

q - Carga elétrica.

Q - Fator de Qualidade.

R – Resistor.

R_{ac} – Resistência em corrente alternada.

R_{dc} – Resistência em corrente contínua.

$R_{L_{ac}}$ – Resistência Intrínseca do condutor da bobina na frequência de operação.

R_r – Resistência de radiação.

S_u – Potência Aparente.

U – Figura de mérito.

V – Diferença de Potencial.

V_g – Tensão de Entrada.

X_C - Reatância Capacitiva.

X_L - Reatância Indutiva.

Z_{in} – Impedância de entrada.

$\mathcal{O}$ - Efeito Skin.

η – Rendimento.

η_{comp} – Eficiência do circuito com compensação.

η_{global} – Eficiência global.

η_{ncomp} – Eficiência do circuito sem compensação.

η_{trans} – Eficiência da transferência sem fios.

λ – Comprimento de onda.

ρ – Resistividade do material.

ϕ - Fluxo magnético.

Ψ – Efeito de Proximidade.

μ - Permeabilidade Magnética.

μ_0 - Permeabilidade Magnética do vácuo.

μ_r - Permeabilidade Magnética Relativa.

ω - Frequência angular.

ω_0 - Frequência de Ressonância.

Γ - Taxa de perdas.

$\mathcal{H}_{eqv}$ – Relutância magnética equivalente.

Sumário

DEDICATÓRIA.....	III
AGRADECIMENTOS	IV
RESUMO	V
ABSTRACT	VI
LISTA DE FIGURAS	VII
LISTA DE TABELAS	IX
LISTA DE ABREVIATURAS.....	X
LISTA DE SÍMBOLOS.....	XII
1 Introdução	14
1.1 Histórico.....	14
1.2- Métodos de transferência de potência sem fios	15
1.2.1- Radiação eletromagnética	15
1.2.2 – Acoplamento Indutivo Ressonante.....	17
1.3 Aplicações Comerciais	18
1.4 Limitações e Desafios	20
1.5 - Motivação e Objetivos	21
1.6 - Organização do trabalho	22
2- Tecnologias para transmissão de potência sem fio	24
2.1 Acoplamento Indutivo.....	24
2.2 Acoplamento Indutivo Ressonante.....	27
3- Desenvolvimento analítico do modelo de WPT para múltiplos receptores.....	40
3.1- Enlace com duas bobinas.....	40
3.1.1 – Eficiência na transferência	42
3.2 - Modelagem do circuito com três bobinas	44
3.3 - Modelagem do circuito com quatro bobinas	46
3.3.1 - Máxima Potência Transmitida	49
3.4 - Modelagem do circuito com n bobinas	50
3.5 – Considerações Finais	52
4- Indutores na transferência de potência sem fios.....	53
4.1 Indutores.....	53
4.1.1- Indutância Mútua.....	55

4.1.2 - Cálculo da indutância mútua com desalinhamento.....	57
4.2 Fator de Qualidade	60
4.3 Caracterização dos Indutores	63
4.4- Comparação para o Caso de Mesma Potência Aparente Não-Compensada.....	64
4.5- Considerações Finais	66
Capítulo 5 – Validação numérica e experimental	68
5.1 – Projeto da bobina circular	68
5.1.1 – Construção das bobinas circulares	70
5.1.2 – Projeto do enlace WPT	72
5.2 – Validação do modelo de WPT	73
5.2.1 – Resultados para 2 bobinas.....	74
5.2.2 – Resultados para 3 bobinas.....	76
5.2.3 – Resultados para 4 bobinas.....	80
5.3 – Considerações Finais	83
Capítulo 6 – Resultados	84
6.1- Conversor	86
6.2- Resultados.....	88
6.2.1– Resultados para 2 receptores	89
A) Casos 1 e 2:.....	90
B) Casos 3 e 4:.....	91
C) Casos 5 e 6:.....	92
6.2.2– Resultados para 4 receptores	94
6.3- Considerações Finais	96
Capítulo 7 – Conclusão	97
Referências Bibliográficas.....	100

1 Introdução

1.1 Histórico

Comunicações sem fios são uma realidade presente na sociedade contemporânea. Contrariamente, na maioria das aplicações elétricas e eletrônicas a transferência de energia elétrica é realizada por fios, e as que não requerem conexões físicas são feitas através de transformadores, projetados com o objetivo de apresentar características o mais próximo possível das ideais, isto é, elevado fator de acoplamento, baixa dispersão e perdas resistivas e magnéticas reduzidas. Nestas aplicações, apesar do isolamento galvânico entre os enrolamentos primário e secundário, estes se encontram conectados mecanicamente pelo núcleo ferromagnético do transformador.

Mas existem aplicações onde seria desejável ou mesmo indispensável que os enrolamentos do transformador pudessem estar fisicamente separados por uma distância que pode ser significativa quando comparada com as dimensões do núcleo do transformador. Tais aplicações são designadas sistemas de Transmissão de Potência Sem Fios (*Wireless Power Transmission- WPT*).

A ideia de transferência de eletricidade sem a necessidade de fiação fascina a humanidade há muito tempo. Transferência de energia por indução magnética foi sugerida logo após Ampère e Faraday publicarem suas leis, que se tornaram pilares da Engenharia Elétrica. Nikola Tesla escreveu sua teoria de transmissão de corrente elétrica sem fios no final do século XIX, o que poderia revolucionar o mundo. Nesta, Tesla afirmou que havia experimentado um raio de energia elétrica excitando átomos dentro de uma substância, impulsionando a realização de diversos experimentos baseados em seus trabalhos.

Em 1893, Tesla fez demonstrações energizando remotamente lâmpadas no chão de sua estação de experimentos em Colorado Springs (TESLA, 2012). Este trabalho motivou Tesla a buscar formas eficientes de transmitir grandes quantidades de potência sem utilização de fios. O mais conhecido projeto é a Wardenclyffe Tower,

onde se verificava a possibilidade de abastecer vilas e aldeias remotas com energia elétrica. Devido à tecnologia disponível na época e falta de recursos esse projeto nunca foi acabado e durante décadas pouco se evoluiu em pesquisas nesta área.

A partir do final do século XX, devido ao crescente número de dispositivos portáteis e ao incentivo para o desenvolvimento dos veículos elétricos, esta área passou a atrair nova visibilidade. E a partir dos resultados apresentados em dois estudos efetuados no MIT (*Massachusetts Institute of Technology*), onde obtiveram uma eficiência considerada satisfatória na transmissão de potência sem fios, se contribuiu com a sustentação teórica para o modelo de WPT (KURS, 2007; MOFFATT, 2009).

No trabalho de Covic e Boys (2013) são apresentadas algumas das evoluções tecnológicas que vem permitindo o aprimoramento da técnica da indução magnética ressonante. Dentre estas pode-se citar condutores Litz, novos materiais magnéticos, controladores lógicos e principalmente o desenvolvimento de circuitos eletrônicos de potência específicos. Assim, a evolução destas tecnologias vem tornando possível o uso da técnica de indução magnética ressonante em aplicações de uso cotidiano, como por exemplo, o fornecimento de energia para dispositivos móveis pessoais e veículos elétricos (VE). No entanto, sendo um campo de aplicação novo, em constante evolução, ainda apresenta vários desafios tecnológicos a serem superados. Espera-se que este trabalho contribua para a compreensão desta técnica, e inspire o desenvolvimento de aplicações práticas que façam uso da mesma.

1.2- Métodos de transferência de potência sem fios

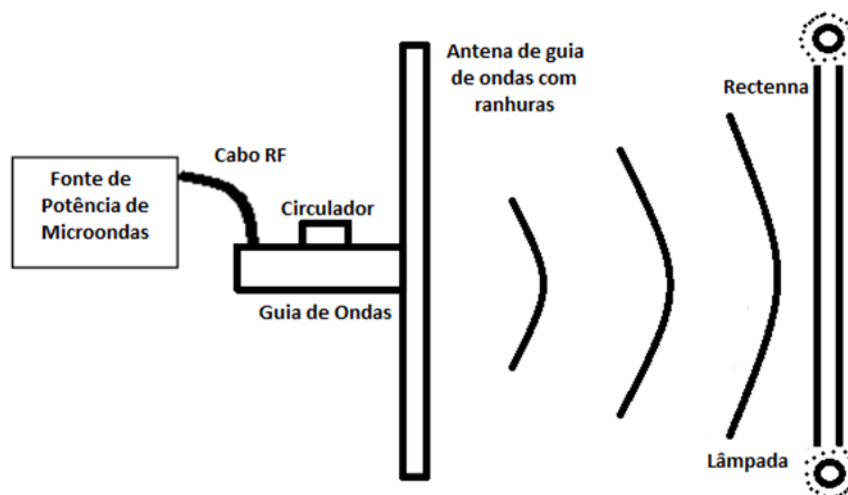
Diversos métodos para a transferência de potência sem fio, já foram estudados, mas os princípios de operação são basicamente fundamentados em dois conceitos: radiação eletromagnética e acoplamento indutivo ressonante.

1.2.1- Radiação eletromagnética

A transmissão de energia por radiação eletromagnética apresenta uma série de obstáculos. Sabe-se que radiações eletromagnéticas dissipam em todas as

direções e, então é necessário a utilização de um direcionador, geralmente um laser. Além disso, é preciso existir um caminho livre de obstáculos entre o emissor e o receptor. Importante salientar sobre os prováveis efeitos negativos à saúde que podem ser causados por estas radiações, tanto de micro-ondas quanto de outros tipos.

Figura 1-Esquema representativo da transmissão via radiação eletromagnética.



Fonte: Adaptado de McSpadden (1996)

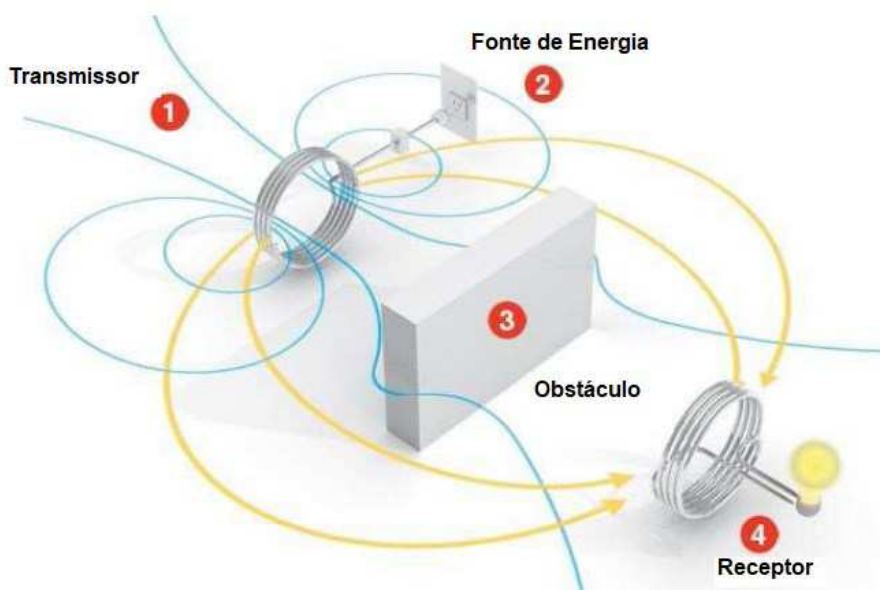
No início dos anos 60, alguns projetos foram bem-sucedidos na transmissão de energia a uma distância de aproximadamente 1,5 Km. A potência transmitida chegou à ordem de algumas dezenas de kW com uma eficiência próxima de 85%. A tecnologia utilizada consistia em micro-ondas (alta frequência) para transmissão e um tipo especial de antena que transforma micro-ondas em energia elétrica para a recepção da energia, chamada de rectena (HAUS, 1984). A Figura 1 apresenta o esquema dessa transmissão.

Esta tecnologia é utilizada em dispositivos de longo alcance, principalmente em aplicações militares (SIEVENPIPER, 2006). Recentemente essa tecnologia vem sendo empregada em dispositivos de reaproveitamento da energia eletromagnética dispersa no ambiente, a exemplo da energia transmitida por roteadores Wi-Fi, que tem potencial de reaproveitamento para suprir pequenas cargas (MATEU; MOLL, 2005).

1.2.2 – Acoplamento Indutivo Ressonante

A base deste sistema é a mesma do transformador usual, com a existência de um campo magnético produzido por uma bobina, que induz uma corrente em uma segunda bobina. A diferença fundamental reside na utilização de frequências mais altas do que as utilizadas nos transformadores convencionais e que os dois sistemas devem estar em ressonância. A Figura 2 representa a disposição das bobinas durante uma experiência envolvendo o acoplamento indutivo ressonante. O acoplamento entre os enrolamentos de primário (transmissor) e secundário (receptor) é o ar livre.

Figura 2- Esquema representando o acoplamento indutivo ressonante.



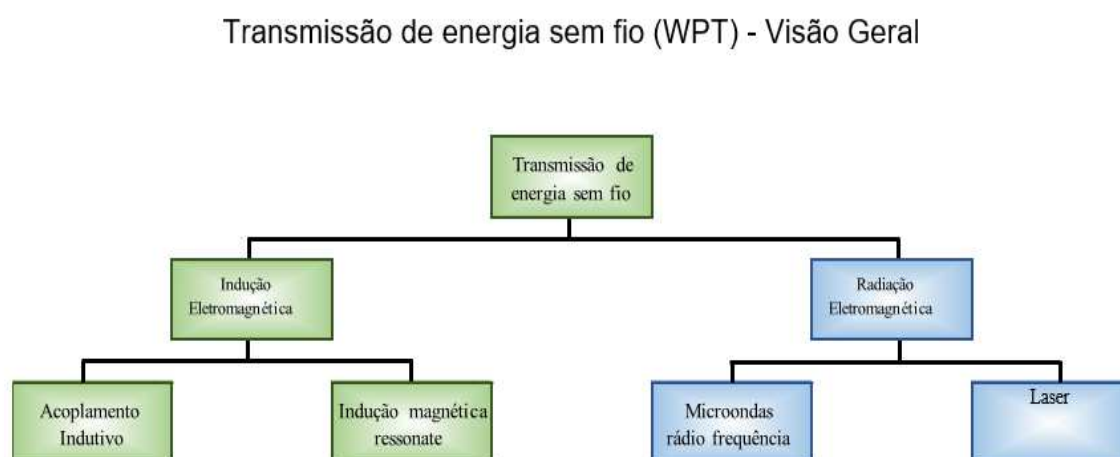
Fonte: Adaptado de Witricity (2018).

O acoplamento indutivo se dá quando o campo magnético de uma bobina ligada a uma fonte interage com a bobina acoplada e induz uma corrente elétrica na mesma, possibilitando a transferência de energia de uma fonte a outro dispositivo. A frequência de ressonância por ser a frequência natural de oscilação do sistema, permite a máxima transferência de energia. Uma das vantagens deste tipo de sistema é que ele pode atravessar determinados tipos de obstáculos.

De forma resumida pode-se dizer que a transmissão de energia por meio de laser e micro-ondas dominam aplicações de transferência de potência em longas distâncias, enquanto que a indução eletromagnética domina aplicações de curta distância. O acoplamento indutivo ressonante, também descrito na literatura como

Circuitos Ressonantes Fortemente Acoplados (SCMR) vem ocupar justamente o espaço entre estas já consolidadas tecnologias, se mostrando a mais apropriada para aplicações de médias distâncias (WEI; WANG; DAI, 2014). A Figura 3 ilustra as classificações acima mencionadas.

Figura 3- Classificação das técnicas de transmissão de energia sem fio



Fonte: Adaptado de Siddabattula (2019)

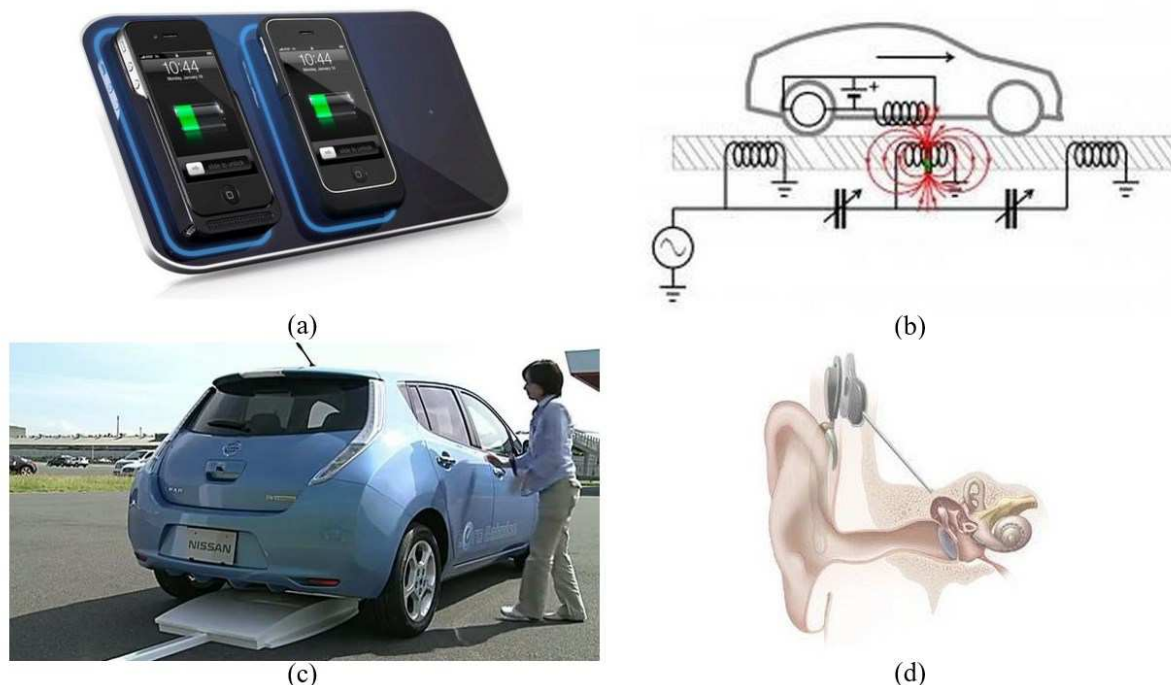
1.3 Aplicações Comerciais

Abaixo listamos algumas possibilidades de aplicações da tecnologia de transmissão de potência sem fios.

- Eletrodomésticos e dispositivos portáteis, conforme Waffenschmidt (2011), onde a potência requerida pela carga geralmente é inferior a 40 W, com separação primário-secundário de poucos milímetros. Waffenschmidt e Staring (2009) traz ainda considerações sobre os limites de potência para este tipo de aplicação. A Figura 4(a) ilustra um sistema disponível comercialmente para recarga de celulares, em processo de popularização nos últimos anos;
- Carregamento de baterias estacionárias para veículos elétricos, de acordo com Lukic et al (2010), estejam estes em movimento, como analisado por Covic et al (2007) (a transferência de potência se dá enquanto o veículo é deslocado sobre o carregador indutivo, conforme ilustração da Figura 4(b)), ou parados sobre o carregador como

mostrado por Budhia, Covic e Boys (2011) conforme ilustrado na Figura 4(c). A aplicação em veículos elétricos vem de longa data e historicamente o equacionamento básico foi proposto por Egthesadi (1990)];

Figura 4- Aplicações da tecnologia de WPT, (a) em telefones celulares, (b) em veículos em movimento (c) em veículos leves em repouso (d) em implantes cocleares.



Fonte: (a):Getpowerpad (2017), (b) e (c): PowerbyProxy (2017); (d): Dissanayake (2010)

- Recarga de baterias ou alimentação de implantes biomédicos e próteses sem a necessidade de intervenções cirúrgicas, como proposto por Yilmaz e Dehollain (2012). Por exemplo, o implante coclear mostrado na Figura 4(d) é composto de duas partes: um emissor (fora da caixa craniana) e um receptor. Este último compreende um pequeno microfone conectado ao ouvido interno por meio de um eletrodo instalado cirurgicamente. Embora os sinais envolvidos sejam de baixíssima potência, uma bateria é necessária para o correto funcionamento do lado interno à caixa craniana. A vida útil do implante pode ser elevada se tal bateria for recarregável indutivamente, o que ainda apresenta a vantagem de não demandar uma intervenção cirúrgica. O mesmo princípio pode ser aplicado a marcapassos cardíacos, segundo estudo de Dyssanayake (2010);

- Anéis de escorregamento para mecanismos rotativos sujeitos a alta vibração, ou para equipamentos pesados, como máquinas agrícolas de grande porte conforme Powerbyproxi (2017). Aplicam-se também em aviação, turbinas eólicas e mineração;
- Em ambientes agressivos, como no caso reportado por Ishida e Furukawa (2015), onde a transferência indutiva é usada para recarga de baterias de um equipamento autônomo usado na inspeção da Usina Nuclear de Fukushima, no Japão. Neste sentido, até mesmo corpos sólidos, como paredes de concreto, podem estar posicionadas entre emissor e receptor, como analisa do ponto de vista de eficiência o trabalho de Jiwariyavej et al (2011). Aplicações em veículos autônomos marítimos também têm sido descritas na literatura, por exemplo em Lopes et al (2014).

Existe um número considerável de outras aplicações mais específicas. A rápida popularização da tecnologia, incentivada sobretudo pela indústria automotiva e de eletrônicos portáteis, tem reduzido custos e será fundamental para o surgimento de novas aplicações, hoje não imaginadas.

1.4 Limitações e Desafios

Em termos do estágio inversor, as limitações são associadas à disponibilidade de semicondutores adequados aos níveis de corrente e frequência requeridos para conversores de WPT onde o fator de acoplamento k é muito baixo (por exemplo, $k < 0,2$). Entretanto, em termos de topologia de circuitos, a eletrônica de potência dos inversores ressonantes de WPT é semelhante àquela encontrada nos inversores para aquecimento indutivo, cujas cargas vão de dezenas a centenas de kW. O desafio neste estágio, portanto, está mais relacionado às técnicas de controle, para realização de comutação suave e o consequente aumento de eficiência e para melhoria de respostas transitórias (degrau de carga, por exemplo).

Em termos do receptor, os desafios estão na elevação da potência recebida e isto envolve aprimoramento do estágio retificador e miniaturização de conversores CC-CC. Há questões a serem aprimoradas também em casos onde existem múltiplos secundários.

No Sistema Acoplado existem desafios evidentes. Primeiramente, devido à pouca informação a respeito do projeto dos indutores e sobre a relação entre as dimensões destes com os parâmetros elétricos (indutâncias, potência de saída) e magnéticos (coeficiente de acoplamento, principalmente). No levantamento bibliográfico da presente tese, se constatou que o projeto dos indutores é um procedimento de tentativa e erro, que quase sempre demanda o uso de aplicativos de simulação (tipicamente Elementos Finitos) de custo elevado (BUDHIA et al, 2013).

Em segundo lugar, a escolha das indutâncias próprias e mútuas tem relação direta com as malhas de compensação (que estão no emissor e no receptor). Estas malhas, do tipo *RLC*, podem assumir diversas configurações, de maior ou menor número de elementos reativos. Considerando que indutores e capacitores possuem tolerâncias construtivas, pouco se conhece sobre o efeito destas tolerâncias sobre saídas relevantes do conversor ressonante.

Em terceiro lugar, ainda a respeito da interação entre as malhas de compensação e o sistema, existem lacunas na análise matemática de conversores que operam em frequência variável. Estas dizem respeito a um fenômeno descrito inicialmente por Waffenschmidt (2011) e chamado de bifurcação.

Estes são desafios considerados gerais e não estão restritos a uma ou outra aplicação particular. Portanto, a solução destes é de interesse para um amplo número de outras investigações.

1.5 - Motivação e Objetivos

O uso de energia elétrica está presente em inúmeras atividades de nosso cotidiano. Grande parte dessas atividades exige certa mobilidade. Mas o uso de cabos na transmissão de energia elétrica limita essas atividades. Temos hoje uma série de dispositivos ou equipamentos elétricos autônomos tais como robôs, computadores laptops, telefones celulares, tablets, além dos veículos elétricos. Apesar da portabilidade destes dispositivos, sua mobilidade é condicionada a reposição de carga.

Também na medicina, diversos implantes internos que necessitam de pequenas baterias, e no presente necessitam de substituição periódica, através de

procedimentos cirúrgicos que poderiam ser evitados se for possível a recarga. Estas limitações impulsionam o desenvolvimento da tecnologia de transmissão de energia sem fios.

Portanto este trabalho tem por objetivo a modelagem matemática de um sistema de transmissão de energia sem fios com múltiplos receptores e investigar numérica e experimentalmente a eficiência desse sistema. Para isso serão investigados teoricamente a influência da variação dos parâmetros físicos do projeto, tais como o número de espiras e o tipo de bobina do sistema emissor/receptores, posicionamento relativo entre o emissor e receptores além da distância de separação. Por fim, um modelo experimental será desenvolvido para comprovar a viabilidade da eficiência na transferência de energia.

1.6 - Organização do trabalho

Este trabalho é constituído por 7 capítulos.

No capítulo 1 é apresentado o histórico da transmissão de potência sem fios, e a motivação e os objetivos desta Tese.

No capítulo 2 são apresentadas as técnicas para transmissão de energia sem fio e um resumo sobre o estado da arte.

O capítulo 3 apresenta os fundamentos teóricos a respeito do acoplamento magnético ressonante e o desenvolvimento analítico do modelo de WPT para múltiplos receptores com cargas.

O capítulo 4 apresenta os desafios do projeto de indutores e os fatores limitantes a WPT.

No capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos em um protótipo de pequena potência, para validação do modelo matemático.

O capítulo 6 apresenta o protótipo de múltiplos receptores com carga construído e os resultados analíticos e experimentais.

O capítulo 7 é dedicado a exposição de conclusões.

2- Tecnologias para transmissão de potência sem fio

Neste capítulo são detalhadas e comparadas as tecnologias de transmissão de energia sem fio empregando acoplamento indutivo e acoplamento indutivo ressonante. Também é apresentado um resumo sobre o estado da arte das tecnologias apresentadas aqui.

2.1 Acoplamento Indutivo

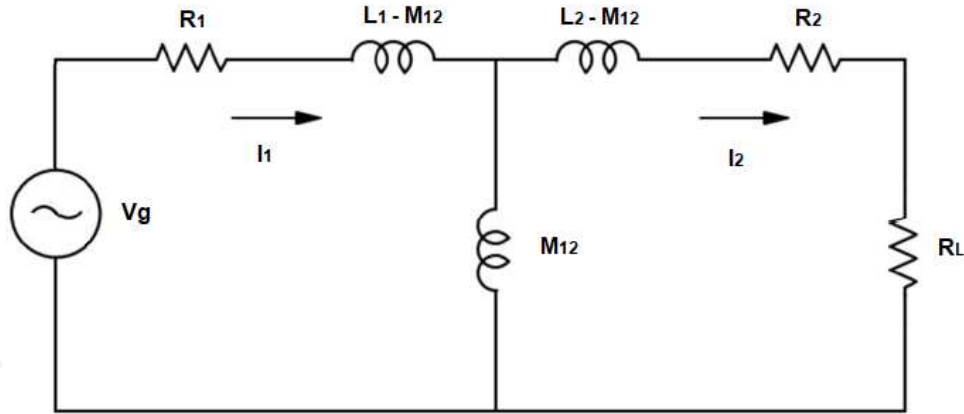
O acoplamento indutivo também conhecido como de campos próximos, utiliza bobinas acopladas magneticamente para fazer a transferência de energia. Em resumo, a aplicação de uma corrente alternada em uma das bobinas cria um campo magnético variante no tempo. A variação deste campo magnético no interior da outra bobina faz surgir uma tensão induzida. Esta tensão pode ser utilizada para energizar a carga ligada do lado da bobina receptora e desta forma, a energia é transferida indutivamente de uma bobina para a outra, não existindo contato físico.

O princípio da transmissão de energia por indução magnética, é o princípio utilizado nas máquinas elétricas. Pode-se citar como exemplo o motor de indução, com rotor em gaiola. A transferência de energia entre as bobinas do estator e do rotor se dá através do acoplamento indutivo, por meio do entreferro, sem a necessidade do contato elétrico (HUI; ZHONG; LEE, 2014).

A influência do fator de acoplamento k , na eficiência da transmissão de energia é enfatizado por Ota et al (2012). Grande parte do fluxo magnético da bobina do primário não entrelaça o enrolamento secundário, sendo dispersa e não fazendo parte da transmissão de energia. Este fenômeno está associado à distância e posição relativa entre as bobinas, e também pelo tamanho delas. Assim, o valor de k impõe uma clara limitação a eficiência da transmissão de energia.

A Figura 5 mostra o circuito equivalente usando o modelo T de duas bobinas magneticamente acopladas, utilizado por Moradi, Tahami e Poorfakhraei (2016) para apresentar a relação entre o fator de acoplamento e a eficiência.

Figura 5- Modelo T para um enlace de duas bobinas.



Fonte: Adaptado de Moradi, Tahami e Poofakhraei (2016)

As equações de malha para os circuitos do primário e secundário são apresentadas nas equações (2.01) e (2.02).

$$v_g - R_1 i_1 - jX_1 i_1 - j\omega M_{12} i_2 = 0 \quad (2.01)$$

$$-j\omega M_{12} i_1 - R_2 i_2 - R_L i_2 - jX_2 i_2 = 0 \quad (2.02)$$

Em (2.01) v_g é a tensão de entrada, i_1 e i_2 as correntes no primário e secundário, respectivamente, M a indutância mútua, L_1 e L_2 e R_1 e R_2 as indutâncias e resistências do primário e secundário, respectivamente, ω a frequência angular do sinal aplicado e X_1 e X_2 sendo dados por (2.03) e (2.04), respectivamente.

$$X_1 = \omega L_1 \quad (2.03)$$

$$X_2 = \omega L_2 \quad (2.04)$$

A equação (2.02) pode ser rearranjada para a equação (2.05).

$$i_2 = \frac{-j\omega M_{12}}{(R_2 + R_L + jX_2)} i_1 \quad (2.05)$$

Substituindo-se a equação (2.05) em (2.01) tem-se a equação (2.06).

$$i_1 = \frac{R_2 + R_L + jX_2}{(R_2 + R_L + jX_2)(R_1 + jX_1) + (\omega M)^2} v_g \quad (2.06)$$

As potências dissipadas no primário (P_1) e secundário (P_2) podem ser dadas pelas equações (2.07) e (2.08), respectivamente.

$$P_1 = R_1 |i_1|^2 \quad (2.07)$$

$$P_2 = (R_2 + R_L)|i_2|^2 \quad (2.08)$$

Substituindo (2.05) em (2.08) tem-se a equação (2.09).

$$P_2 = (R_2 + R_L) \left| \frac{-j\omega M i_1}{(R_2 + R_L + jX_2)} \right| |i_1|^2 \quad (2.09)$$

A eficiência da transmissão de energia para este sistema sem compensação das reatâncias pode ser calculada aplicando-se a equação (2.10)

$$\eta_{ncomp} = \frac{P_2}{P_1 + P_2} \quad (2.10)$$

Substituindo (2.07) e (2.09) em (2.10) tem-se a equação (2.11).

$$\eta_{ncomp} = \frac{(\omega M)^2}{R_1(R_2 + R_L) + (\omega M)^2 + \left[\frac{(R_1)(X_2)^2}{(R_2 + R_L)} \right]} \quad (2.11)$$

Os valores dos fatores de qualidade com carga das bobinas envolvidas podem ser definidos pelas equações (2.12) e (2.13).

$$Q_{1carga} = \frac{\omega L_1}{R_1} \quad (2.12)$$

$$Q_{2carga} = \frac{\omega L_2}{R_L + R_2} \quad (2.13)$$

Aplicando (2.12) e (2.13) em (2.11) se obtém a equação (2.14)

$$\eta_{ncomp} = \frac{1}{1 + \frac{1 + Q_{1carga}Q_{2carga}}{k^2 Q_{1carga}Q_{2carga}}} \quad (2.14)$$

Considerando-se que os valores dos fatores de qualidade envolvidos satisfaçam a seguinte condição da equação (2.15).

$$Q_{1carga}Q_{2carga} \gg 1 \quad (2.15)$$

pode-se fazer a seguinte aproximação dada em (2.16).

$$Q_{1carga}Q_{2carga} + 1 \approx Q_{1carga}Q_{2carga} \quad (2.16)$$

Assim, usando-se a equação (2.16) em (2.14) tem-se a equação (2.17).

$$\eta_{ncomp} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2}} = \frac{k^2}{1 + k^2} \quad (2.17)$$

Utilizando bobinas com elevado fator de qualidade, de forma a se justificar a aproximação utilizada pela equação (2.16), pode se verificar que a eficiência não

depende da frequência de operação. Portanto, em um circuito majoritariamente indutivo, existirá uma faixa de frequência em que a condição dada pela equação (2.17) será satisfeita e, desta forma, a eficiência dependerá unicamente de k .

Considerando que o k varia entre 0 e 1, pode-se perceber que a eficiência deste sistema será sempre igual ou inferior a 50%. De qualquer forma, quanto maior k , maior a eficiência. Neste sentido Moradi, Tahami e Poorfakhraei (2016) apresentam como alternativas para o aumento de k o emprego das técnicas para formatação e confinamento de campo, através do uso de meta-materiais e núcleos de ferrite. Eles ressaltam que estas técnicas geralmente fazem uso de materiais pesados, volumosos e que necessitam de processos de fabricação com custo mais elevado. Desta maneira, estas alternativas para o aumento da eficiência não se mostram apropriadas para aplicações onde tamanho, peso e custo sejam fatores limitantes.

2.2 Acoplamento Indutivo Ressonante

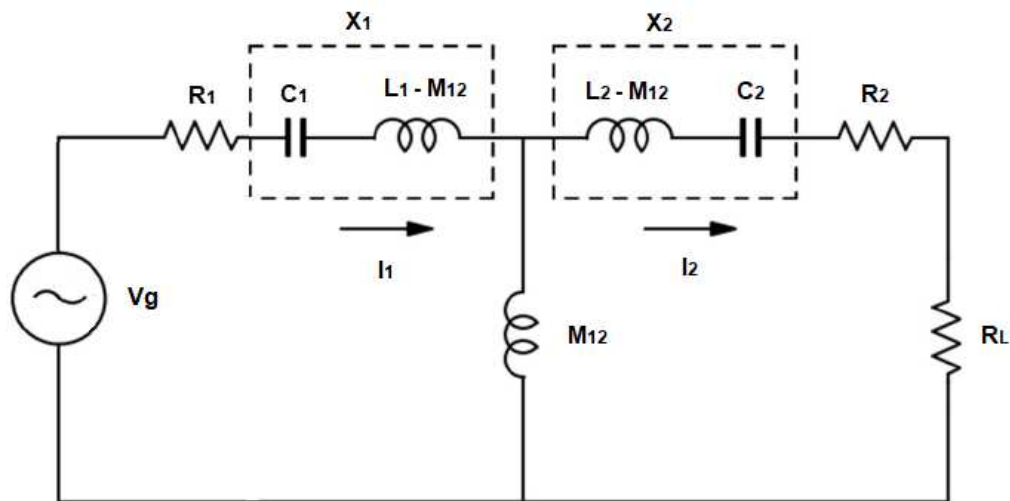
Logo após Ampère e Faraday proporem suas leis, foi sugerida a aplicação em sistemas para transmissão de energia por acoplamento indutivo ressonante. Posteriormente, os avanços mais significativos foram feitos por Nikola Tesla que demonstrou transmissão significativa de energia com uso de bobinas altamente ressonantes. Entretanto, a tecnologia da época não permitia sua utilização como uma alternativa viável para transferir quantidades significativas de energia com um baixo custo. Desta forma esta técnica caiu em descrédito, e somente no final do século vinte que sistemas comerciais baseados nela iniciaram a aparecer (COVIC; BOYS, 2013b).

Com o surgimento de aplicações comerciais baseadas em acoplamento indutivo ressonante as pesquisas se intensificaram. Um exemplo de aplicação são as superfícies de recarga para telefones celulares. Esta técnica foi proposta como uma alternativa tecnológica para a recarga das baterias de alimentação de veículos elétricos e híbridos (BOSSHARD et al, 2013). Na mesma linha, Li e Bashirullah (2007) mostram que o interesse por transferência de potência por indução e sistemas de carga sem fio para dispositivos portáteis, em especial telefones celulares, cresceu a partir dos anos 90. Demonstam ainda a importância o lançamento do padrão *Qi*, pelo Consórcio para Potência sem Fio (WPC, *Wireless Power Consortium*) que permitiu que o uso da tecnologia de recarga sem fio para dispositivos eletrônicos portáteis

atingisse nível comercial. O padrão Qi normaliza os critérios para sistemas de transmissão de energia sem fio. Desta forma, independentemente de qual seja o fabricante, o equipamento deve atender critérios de funcionamento comuns, tendo assim, assegurada sua interoperabilidade. Em 2015 este consórcio contava com a participação de 224 empresas.

Para o estudo do sistema ressonante será considerado o mesmo modelo de sistema composto com duas bobinas. Capacitores são adicionados em série tanto do lado do enrolamento primário quanto do lado do secundário a fim de compensar as reatâncias indutivas. O circuito equivalente está mostrado na Figura 6.

Figura 6- Modelo T do enlace de duas bobinas com compensação capacitiva.



Fonte: Adaptado de Moradi, Tahami e Poorfakhraei (2016)

Considerando-se a condição de ressonância tanto do circuito primário quanto secundário, as condições das equações (2.18) e (2.19) devem ser satisfeitas.

$$X_1 = \omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1} = 0 \quad (2.18)$$

$$X_2 = \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} = 0 \quad (2.19)$$

A equação (2.11) fornece o valor da eficiência para o circuito sem a compensação capacitiva. Como ela é genérica, também serve para fornecer o valor da eficiência para o circuito com compensação capacitiva. Para isso, basta considerar que, na condição de ressonância, os valores de X_1 e X_2 , valem zero. Assim, nesta condição, a eficiência é dada pela equação (2.20).

$$\eta_{comp} = \frac{(\omega_0 M)^2}{R_1(R_2 + R_L) + (\omega_0 M)^2} \quad (2.20)$$

Aplicando-se (2.11) em (2.20), após remanejamento, se obtém a equação (2.21).

$$\eta_{comp} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2} \frac{R_1}{\omega_0 L_1} \frac{(R_2 + R_L)}{\omega_0 L_2}} \quad (2.21)$$

Aplicando-se (2.12) e (2.13) em (2.21) resulta em (2.22)

$$\eta_{comp} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2 Q_{1carga} Q_{2carga}}} \quad (2.22)$$

Comparando as equações (2.11) e (2.20), pode-se perceber que no denominador da primeira o termo entre colchetes representa o impacto da parte reativa do sistema sobre a eficiência. Como a parte reativa atua aumentando o valor do denominador, traz como resultado a diminuição da eficiência final do sistema. A eficiência do sistema não compensado será sempre menor que a eficiência otimizada do sistema compensado, para mesmo valor de frequência de operação, e mesmo k . Além disso, é interessante notar que aparece somente a contribuição da parte reativa do circuito secundário na equação da eficiência. A parte reativa do circuito primário não tem impacto sobre o valor da eficiência do sistema. A compensação reativa do primário é importante para reduzir a potência a ser fornecida pela fonte de energia (PINUELA, 2013).

A equação (2.22) mostra que, assim como no circuito sem compensação capacitiva, a eficiência continua sendo diretamente proporcional a k . Entretanto, pode-se notar que agora o fator k aparece multiplicado pelos fatores de qualidade das bobinas de primário e secundário. Assim, ainda que o sistema opere em uma condição onde k seja bastante baixo, o correto dimensionamento dos fatores de qualidade das bobinas de primário e secundário, Q_{1carga} e Q_{2carga} , fornece uma alternativa para que a energia possa ser transmitida com uma eficiência elevada. Adicionalmente, as equações (2.12) e (2.13) mostram que, para aumentar o valor do fator de qualidade pode-se aumentar a frequência de operação ou reduzir a resistência intrínseca da bobina. Assim sendo, trabalhar com frequências elevadas é uma das formas de elevar a eficiência do sistema sem necessidade de modificar características construtivas das bobinas.

O fator Q de uma bobina, é determinado pelos parâmetros geométricos da bobina, como números de voltas, tamanho da bobina, espessura do fio e assim por diante. No entanto, uma vez que variações na indutância e resistência diferem com base na geometria da bobina e é necessário diminuir a resistência em relação a indutância para um melhor fator de qualidade, podemos otimizar o padrão geométrico a fim de obter um alto fator Q . Na faixa de frequência de MHz, a otimização dos parâmetros é mais importante, já que o efeito *Skin* e de proximidade podem influenciar nas perdas ôhmicas de uma bobina. Uma bobina pode ser otimizada por métodos de cálculo numérico na faixa de frequências de MHz, como o método do elemento parcial de circuito equivalente (PEEC) e o método de elementos finitos (FEM) (WESTREICHER et al, 2013; KAMON; WANG; WHITE, 2000). Ao variar os parâmetros geométricos de uma bobina, o fator Q pode ser calculado iterativamente para encontrar os melhores parâmetros geométricos (KIM; PARK, 2017).

Nos circuitos ressonantes, os elevados fatores de qualidade das bobinas permitem ao sistema operar com uma eficiência elevada mesmo para valores reduzidos de k . Em outras palavras, a compensação permite ao sistema operar com alta eficiência mesmo em configurações que exista uma distância maior de afastamento entre as bobinas. Isto demonstra a capacidade desta técnica em ampliar o alcance do enlace, tornando seu uso adequado para distâncias intermediárias.

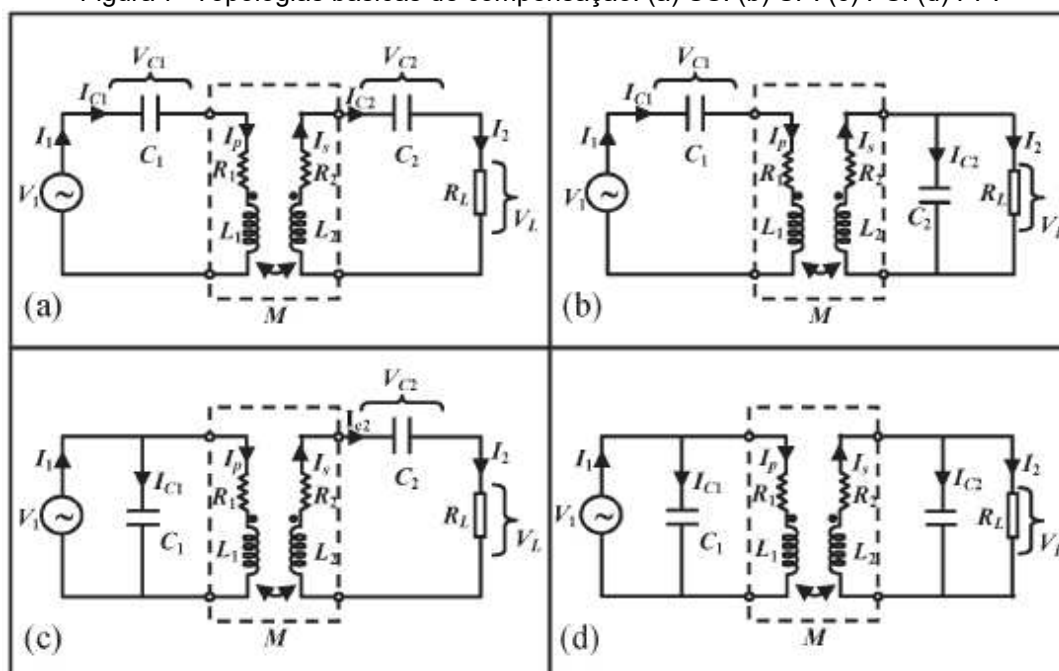
Kurs (2007) define a distância intermediária como aquela em que a separação entre as bobinas seja algumas vezes superior ao tamanho das mesmas. Assim, uma distância maior que aquela usualmente utilizada nos circuitos indutivos não compensados, e menor que as possíveis para sistemas de transmissão de energia por radiação.

A eficiência pode ser aumentada se for usada uma compensação ressonante capacitiva, série ou paralela, do lado da recepção (BOSSHARD et al, 2013). Um outro capacitor de compensação usualmente é utilizado do lado da transmissão, a fim de compensar a potência reativa da bobina transmissora, reduzindo a potência a ser fornecida pela fonte de alimentação de energia. Eles ressaltam que, como resultado, tem-se uma característica de filtro passa-banda na impedância de entrada do circuito.

No trabalho de Ota et al (2012), aparece um detalhe de forte cunho prático que complementa as ideias apresentadas anteriormente. Ele ressalta que os capacitores

de compensação utilizados do lado da bobina receptora podem ser conectados tanto em série quanto em paralelo com a carga, conforme Figura 7, sem diferença em termos de impacto sobre a eficiência máxima. Entretanto, a diferença está ligada ao valor da carga ótima para a máxima eficiência. Também salientam que, a ressonância série é mais apropriada para valores de impedância de carga baixos e, inversamente, a ressonância em paralelo é mais apropriada para cargas de impedância elevada.

Figura 7- Topologias básicas de compensação. (a) SS. (b) SP. (c) PS. (d) PP.



Fonte: VILLA et al (2012)

Villa et al (2012) ressaltam que, na prática, os sistemas que utilizam esta tecnologia são concebidos intencionalmente para operarem com k baixos. Usualmente o tamanho da bobina do primário é maior que a bobina do secundário, de forma a favorecer a criação de uma maior superfície onde a condição de baixo coeficiente de acoplamento seja satisfeita. A razão disto é garantir que exista pouca variação na eficiência do sistema, devido ao deslocamento entre as bobinas, em regiões onde o k é baixo. Nestas condições, a eficiência do sistema é garantida pelos fatores de qualidade elevados.

A utilização de fatores Q elevados se mostra uma boa solução para elevar a eficiência do sistema, porém Covic e Boys (2013b) apresentam algumas restrições a serem consideradas. Primeiro, o fato de elevar a potência reativa no secundário, e assim exigir que uma grande potência reativa precise ser suportada pelo capacitor.

Também ressaltam que, quanto maior Q , mais estreita será a banda passante do filtro LC formado no circuito ressonante, e isto fará com que o circuito seja mais suscetível às instabilidades. Com isto, mais difícil será manter o circuito operando na condição de ressonância. Por último ressaltam como ponto de grande relevância prática, a dificuldade para se manter o circuito na frequência de ressonância à medida em que os capacitores forem envelhecendo.

2.3 Resumo do Estado da Arte

Das aplicações que se beneficiam da WPT, as principais são os veículos elétricos, os dispositivos portáteis, implantes biomédicos, auditivos e também dispositivos *RFID* (*Radio-Frequency Identification*). São analisados alguns tópicos com estas aplicações que são relevantes para esse trabalho.

2.3.1- Aplicações em veículos Elétricos

Nos veículos elétricos têm-se uma das mais promissoras aplicações da WPT. A possibilidade de recarga automática do veículo ao estacionar, sem preocupar em conectá-lo a uma estação de recarga, amplia a autonomia trazendo benefícios ao mercado de veículos elétricos. Nestas aplicações a potência ocupa a região de dezenas de KW, e distância da ordem de poucos centímetros entre emissor e receptor. Mas dentro dessa área existem dois grandes temas.

2.3.1.1- Veículos Elétricos com baterias

Muitos estudos foram conduzidos sobre veículos elétricos com e sem baterias que utilizam conversores ressonantes para obter energia. Este conversor é usado por HAYES et al(1997) ligado à interface de acoplamento SAE J-1773¹. Essa *standard* sugere três níveis de potência a transmitir: Nível 1 (Emergência) – 1,5 kW; Nível 2 (Nominal) – 6,6 kW e Nível 3 (Estação) – 25 a 160 kW.

Laouamoer et al (1997) apresenta um protótipo de um conversor de 3 kW com um entreferro de 6-8 mm. O objetivo é a instalação de carregadores em estacionamentos de automóveis. O condutor estacionará sobre um desses

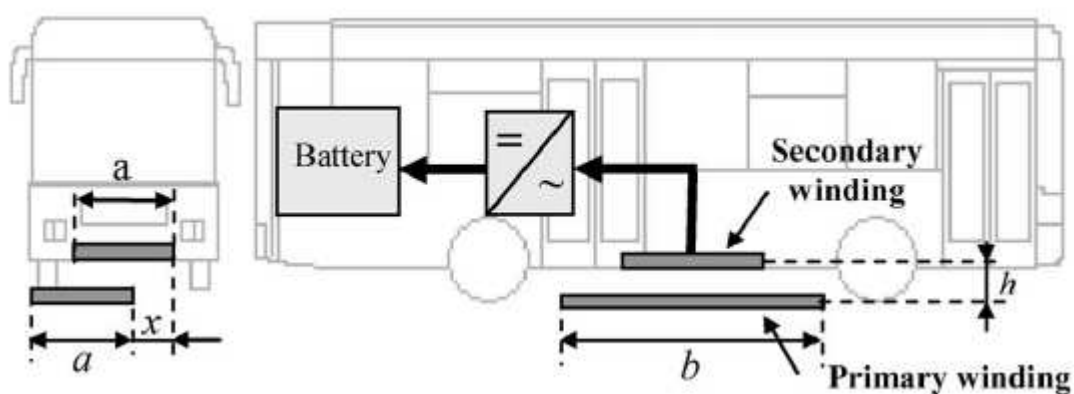
¹ SAE J-1773 – Prática recomendada nos Estados Unidos da América pela Society of Automotive Engineers, Inc. a partir de Janeiro de 1995 para o carregamento de baterias de veículos elétricos usando acoplamento indutivo.

carregadores e o processo de carregamento das baterias inicia automaticamente sem intervenção humana.

Com outras exigências, por causa da potência a ser fornecida, trabalham Kutkut et al(1998). Deve fornecer uma carga rápida a uma bateria de 30 kWh em um Veículo Elétrico (VE). É proposto um carregamento de 15 minutos com uma potência de 120 kW na frequência de 75 kHz. HORY (2012) utiliza de um sistema similar de recarga rápida, mas com a utilização de supercapacitores sendo possível operar um veículo elétrico por cerca de 20 minutos com apenas 30 segundos de recarga. Com isso pode-se diminuir o tamanho das baterias e consequentemente o peso do veículo, exigindo menor potência do motor.

O desenvolvimento de ônibus elétrico é restrito, em parte por causa da elevada potência de alimentação necessária para maior autonomia. Uma proposta de recarga das baterias durante as paradas de embarque/desembarque do percurso é proposta por Villa et al (2012). A Figura 8 dá uma ideia do procedimento enfatizando a necessidade de posicionamento preciso para melhor rendimento.

Figura 8 - Sistema de WPT demonstrando o desalinhamento entre os indutores.



Fonte: VILLA et al (2012)

Além dos sistemas de compensação apresentados na seção 2.2, outro sistema de compensação é proposto por Hata e Ohmae (2004), onde são operadas medições da tensão induzida no secundário ao variar a posição do núcleo magnético do secundário em relação ao primário. São considerados três aspectos: o afastamento,

a inclinação e o alinhamento. A tensão induzida servirá como sinal de *feedback* para o controle da posição.

Covic et al (2000) descreve as especificações do parque natural de Whakarewarewa na Nova Zelândia onde uma solução para o transporte de pessoas foi proposta, devido à extensão do parque e as dificuldades de acesso em alguns pontos. Apresentam um VE com capacidade para quatorze pessoas e que será carregado durante a visita guiada nos pontos em que os turistas saem do veículo com o guia. Ao longo do percurso existem estações de recarga rápida das baterias, onde só é possível recarregar durante o tempo que o guia demorar em sua explicação.

2.3.1.2- Veículos Elétricos com fornecimento contínuo de energia

Existem casos onde não é possível a existência de baterias a bordo do veículo. O fornecimento contínuo de energia elétrica pode poupar peso no veículo e reduzir a potência consumida. Estes sistemas utilizam WPT na pista de rolamento para os veículos, que são chamados *REPV (Roadway Powered Electric Vehicle)*. Percursos dentro da cidade que não preveem alteração de rota favorecem a adoção deste tipo de veículos. Os Trólebus e Bondes elétricos antigos que necessitavam de catenárias para sua eletrificação podem ser substituídos por esses veículos. A grande vantagem é a libertação da paisagem urbana, já que os transmissores podem ser instalados na pista de rolamento.

O sistema proposto por Miller et al (2014) tem a energia reposta utilizando WPT com o veículo em movimento, como é observado na Figura 9.

Elliot, Boys e Green (1995) fazem uma abordagem analítica desse tipo de veículo e através de um protótipo apresentam as características de desempenho do sistema. Para melhorar o aproveitamento desse sistema, Covic et al (2007) verifica a viabilidade de um sistema WPT trifásico através da modelagem por elementos finitos e construção do protótipo que fornece mais potência do que com um traçado de fase única.

Figura 9- Sistema WPT para VE em movimento.



Fonte: Miller et al (2014)

Nos veículos baseados em levitação magnética (MAGLEV – Magnetic Levitation), a tensão induzida nos enrolamentos é tanto maior quanto maior a sua velocidade. Por isso, em velocidades baixas existe o risco de esgotar a energia e a composição parar. E além da propulsão, os sistemas de ar condicionado, de iluminação e outros similares dependem dessa energia. Por isso Chen et al (2004) propõem uma solução baseada em WPT. É adicionado à corrente de estator do motor linear, uma outra corrente de alta frequência para o fornecimento de energia dos sistemas a bordo. Song, Kratz e Gurol (2002) propõem um *pick-up* exclusivo para

manter a potência necessária para a composição que também é operado em altas frequências.

2.3.2- Aplicações para dispositivos portáteis

Os dispositivos portáteis como celulares, notebooks, tablets e outros, perdem grande parte da mobilidade devido à necessidade de carregamento periódico através de cabos. Estes dispositivos podem ser divididos em dois subgrupos. O primeiro para os quais a distância entre o emissor e receptor pode ser pequena, pois o dispositivo pode ser colocado sobre uma base contendo o emissor para recarga. No segundo subgrupo estão os dispositivos que operam com distâncias de separação de centímetros até alguns metros. Para todos esses a potência é considerada baixa de até 1 kW.

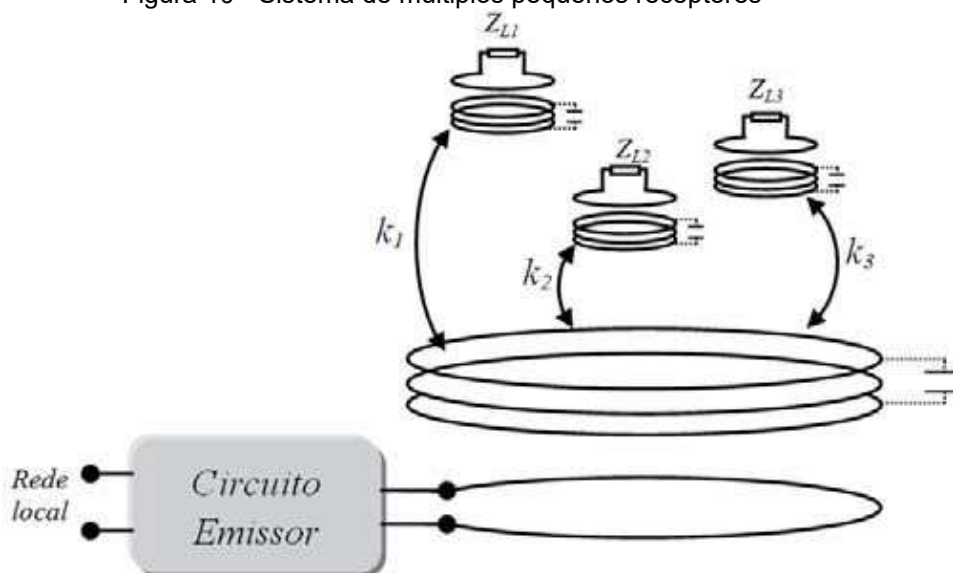
Hui e Ho (2005) apresentam uma base universal para carregamento de dispositivos portáteis através de WPT com indutores planares feitos em placas de circuito impresso. Para melhorar a eficiência, Hatanaka et al (2002) estudam uma base maior, no tamanho da mesa com vários indutores, para que em qualquer lugar dessa base a eficiência seja em torno de 85%. Choi et al (2004) fizeram um carregador sem fio eficiente mesmo com desalinhamento e separação considerável das bobinas.

Uma análise para aperfeiçoar a eficiência através da seleção dos parâmetros físicos é feita por Valtchev et al (2009). O equacionamento e a comparação do sistema com o acoplamento ideal do transformador de forma a verificar os efeitos das alterações de cada parâmetro são apresentados. Waffenshimidt e Staring (2009), demonstram as limitações do sistema de WPT devido aos componentes ressonantes e a impedância da carga e abordando a proposta para distâncias consideráveis.

No trabalho de Mirbozorgui et al (2014) é proposto um sistema emissor com vários elementos indutores idênticos através de ligações série/paralelo. Com essa abordagem é aumentada a eficiência para distâncias maiores e dá certa independência em termos da localização do receptor sem necessidade de controle complexo e de circuitos de detecção.

Em Cannon et al (2014), o sistema fracamente acoplado é organizado de acordo com a Figura 10, onde emissor e receptor são formados por pares de indutores. Nesta nova proposta, o emissor possui diâmetro várias vezes maior que o dos receptores. É justamente nesta escala de emissor e receptor que reside à possibilidade de transferência para múltiplos receptores: se o emissor é suficientemente maior que os receptores, o campo magnético gerado por ele se distribui espacialmente de forma que diversos pequenos receptores podem se encontrar dentro da área de atuação, “imersos” no campo e aproveitando do fluxo magnético, simultaneamente. Se os receptores são de diâmetro reduzido, o fluxo magnético que os enlaça terá distribuição quase uniforme (tão mais uniforme quanto menor o diâmetro dos receptores em relação ao emissor). Disto podem resultar receptores menos susceptíveis às variações de posição espacial, isto é, cuja tensão eficaz induzida é aproximadamente constante para diferentes posições relativas entre emissor e receptor.

Figura 10 - Sistema de múltiplos pequenos receptores



Fonte: Cannon et al (2009)

É demonstrado ainda o problema da recepção múltipla por causa da alteração da frequência de ressonância devido a capacitância parasita e à indutância mútua dos receptores. Em Ean et al (2012) é proposto pelos autores o controle da divisão da energia dos múltiplos receptores através de filtros e combinação das

impedâncias. Com isso pode-se controlar a potência entregue a cada receptor acoplado no sistema.

2.3.3 Aplicações em dispositivos biomédicos

Os dispositivos biomédicos em sua maioria são implantes tais como marcapassos, implantes cocleares, e algumas aplicações para diagnóstico. Geralmente a potência da carga nestas aplicações não superam décimos de *Watts*. Para este grupo, a tecnologia de WPT é inovadora, pois permite alimentar o implante quando a recarga da bateria interna torna-se impossível devido ao fim da vida útil das mesmas. Isto elimina ou posterga a necessidade de intervenções cirúrgicas. Ao mesmo tempo, a transferência indutiva torna desnecessária qualquer conexão mecânica entre o ambiente externo e o interior do corpo humano, reduzindo o desconforto do indivíduo portador do implante e minimizando a chance de processos infecciosos (ZHAO et al, 2012).

Quando associados a algoritmos e circuitos de comunicação sem fio, os implantes (receptores) e seus respectivos emissores podem formar um sistema completo de telemetria. Para o caso dos marca-passos, pode ser feita a transferência de dados acerca do ritmo cardíaco e demais parâmetros médicos ao mesmo tempo em que é feita a alimentação do dispositivo, monitorando o estado de carga da bateria e todo o controle do próprio ritmo cardíaco (LEE et al, 2011).

Um sistema para dispositivos de monitoração e estimulação é proposto por Catrysse, Hermans e Puers (2004). Os dados e a potência são transmitidos simultaneamente em uma comunicação bidirecional. Os autores sugerem um ritmo de 60.000 bits/s. Quanto à transmissão de potência, são entregues no mínimo 50 mW sobre uma distância de 3 cm.

O sistema proposto por Joung e Cho (1998) utiliza WPT para o carregamento das baterias de um coração artificial. Um pequeno aparelho possui a fonte e o emissor. Esse emissor será colocado sobre a pele alinhado com o circuito

receptor implantado. Conseguem-se potências transmitidas no intervalo de 12 a 48 W com um afastamento entre enrolamentos de 1-2 cm.

A transferência indutiva de potência traz como vantagens sobre a transferência por contato mecânico a maior mobilidade e também a possibilidade de alimentação de cargas elétricas quando existem corpos sólidos entre esta e a fonte. Esta possibilidade é extremamente relevante para as aplicações biomédicas, onde o fluxo de potência se estabelece através de tecidos biológicos de diferentes propriedades. Por exemplo, Chang et al (2013) relata a alimentação de um implante ocular, onde o meio é basicamente uma solução aquosa. Nesses casos, é preciso que o emissor seja auto ajustável de maneira que a potência demandada pelo receptor seja entregue independente das variações de propriedades destes tecidos biológicos e da extensão dos mesmos (que varia entre indivíduos e que corresponde à distância que separa emissor e receptor).

2.4 Considerações Finais

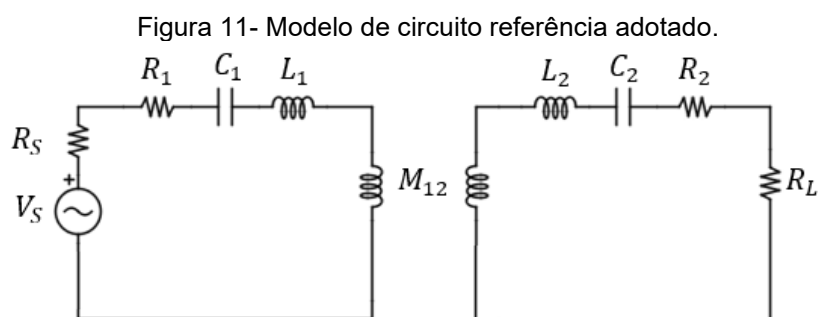
Neste capítulo foram apresentadas e comparadas as tecnologias de transmissão de energia, destacando as diferenças no funcionamento do acoplamento indutivo e o acoplamento indutivo ressonante. Também um resumo do estado da arte foi feito, mostrando as tendências de utilização de WPT. O que pode ser observado é que existe um grande campo de aplicação, e a maioria dos estudos são feitos analisando apenas um emissor e um receptor. O Capítulo 3 apresenta o modelo do enlace ressonante para duas ou mais bobinas de forma a auxiliar no desenvolvimento dos estudos com múltiplos receptores.

3- Desenvolvimento analítico do modelo de WPT para múltiplos receptores

Neste capítulo, é exposto o desenvolvimento matemático dos modelos de circuitos adotados na transferência de potência sem fios para múltiplos receptores. É apresentado inicialmente o modelo para duas bobinas, que é a implementação mais simples para um sistema de transmissão de energia sem fio. Assim, as características funcionais deste sistema servem como base comparativa para o sistema com três e quatro bobinas. São revisados os conceitos de casamento de impedância, apresentando alguns modelos de compensadores para casamento de impedância comumente utilizados em experimentos práticos. Por fim, é apresentado o modelo para um sistema de transmissão de energia para n-bobinas.

3.1- Enlace com duas bobinas

Um circuito referência foi escolhido para ser usado como fundamento para o desenvolvimento da modelagem matemática, este circuito foi proposto por Thomas, Heebl e Grbic (2010) e exibido na Figura 11.

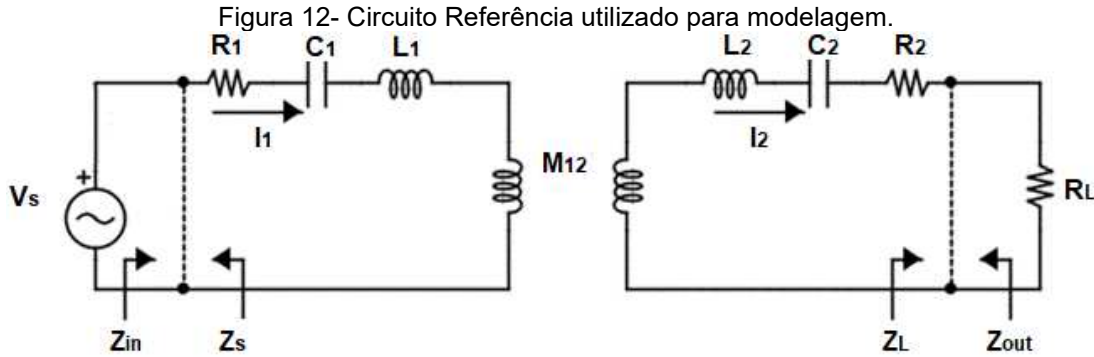


Fonte: Thomas et al (2012).

O circuito exibido na Figura 08 é um modelo equivalente de um circuito ressonante *RLC* série, com uma indutância mútua acrescentada, resultante do acoplamento da indução gerada entre os circuitos emissor e receptor.

Como foi visto no Capítulo 2, a transferência de potência sem fios pode ser analisada através da Teoria de Circuitos e pela Teoria dos Modos Acoplados. Neste trabalho todos os modelos são desenvolvidos através da Teoria de Circuitos.

A modelagem do circuito referência foi realizada baseando-se na Figura 12.



Fonte: Adaptado de Abreu (2017)

As equações de malha para os circuitos do primário e secundário são, através da aplicação da Lei de Kirchhoff, conforme (3.01) e (3.02), respectivamente:

$$V_{in} = i_1 R_1 + \frac{i_1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 i_1 - j\omega M_{12} i_2 \quad (3.01)$$

$$0 = i_2 R_2 + \frac{i_2}{j\omega C_2} + j\omega L_2 i_2 + i_2 R_L - j\omega M_{12} i_1 \quad (3.02)$$

Para efeito de simplificação e resolução computacional, é apresentado em (3.03) a matriz equivalente a este sistema.

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 & -j\omega M_{12} \\ -j\omega M_{12} & R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3.03)$$

Se o circuito operar na condição de ressonância, esta matriz pode ser simplificada como (3.04).

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -j\omega M_{12} \\ -j\omega M_{12} & R_2 + R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3.04)$$

Se não estiver operando na ressonância, é resolvida a equação (3.02), com i_2 em função de i_1 , para que possa ser determinada a impedância de entrada e analisado o circuito quanto a eficiência, conforme apresentado nas equações (3.05) e (3.06).

$$i_2 \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_L \right) = j\omega M_{12} i_1 \quad (3.05)$$

$$i_2 = \frac{j\omega M_{12} i_1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_L} \quad (3.06)$$

Substituindo i_2 em (3.01), tem-se V_{in} em função apenas de i_1 , como mostrado em (3.07).

$$V_{in} = i_1 R_1 + \frac{i_1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 i_1 + \frac{(\omega M_{12})^2 i_1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_L} \quad (3.07)$$

A impedância de entrada é definida como $Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_1}$, sendo assim, aplicando esta definição em (3.07), temos (3.08).

$$Z_{in} = R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) + \frac{(\omega M_{12})^2}{R_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) + R_L} \quad (3.08)$$

3.1.1 – Eficiência na transferência

A eficiência na transferência (η_{trans}), é a quantidade de energia transferida entre impedância de entrada até a impedância de carga, desconsiderando a impedância da fonte e, dessa forma, as perdas por reflexão. Diferentemente, a eficiência global (η_{global}), considera a impedância da fonte e as perdas por reflexão, implementando todo o balanço energético do sistema.

A eficiência da transferência de energia sem fios adotada neste trabalho é definida por Abreu (2017) como sendo a potência na carga sobre a potência total dissipada no circuito, conforme (3.09).

$$\eta_{trans} = \frac{P_{R_L}}{P_{R_1} + P_{R_2} + P_{R_L}} \quad (3.09)$$

sendo:

P_{R_L} = Potência sobre a carga R_L ;

P_{R_1} = Potência dissipada sobre a resistência equivalente do circuito transmissor R_1 ;

P_{R_2} = Potência dissipada sobre a resistência equivalente do circuito receptor R_2 ;

Modelando o circuito exibido na Figura 12 e admitindo ressonância, Thomas et al (2012) obtiveram a equação (3.10).

$$\eta_{trans} = \frac{(\omega M_{12})^2 R_L}{R_1(R_2 + R_L)^2 + (\omega M_{12})^2 (R_2 + R_L)} \quad (3.10)$$

Derivando a equação (3.10) em relação a M e igualando o resultado a zero, obtém-se a condição para que aconteça a Máxima Transferência de Potência (MPT - *Maximum Power Transfer*) (ABATTI; PICHORIM; SCHNEIDER JR, 2008), conforme apresentado em (3.11).

$$\omega^2 M^2 = R_1 R_2 \quad (3.11)$$

Avaliando as perdas no primário e secundário pode-se determinar que na condição de máxima transferência de potência (MPT)

$$P_1 = P_{2max} = \frac{v^2}{4R_1} \quad (3.12)$$

Sendo

P_1 = Potência do primário.

P_{2max} = Máxima potência possível no secundário

Dessa forma pode-se deduzir a relação entre a potência transmitida P_2 pela máxima potência possível P_{2max} fornecendo a potência relativa do sistema apresentado em (3.13)

$$\frac{P_2}{P_{2max}} = \frac{4R_1 R_2 \omega_0^2 M^2}{(R_1 R_2 + \omega_0^2 M^2)^2} \quad (3.13)$$

É possível observar que os maiores valores de transferência acontecem próximos da frequência de ressonância. As condições para conseguir uma alta eficiência na transmissão de energia, foram definidas Por Thomas, Heebl e Grbic (2010), como sendo três:

- Operar no regime de forte acoplamento,

$$(\omega M_{12})^2 \gg R_1 R_2 \quad (3.14)$$

- A carga equivalente deve ser muito maior que as resistências internas,

$$R_L \gg R_1, R_2 \quad (3.15)$$

- A carga equivalente deve ter um valor próximo ao termo da indutância mútua,

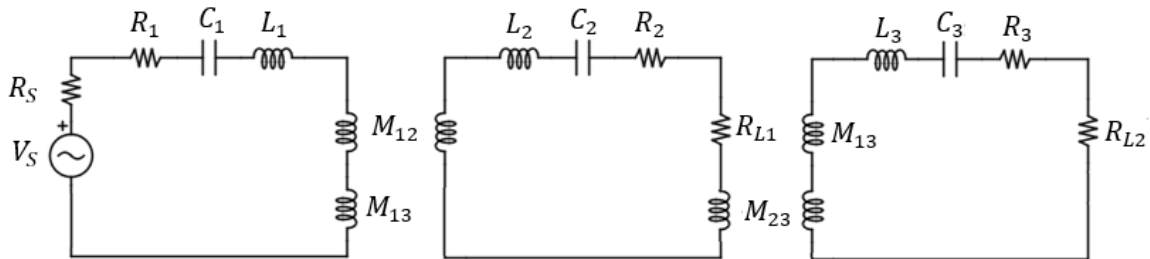
$$R_L \approx \omega M_{12} \quad (3.16)$$

Portanto, garantindo essas três condições, simultaneamente, é possível obter uma maior eficiência.

3.2 - Modelagem do circuito com três bobinas

Na seção 3.1 foi apresentado o comportamento do sistema composto por duas bobinas. Ficou clara a limitação da capacidade de ajuste do sistema em termos de eficiência e potência entregue à carga devido à ressonância. O sistema de três ou mais bobinas se apresenta como uma alternativa para contornar esta limitação para um sistema com apenas uma carga. Mas nesta Tese é apresentada a modelagem matemática para as duas situações: com apenas uma carga ligada a um dos circuitos receptores e com duas cargas, uma em cada circuito receptor. O circuito da Figura 13 ilustra um enlace com três bobinas.

Figura 13- Circuito referência de 3 bobinas utilizado.



Fonte: Próprio Autor.

Para cada um dos circuitos que compõem o enlace (circuito primário, secundário e terciário) é possível se escrever as equações das malhas, de acordo com (3.17), (3.18) e (3.19).

$$V_{in} = i_1 R_1 + \frac{i_1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 i_1 - j\omega M_{12} i_2 - j\omega M_{13} i_3 \quad (3.17)$$

$$-j\omega M_{12} i_1 + j\omega L_2 i_2 + \frac{i_2}{j\omega C_2} + (R_2 + R_{L1}) i_2 - j\omega M_{23} i_3 = 0 \quad (3.18)$$

$$-j\omega M_{23}i_2 - j\omega M_{13}i_1 + j\omega L_3i_3 + \frac{i_3}{j\omega C_3} + (R_3 + R_{L2})i_3 = 0 \quad (3.19)$$

Fazendo um rearranjo para se isolar as correntes, obtém-se (3.20), (3.21) e (3.22).

$$V_{in} = \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1\right)i_1 - j\omega M_{12}i_2 - j\omega M_{13}i_3 \quad (3.20)$$

$$0 = -j\omega M_{12}i_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + (R_2 + R_{L1})\right)i_2 - j\omega M_{23}i_3 \quad (3.21)$$

$$0 = -j\omega M_{13}i_1 - j\omega M_{23}i_2 + \left(j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} + (R_3 + R_{L2})\right)i_3 = 0 \quad (3.22)$$

Considerando os três circuitos ressonantes na mesma frequência, pode-se escrever (3.20), (3.21) e (3.22) como (3.23), (3.24) e (3.25), respectivamente.

$$V_{in} = R_1i_1 - j\omega_0 M_{12}i_2 - j\omega_0 M_{13}i_3, \quad (3.23)$$

$$0 = -j\omega_0 M_{12}i_1 + (R_2 + R_{L1})i_2 - j\omega_0 M_{23}i_3, \quad (3.24)$$

$$0 = -j\omega_0 M_{13}i_1 - j\omega_0 M_{23}i_2 + (R_3 + R_{L2})i_3 = 0 \quad (3.25)$$

Este conjunto de equações pode ser escrito na forma matricial como (3.26).

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -j\omega_0 M_{12} & -j\omega_0 M_{13} \\ -j\omega_0 M_{12} & (R_2 + R_{L1}) & -j\omega_0 M_{23} \\ -j\omega_0 M_{13} & -j\omega_0 M_{23} & (R_3 + R_{L2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Para as simulações em computador é considerada a matriz completa (equações (3.20), (3.21) e (3.22)), que leva em conta todos os elementos do circuito representado na Figura 15. Entretanto, para a solução algébrica, a indutância mútua entre L_1 e L_3 será desprezada ($M_{13}=0$), pelo fato de ser muito menor que M_{12} e M_{23} . Considerando o circuito em ressonância, as reatâncias indutivas e capacitivas são anuladas, e também é utilizada apenas uma carga ligada ao circuito terciário ($R_{L1}=0$)

Assim o sistema linear pode ser simplificado, obtendo assim (3.27).

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -j\omega_0 M_{12} & 0 \\ -j\omega_0 M_{12} & R_2 & -j\omega_0 M_{23} \\ 0 & -j\omega_0 M_{23} & (R_3 + R_{L2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

A resolução do sistema linear apresentado na equação (3.27) fornece as equações (3.28), (3.29) e (3.30) para correntes.

$$i_1 = \frac{|\Delta i_1|}{|\Delta|} = \frac{V_{in}[R_2(R_3+R_{L2})+(\omega_0 M_{23})^2]}{R_1 R_2(R_3+R_{L2})+R_1(\omega_0 M_{23})^2+(R_3+R_{L2})(\omega_0 M_{12})^2} \quad (3.28)$$

$$i_2 = \frac{|\Delta i_2|}{|\Delta|} = \frac{jV_{in}(R_3+R_{L2})\omega_0 M_{12}}{R_1 R_2(R_3+R_{L2})+R_1(\omega_0 M_{23})^2+(R_3+R_{L2})(\omega_0 M_{12})^2} \quad (3.29)$$

$$i_3 = \frac{|\Delta i_3|}{|\Delta|} = \frac{-V_{in}\omega_0^2 M_{12}M_{23}}{R_1 R_2(R_3+R_{L2})+R_1(\omega_0 M_{23})^2+(R_3+R_{L2})(\omega_0 M_{12})^2} \quad (3.30)$$

Dessa forma podemos calcular a potência dissipada em cada um dos circuitos ressonantes, conforme as equações (3.31), (3.32) e (3.33).

$$P_1 = R_1 i_1^2 = R_1 \left(\frac{V_{in}[R_2(R_3+R_{L2})+(\omega_0 M_{23})^2]}{R_1 R_2(R_3+R_{L2})+R_1(\omega_0 M_{23})^2+(R_3+R_{L2})(\omega_0 M_{12})^2} \right)^2 \quad (3.31)$$

$$P_2 = R_2 i_2^2 = R_2 \left(\frac{jV_{in}(R_3+R_{L2})\omega_0 M_{12}}{R_1 R_2(R_3+R_{L2})+R_1(\omega_0 M_{23})^2+(R_3+R_{L2})(\omega_0 M_{12})^2} \right)^2 \quad (3.32)$$

$$P_3 = (R_3 + R_{L2}) i_3^2 = (R_3 + R_{L2}) \left(\frac{-V_{in}\omega_0^2 M_{12}M_{23}}{R_1 R_2(R_3+R_{L2})+R_1(\omega_0 M_{23})^2+(R_3+R_{L2})(\omega_0 M_{12})^2} \right)^2 \quad (3.33)$$

A partir das potências dissipadas em cada um dos circuitos a eficiência pode ser calculada aplicando-se (3.31), (3.32) e (3.33) em (3.34).

$$\eta_{trans} = \frac{P_{RL2}}{P_{R1}+P_{R2}+P_{R3}+P_{RL2}} \quad (3.34)$$

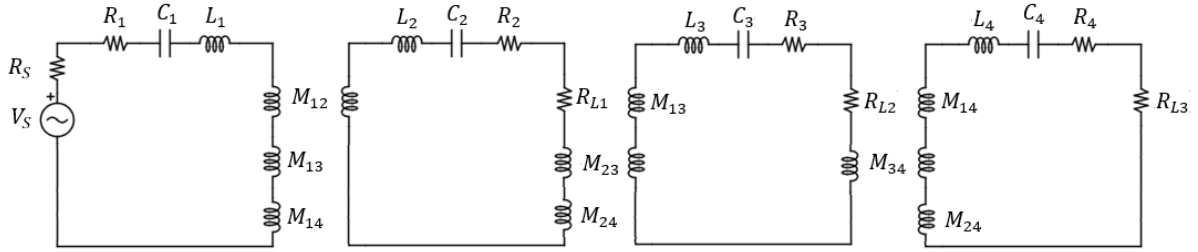
Portanto, se obtém (3.35).

$$\eta_{trans} = \frac{R_{L2}(\omega_0^2 M_{12}M_{23})^2}{(R_1(R_2(R_3+R_{L2})+(\omega_0 M_{23})^2)+R_2((R_3+R_{L2})\omega_0 M_{12})^2+R_3(\omega_0^2 M_{12}M_{23})^2+R_{L2}(\omega_0^2 M_{12}M_{23})^2)} \quad (3.35)$$

3.3 - Modelagem do circuito com quatro bobinas

O circuito referência para a modelagem com quatro bobinas é descrito na Figura 14.

Figura 14- Circuito referência de 4 bobinas utilizado.



Fonte: Próprio Autor.

Similarmente às seções 3.1 e 3.2, as equações de malha do circuito da Figura 13 são dadas pelas equações (3.36) a (3.39).

$$V_{in} = i_1 R_1 + \frac{i_1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 i_1 - j\omega M_{12} i_2 - j\omega M_{13} i_3 - j\omega M_{14} i_4 \quad (3.36)$$

$$-j\omega M_{12} i_1 + j\omega L_2 i_2 + \frac{i_2}{j\omega C_2} + (R_2 + R_{L1}) i_2 - j\omega M_{23} i_3 - j\omega M_{24} i_4 = 0 \quad (3.37)$$

$$-j\omega M_{13} i_1 - j\omega M_{23} i_2 + j\omega L_3 i_3 + \frac{i_3}{j\omega C_3} + (R_3 + R_{L2}) i_3 - j\omega M_{34} i_4 = 0 \quad (3.38)$$

$$-j\omega M_{14} i_1 - j\omega M_{24} i_2 - j\omega M_{34} i_3 + j\omega L_4 i_4 + \frac{i_4}{j\omega C_4} + (R_4 + R_{L3}) i_4 = 0 \quad (3.39)$$

Isolando as correntes em função dos outros componentes do circuito, temos as equações (3.40) a (3.43).

$$V_{in} = \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 \right) i_1 - j\omega M_{12} i_2 - j\omega M_{13} i_3 - j\omega M_{14} i_4 \quad (3.40)$$

$$0 = -j\omega M_{12} i_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + (R_2 + R_{L1}) \right) i_2 - j\omega M_{23} i_3 - j\omega M_{24} i_4 \quad (3.41)$$

$$0 = -j\omega M_{13} i_1 - j\omega M_{23} i_2 + \left(j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} + (R_3 + R_{L2}) \right) i_3 - j\omega M_{34} i_4 = 0 \quad (3.42)$$

$$0 = -j\omega M_{14} i_1 - j\omega M_{24} i_2 - j\omega M_{34} i_3 + \left(j\omega L_4 + \frac{1}{j\omega C_4} + (R_4 + R_{L3}) \right) i_4 = 0 \quad (3.43)$$

Considerando todos os circuitos sintonizados com a mesma frequência angular de ressonância ($\omega_0^{-1} = \sqrt{L_1 C_1} = \sqrt{L_2 C_2} = \sqrt{L_3 C_3} = \sqrt{L_4 C_4}$), negligenciando a

influência das indutâncias mútuas M_{13} , M_{14} e M_{24} , e simplificando as resistências em cada uma das malhas como R_1 , R_2 , R_3 e R_4 , temos as equações (3.44) a (3.47).

$$v = (R_1 i_1) \pm (j\omega_0 M_{12} i_2) \quad (3.44)$$

$$0 = (\pm j\omega_0 M_{12} i_1) + ((R_2) i_2) \pm (\pm j\omega_0 M_{23} i_3) \quad (3.45)$$

$$0 = (\pm j\omega_0 M_{23} i_2) + ((R_3) i_3) \pm (\pm j\omega_0 M_{34} i_4) \quad (3.46)$$

$$0 = (\pm j\omega_0 M_{34} i_3) \pm ((R_4) i_4) \quad (3.47)$$

Manipulando (3.44), (3.45), (3.46) e (3.47), a potência dissipada pode ser calculada nas resistências R_1 , R_2 , R_3 e R_4 conforme as equações (3.48) a (3.54).

$$P_1 = \frac{v^2}{C^2} R_1 \quad (3.48)$$

$$P_2 = \frac{\omega_0^2 M_{12}^2 v^2}{B^2 C^2} R_2 \quad (3.49)$$

$$P_3 = \frac{\omega_0^4 M_{12}^2 M_{23}^2 v^2}{A^2 B^2 C^2} R_3 \quad (3.50)$$

$$P_4 = \frac{\omega_0^6 M_{12}^2 M_{23}^2 M_{34}^2 v^2}{A^2 B^2 C^2 R_4} \quad (3.51)$$

$$A = R_3 + \frac{\omega_0^2 M_{34}^2}{R_4}, \quad (3.52)$$

$$B = R_2 + \frac{\omega_0^2 M_{23}^2}{A}, \quad (3.53)$$

$$C = R_1 + \frac{\omega_0^2 M_{12}^2}{B}, \quad (3.54)$$

Pode ser observado que usando o sistema de 2 bobinas como guia, as potências P_2 e P_3 devem ser o menor possível, então idealmente, $R_2 = R_3 = 0$.

Utilizando a condição anterior ($R_2 = R_3 = 0$) em (3.48), (3.49), (3.50) e (3.51), e recordando que a indutância mútua (em uma forma geral M_{xy}) é definido como $M_{xy} = k_{xy} \sqrt{L_x L_y}$. Onde k_{xy} é o coeficiente de acoplamento, que oscila entre zero e um, pode se escrever (3.55) e (3.56).

$$P_1 = \frac{R_1 R_4^2 (k_{23}^2)^2 v^2}{(R_1 R_4 k_{23}^2 + k_{12}^2 k_{34}^2 \omega_0^2 L_1 L_4)^2} \quad (3.55)$$

$$P_4 = \frac{k_{12}^2 k_{23}^2 k_{34}^2 \omega_0^2 L_1 L_4 R_4 v^2}{(R_1 R_4 k_{23}^2 + k_{12}^2 k_{34}^2 \omega_0^2 L_1 L_4)^2} \quad (3.56)$$

Com $P_2 = P_3 = 0$.

No caso de múltiplos receptores, onde os valores de P_2 e P_3 são diferentes de zero, a potência se divide entre as cargas do sistema, conforme é apresentado nas simulações e experimentalmente nos Capítulos 5 e 6.

3.3.1 - Máxima Potência Transmitida

Tomando a derivada de (3.56), e utilizando o sistema WPT de 2 bobinas como um guia, em relação a k_{23} (M_{23} seria mais geral conforme Covic e Boys (2013b), mas no sistema WPT, L_2 e L_3 aparecem em M_{12} e M_{34} e em (3.56) foram simplificados) tornando o rendimento igual a zero.

$$k_{23}^2 R_1 R_4 = k_{12}^2 k_{34}^2 \omega_0^2 L_1 L_4 \quad (3.57)$$

Esta é a condição de MPT para o sistema de 4 bobinas sem perda de energia nos circuitos de comunicação. Note que o uso de (3.54) em (3.55) e (3.56) dá

$$P_1 = P_{4max} = \frac{v^2}{4R_1} \quad (3.58)$$

Como ensina o teorema clássico do MPT.

Para fins de comparação aqui também é interessante calcular a potência relativa transferida para R_4 , dividindo (3.56) por (3.51) temos (3.59).

$$\frac{P_4}{P_{4max}} = \frac{4R_1 R_4 k_{12}^2 k_{23}^2 k_{34}^2 \omega_0^2 L_1 L_4}{(R_1 R_4 k_{23}^2 + k_{12}^2 k_{34}^2 \omega_0^2 L_1 L_4)^2} \quad (3.59)$$

A eficiência do sistema (η), também com $R_2 = R_3 = 0$, pode ser definida como a equação (3.60).

$$\eta = \frac{P_4}{P_1 + P_2 + P_3 + P_4} = \frac{k_{12}^2 k_{34}^2 \omega_0^2 L_1 L_4}{R_1 R_4 k_{23}^2 + k_{12}^2 k_{34}^2 \omega_0^2 L_1 L_4} \quad (3.60)$$

Deve se ter em mente que, seguindo o teorema clássico do MPT, usando (3.57) em (3.60) dá $\eta = 1/2$.

No entanto, na prática R_2 e R_3 geralmente não são insignificantes, sendo que nesse trabalho o objetivo é ter cargas não nulas nesses circuitos. Desta forma, a potência relativa transferida para R_4 é dada por (3.61).

$$\frac{P_4}{P_{4max}} = \frac{4R_1R_4\omega_0^6M_{12}^2M_{23}^2M_{34}^2}{\left(R_1R_4\omega_0^2M_{23}^2 + (R_1R_2 + \omega_0^2M_{12}^2)(R_3R_4 + \omega_0^2M_{34}^2)\right)^2} \quad (3.61)$$

E η é dado por (3.62).

$$\eta = \frac{\omega_0^6M_{12}^2M_{23}^2M_{34}^2R_4}{\left(R_4\omega_0^2M_{23}^2 + R_2(R_3R_4 + \omega_0^2M_{34}^2)\right)\left(R_1R_4\omega_0^2M_{23}^2 + (R_1R_2 + \omega_0^2M_{12}^2)(R_3R_4 + \omega_0^2M_{34}^2)\right)} \quad (3.62)$$

Observe que em caso de $R_2 = R_3 = 0$, (3.61) e (3.62) são convertidos em (3.59) e (3.60), respectivamente. Além disso, pode-se observar que (3.61) e (3.62), devido ao seu formato, apresentam um máximo. Assim, tomando a derivada deles com respeito a k_{23} , temos (3.63) e (3.64) respectivamente.

$$R_1R_4\omega_0^2M_{23}^2 = (R_1R_2 + \omega_0^2M_{12}^2)(R_3R_4 + \omega_0^2M_{34}^2) \quad (3.63)$$

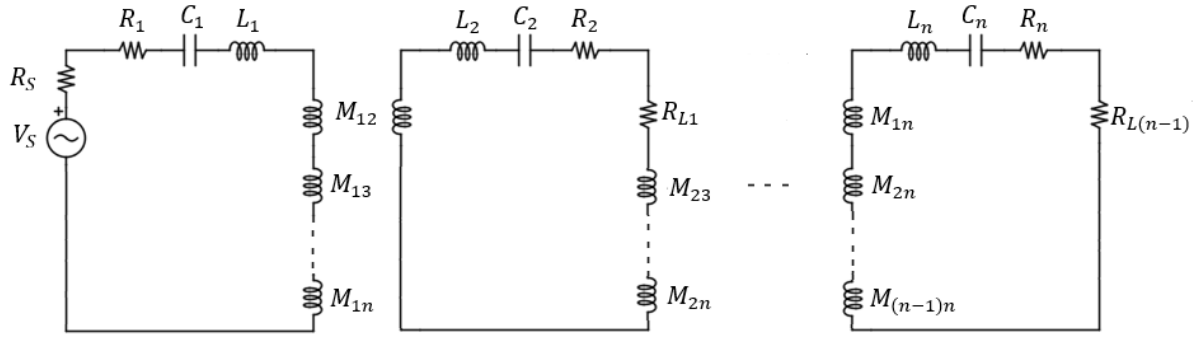
$$R_1R_4^2(\omega_0^2M_{23}^2)^2 = (R_1R_2 + \omega_0^2M_{12}^2)(R_3R_4 + \omega_0^2M_{34}^2)^2R_2 \quad (3.64)$$

Observe que (3.63) e (3.64) mostram que os pontos de máximo de (3.61) e (3.62) não são coincidentes. Além disso, caso de $R_2 = R_3 = 0$ (3.63) torna-se (3.57), e (3.58) já não apresenta um significado, ou seja, η não têm (no sentido de derivada zero) um ponto de máximo. Por fim, substituindo (3.63) em (3.61) e (3.64) em (3.62) pode-se ver que o máximo em (3.61) e (3.62) é sempre, como esperado, menor que um.

3.4 - Modelagem do circuito com n bobinas

A contribuição mais relevante deste trabalho, é o modelo matemático para qualquer circuito de transferência de potência sem fios, com a utilização de compensação série. Seguindo a metodologia utilizada até aqui, é deduzido um modelo para um circuito com n -bobinas, sendo que em cada um dos circuitos receptores pode-se ter uma carga conectada. O circuito de referência utilizado para descrever o equacionamento é mostrado na Figura 15.

Figura 15- Circuito referência com n-bobinas utilizado.



Fonte: Próprio Autor.

A partir do modelo de referência, as equações de malha do circuito são dadas pelas equações (3.65) a (3.68).

$$V_{in} = i_1 R_1 + \frac{i_1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 i_1 - j\omega M_{12} i_2 - j\omega M_{13} i_3 - \dots - j\omega M_{1n} i_n \quad (3.65)$$

$$-j\omega M_{12} i_1 + j\omega L_2 i_2 + \frac{i_2}{j\omega C_2} + (R_2 + R_{L1}) i_2 - j\omega M_{23} i_3 - \dots - j\omega M_{2n} i_n = 0 \quad (3.66)$$

$$-j\omega M_{13} i_1 - j\omega M_{23} i_2 + j\omega L_3 i_3 + \frac{i_3}{j\omega C_3} + (R_3 + R_{L2}) i_3 - \dots - j\omega M_{(n-1)n} i_n = 0 \quad (3.67)$$

$$-j\omega M_{1n} i_1 - j\omega M_{2n} i_2 - j\omega M_{3n} i_3 - \dots + j\omega L_n i_n + \frac{i_n}{j\omega C_n} + (R_n + R_{L(n-1)}) i_n = 0 \quad (3.68)$$

Isolando as correntes, obtemos o modelo geral que se segue através das equações (3.69) a (3.72).

$$V_{in} = \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 \right) i_1 - j\omega M_{12} i_2 - j\omega M_{13} i_3 - \dots - j\omega M_{1n} i_n \quad (3.69)$$

$$0 = -j\omega M_{12} i_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + (R_2 + R_{L1}) \right) i_2 - j\omega M_{23} i_3 - \dots - j\omega M_{2n} i_n \quad (3.70)$$

$$0 = -j\omega M_{13} i_1 - j\omega M_{23} i_2 + \left(j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3} + (R_3 + R_{L2}) \right) i_3 - \dots - j\omega M_{3n} i_n = 0 \quad (3.71)$$

$$0 = -j\omega M_{1n} i_1 - j\omega M_{2n} i_2 - j\omega M_{3n} i_3 - \dots + \left(j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} + (R_n + R_{L(n-1)}) \right) i_n = 0 \quad (3.72)$$

O cálculo da potência dissipada em cada um dos circuitos pode ser descrito pelas equações (3.73) a (3.76).

$$P_1 = R_1 i_1^2 \quad (3.73)$$

$$P_2 = (R_2 + R_{L1}) i_2^2 \quad (3.74)$$

$$P_3 = (R_3 + R_{L2}) i_3^2 \quad (3.75)$$

$$P_n = (R_n + R_{L(n-1)}) i_n^2 \quad (3.76)$$

A eficiência do circuito pode ser calculada, considerando um circuito com apenas uma carga, pela equação (3.77).

$$\eta_{trans} = \frac{P_{RL(n-1)}}{P_{R1} + P_{R2} + P_{R3} + \dots + P_{RL(n-1)}} \quad (3.77)$$

3.5 – Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado o modelo matemático para um sistema de múltiplas bobinas, considerando a compensação série. A partir deste modelo é possível analisar os efeitos de cada alteração nos parâmetros físicos do sistema, tais como distância entre as bobinas e se possuem ou não carga. Interessante verificar a utilização de múltiplas bobinas apenas como drive, visando aumentar a distância de transmissão do sistema. Para estes casos as bobinas intermediárias não possuem carga, e devem ser otimizadas para apresentar baixa resistência elétrica e um bom fator de qualidade visando diminuir as perdas. Dessa forma, a partir das equações descritas neste capítulo, podemos descrever o funcionamento do circuito para qualquer número de bobinas, e através destas que são feitas as simulações e construído um protótipo a fim de validar o modelo experimentalmente no Capítulo 5.

4- Indutores na transferência de potência sem fios

A transferência de potência sem fios estudada nesta tese, é dependente dos parâmetros construtivos das bobinas, conforme observado na modelagem apresentada no Capítulo 3. Além disso a forma de posicionamento, e distância entre os indutores afeta o valor da indutância mútua, que é um dos fatores limitantes à transferência de potência. Neste capítulo são apresentados os conceitos principais sobre os indutores, as características que afetam no processo de transferência de potência, um método para o cálculo da indutância mútua de acordo com o posicionamento dos indutores e uma revisão da literatura sobre a caracterização de indutores, visando a escolha do melhor tipo de bobina para cada aplicação.

4.1 Indutores

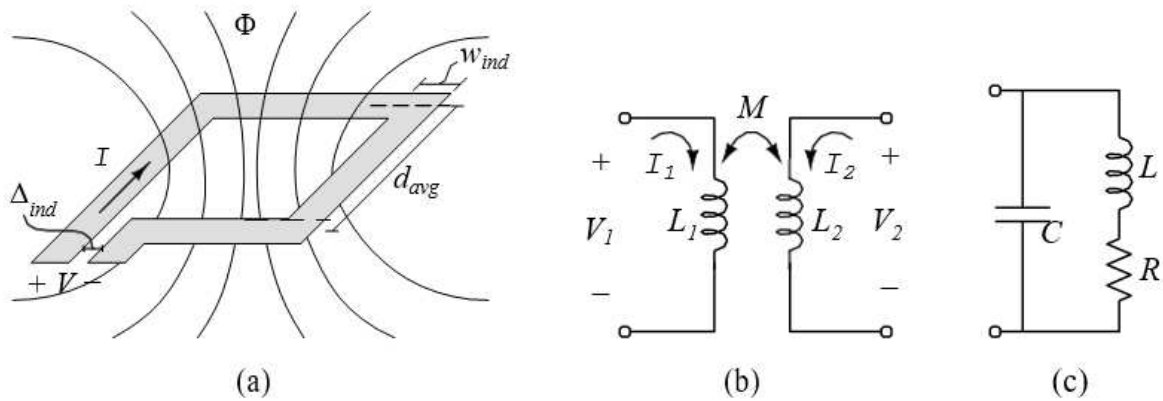
Um indutor pode ser construído com um segmento de metal formando um loop de corrente conforme ilustrado na Figura 16(a). Quando a corrente I atravessa o condutor, ela gera uma quantidade de fluxo magnético Φ . Simultaneamente, o fluxo magnético induz uma diferença de potencial (V) nos terminais do indutor conforme a Equação de Faraday, apresentado em (4.01) e (4.02).

$$V = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d(LI)}{dt} \quad (4.01)$$

$$= L \frac{dI}{dt} \quad (4.02)$$

onde t é o tempo. Em (4.01), o fluxo magnético é considerado diretamente proporcional à corrente que o gerou. A constante de proporcionalidade L é denominada a indutância ou autoindutância. Assim, pode ser obtida a equação (4.02), que é usada para representar o comportamento elétrico de um indutor.

Figura 16-(a) Autoindutância. (b) Indutância mútua. (c) Indutor real.



Fonte: Adaptado de Riaño (2016).

Quando dois indutores compartilham o fluxo magnético, obtém-se um acoplamento indutivo. Esse caso é representado pelo circuito da Figura 16(b). A tensão induzida nos terminais dos indutores é dada por (4.03) e (4.04). Cada equação contém dois termos: o primeiro devido às autoindutâncias L_1 e L_2 , e o segundo devido à indutância mútua $M = k\sqrt{L_1 L_2}$.

$$V_1 = L_1 \frac{dI_1}{dt} + M \frac{dI_2}{dt} \quad (4.03)$$

$$V_2 = L_2 \frac{dI_2}{dt} + M \frac{dI_1}{dt} \quad (4.04)$$

Um indutor real pode ser modelado com o circuito da Figura 16(c). A resistência R foi incluída para modelar a perda de energia no indutor em função da frequência f . O capacitor C serve para modelar o fenômeno de autoressonância do indutor. A frequência de autoressonância (SRF) acontece quando a metade do comprimento de onda efetivo do sinal que se propaga ($\lambda_{eff}/2$) é igual ao perímetro médio do indutor (RIAÑO, 2016).

Essa condição de ressonância é obtida do ponto de vista da onda que viaja ao longo do condutor. Alternativamente, a mesma ressonância é colocada no modelo elétrico da Figura 16(c), como a ressonância entre o indutor e o capacitor.

Os valores de indutância e a capacitância na Figura 16(c) podem ser modelados como constantes nas frequências menores do que a autoressonância, mas o valor da resistência apresenta variações significativas em função da frequência (FERNANDES, 2015).

Estes são os principais fatores que podem ser apresentados para a modelagem de um indutor. Além destes conceitos, podem ser incluídos a presença de núcleos ferrimagnéticos (cuja permeabilidade magnética relativa μ_r é elevada) e a inserção de materiais paramagnéticos de blindagem tornam o comportamento de um sistema de transferência de potência sem fios menos previsível e mais complexo. Atenuações na potência observada no receptor são esperadas, tal qual se observa no trabalho de Yu et al (2013).

4.1.1- Indutância Mútua

A indutância mútua M é dada por (4.06) em termos da corrente no emissor e do fluxo magnético mútuo ϕ_m (que enlaça emissor e receptor). Tomando estes parâmetros em termos de seus valores de pico mantém a validade de (4.06). Considerando a Lei de Faraday-Lenz, onde a tensão no receptor em aberto $V_{sa}(t)$ também é dada em função do fluxo magnético mútuo. O terceiro termo de (4.07) é obtido se for considerado $\phi_m(t) = \phi_{m,pico} \cos(\omega t)$.

$$M = \frac{\phi_m(t)}{i_1(t)} = \frac{\phi_{m,pico}}{I_1} \quad (4.06)$$

$$v_{sa}(t) = -\frac{d\phi_m(t)}{dt} = \omega \phi_{m,pico} \sin(\omega t) \quad (4.07)$$

Combinando (4.06) e (4.07), obtém-se (4.08) que é extremamente útil por não requerer o conhecimento do fluxo mútuo para o cálculo de M .

$$M = \frac{V_{sa}}{\omega I_1} \quad (4.08)$$

A expressão (4.06) pode ser escrita em termos da relutância magnética equivalente do sistema fracamente acoplado, $\mathcal{R}_{eqv}$, já que $\phi_{m,pico}$ é dado por (4.09), em termos do número de espiras do emissor. Cabe observar que $\mathcal{R}_{eqv}$ conserva todas as características do sistema fracamente acoplado, qualquer que seja sua geometria, para qualquer posicionamento relativo entre emissor e receptor. A constante a_1 foi introduzida porque formalmente a relação N_1/I_1 é a “força magnetomotriz” do emissor e uma fração do fluxo gerado por N_1/I_1 de fato chega ao receptor (então, $0 \leq a_1 \leq 1$). Assim, chega-se a (4.10).

$$\phi_{m,pico} = a_1 \frac{N_1 I_1}{\Re_{eqv}} \quad (4.09)$$

$$M = a_1 \frac{N_1 I_1}{\Re_{eqv} I_1} = a_1 \frac{N_1}{\Re_{eqv}} \quad (4.10)$$

Similar ao fluxo mútuo, a relutância equivalente também é difícil de ser obtida em termos práticos. Mas (4.10) é relevante porque nela se observa que a indutância mútua é independente da frequência de operação do circuito e da corrente que excita o emissor. Isto é provado pela análise dimensional, sabendo-se que se a_1 é adimensional, conforme (4.11). A manipulação de unidades resulta no fato de que M é dada em Henry, como esperado. Isto está de acordo com (4.08), pois V_{sa} na verdade é função simultaneamente de ω e de I_1 .

$$[M] = \frac{[N_1]}{[\Re_{eqv}]} = \frac{\frac{esp}{\left(\frac{A \cdot esp}{Wb}\right)}}{\frac{Wb}{A}} = H \quad (4.11)$$

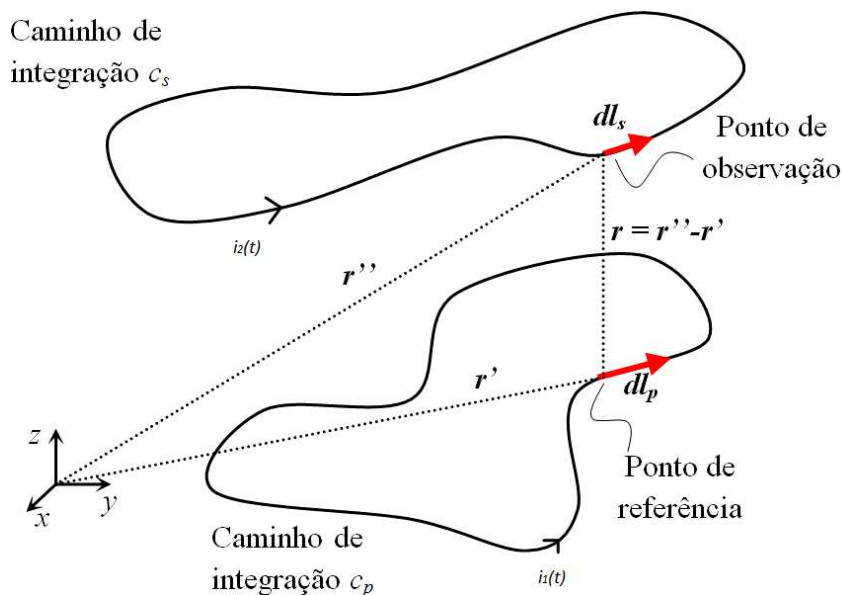
Um resultado bem mais intuitivo e que também pode ser demonstrado analiticamente de acordo com Errede (2008) é o de que, havendo um núcleo de permeabilidade μ , tal que a indutância mútua seja $M(\mu)$, esta indutância será $\mu_r = \mu/\mu_0$ maior do que a mútua obtida somente com núcleos de ar, $M(\mu_0)$. Aqui, μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo. Portanto, (4.12) é válida e demonstra que a introdução de núcleos de elevada permeabilidade relativa (ferrite, por exemplo, onde $\mu_r \approx 600$ ou mais) é de extrema importância em WPT. O mesmo comportamento ocorre para indutâncias próprias.

$$M(\mu) = \mu_r M(\mu_0) \quad (4.12)$$

O cálculo de M é feito pela Fórmula de Neumann, conforme (4.13) e Figura 17. Em (4.13), c_p e c_s são os caminhos fechados delimitados pelos enrolamentos primário e secundário, respectivamente, onde é feita a integração. Os vetores $d\mathbf{l}_p$ e $d\mathbf{l}_s$ representam porções incrementais dos filamentos e r é a distância entre o ponto de referência e o ponto de observação (onde $d\mathbf{l}_p$ e $d\mathbf{l}_s$ são definidos). A notação M_{ps} indica a mútua entre primário e secundário, que pelo Princípio da Reciprocidade, pode ser provada como $M_{ps} = M_{sp}$.

$$M_{ps} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{c_s} \oint_{c_p} \frac{d\mathbf{l}_p \cdot d\mathbf{l}_s}{r} \quad (4.13)$$

Figura 17- Ilustração dos parâmetros da Fórmula de Neumann.



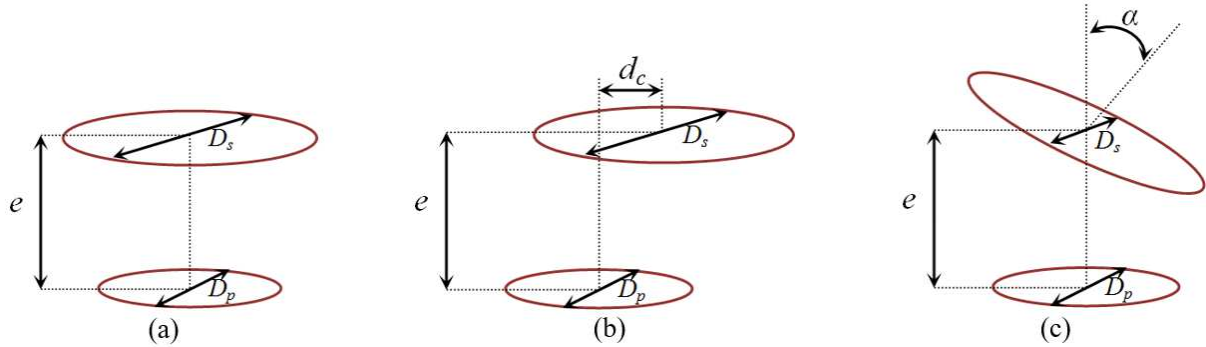
Fonte: Adaptado de Errede (2008).

4.1.2 - Cálculo da indutância mútua com desalinhamento.

Vários programas de elementos finitos estão disponíveis hoje para ajudar em problemas de eletromagnetismo. Mas estes programas não calculam o valor da indutância mútua, mas o valor da indução eletromagnética e dessa forma são necessárias outras fórmulas para se obter o resultado da indutância mútua.

A modelagem para cálculo de indutância mútua, depende do posicionamento entre as bobinas, e deve ser feita aos pares de bobinas. As possibilidades para o cálculo da indutância mútua podem ser em função da separação axial (e), lateral (d_c) e do ângulo α entre emissor e receptor. Estas possibilidades são na verdade, casos particulares de (4.13) onde dl_p e dl_s são parametrizados para atender uma ou outra geometria (FERNANDES, 2015).

Figura 18- Dois indutores circulares com núcleo de ar em desalinhamento (a) axial, (b) lateral e (c) angular.



Fonte: Fernandes (2015)

Para os três desalinhamentos espaciais da Figura 18, podem ser escritas M_e , M_{dc} e M_α que são, nesta ordem, as indutâncias em função de e , d_c e α .

$$M_e = \mu_0 \sqrt{\frac{D_p D_s}{4}} G(s) \quad (4.14)$$

Onde $G(s)$ é dado por (4.15), $J(s)$ é chamada de integral elíptica de primeira espécie (ou primeiro tipo) e é calculada por (4.16) e $F(s)$ é a integral elíptica de segunda espécie, dada por (4.17). Nestas expressões, s é o parâmetro relacionado à geometria, obtido por (4.18).

$$G(s) = \left(\frac{2}{s} - s\right) J(s) - \frac{2}{s} F(s) \quad (4.15)$$

$$J(s) = \int_0^1 \sqrt{(1-t^2)(1-st^2)} dt \quad (4.16)$$

$$F(s) = \int_0^1 \sqrt{\sqrt{(1-t^2)(1-st^2)}} dt \quad (4.17)$$

$$s = \frac{D_p D_s}{\left(\frac{D_p + D_s}{2}\right)^2 + e^2} \quad (4.18)$$

Para o caso de M_{dc} , tem-se (4.19) e (4.20).

$$M_{dc} = \frac{\mu_0 D_p D_s}{4 \sqrt{\frac{D_p}{2} \left(\frac{D_p}{2} + d_c\right)}} G(s) \quad (4.19)$$

$$s = \frac{2D_p\left(\frac{D_s}{2} - d_c\right)}{\sqrt{\left(\frac{D_p}{2} + \frac{D_s}{2} - d_c\right)^2 + e^2}} \quad (4.20)$$

Por fim, para M_α , tem-se (4.21) e (4.22).

$$M_\alpha = \frac{\mu_0 \sqrt{D_p D_s}}{2\sqrt{\cos \alpha}} G(s_{med}) \quad (4.21)$$

$$s_{med} = \frac{s_{min} + s_{max}}{2} \quad (4.22)$$

Onde s_{min} e s_{max} são dados por (4.23) e (4.24).

$$s_{min} = \frac{D_p D_s \cos \alpha}{\sqrt{\left(\frac{D_p}{2}\right)^2 + \left(\frac{D_s}{2}\right)^2 + e^2 + e D_p \sin \alpha + \frac{D_p D_s}{2} \cos \alpha}} \quad (4.23)$$

$$s_{max} = \frac{D_p D_s \cos \alpha}{\sqrt{\left(\frac{D_p}{2}\right)^2 + \left(\frac{D_s}{2}\right)^2 + e^2 - e D_p \sin \alpha + \frac{D_p D_s}{2} \cos \alpha}} \quad (4.24)$$

Modelos analíticos mais completos podem ser encontrados nos trabalhos de Fotopoulou e Flynn (2011), Acero et al (2013), Babic, Sirois e Akyel (2009) e Geselowitz, Hoang e Gaumond (1992).

Mesmo geometrias simples, como a da Figura 18 requerem a resolução de integrais elípticas. A solução destas integrais não é trivial, de maneira que tornam necessários métodos de integração numérica como apresentado por Queiroz (2003). Em termos de indutâncias próprias, o mesmo ocorre.

As expressões (4.14) a (4.24) são usadas por Dyssanayake (2010). As simplificações introduzidas no modelo analítico são tais que as soluções possuem erro da ordem de 11% quando comparadas com os dados experimentais.

Com base no algoritmo disponibilizado por Babic, Sirois e Akyel (2009) foi desenvolvido por Abreu (2017) um programa a partir das equações (4.15) a (4.24) apresentadas e com interface visual na plataforma *Matlab*®. O programa realiza o cálculo da indutância mútua pelo método de Grover (2009) e plota as bobinas, conforme dados inseridos na interface.

4.2 Fator de Qualidade

Fator de qualidade é um parâmetro de componentes como indutores e capacitores. Este parâmetro é geralmente descrito em (4.25).

$$Q = \omega \frac{\text{Energia armazenada}}{\text{Energia média dissipada}} \quad (4.25)$$

Assim sendo, o fator de qualidade é uma relação entre a energia que o sistema consegue armazenar e a energia que ele dissipa. Os capacitores e as bobinas são elementos que armazenam energia, $E = \frac{1}{2}CV^2$ e $E = \frac{1}{2}LI^2$, respectivamente. A energia dissipada em um circuito RLC , é dada pelas perdas na resistência, $P_d = \frac{1}{2}RI^2 = \frac{V}{2R}$. Aplicando as expressões acima temos que:

$$Q = \omega_0 \frac{\frac{1}{2}LI^2}{\frac{1}{2}RI^2} = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (4.26)$$

Associado ao fator de qualidade dos circuitos RLC , existe também o coeficiente de acoplamento crítico k_0 , que pode ser encontrado em (4.27).

$$k_0 = \frac{1}{Q} \quad (4.27)$$

A partir disso, existem três níveis de acoplamento que implica em três regimes diferentes de operação, sendo eles:

- **Acoplamento subcrítico** – Possui apenas um ponto de máximo situado na frequência de ressonância.

$$0 < k < k_0 \quad (4.28)$$

- **Acoplamento crítico** – Também possui um ponto de máximo na frequência de ressonância, porém com amplitude reduzida. Neste regime, existem baixos valores de perdas, mas com alto índice de instabilidade, podendo deixar o sistema instável e difícil de se controlar.

$$k = k_0 \quad (4.29)$$

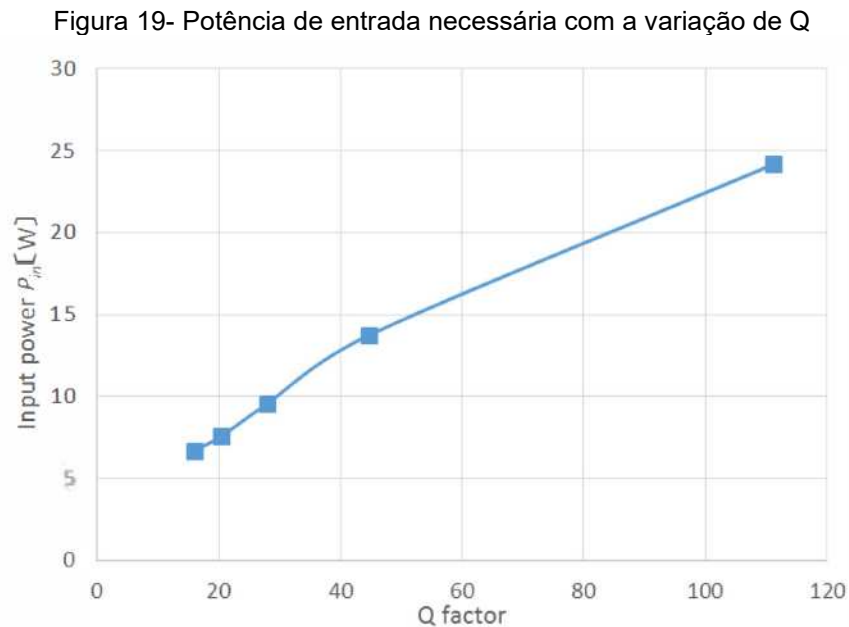
- **Acoplamento supercrítico** - Nesta operação existem dois pontos máximos de trabalho e k é maior do que k_0 .

$$k_0 < k < 1 \quad (4.30)$$

Os pontos de operação máximo e mínimo podem ser adquiridos a partir de (4.31).

$$f_{0+} = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}}, \quad f_{0-} = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} \quad (4.31)$$

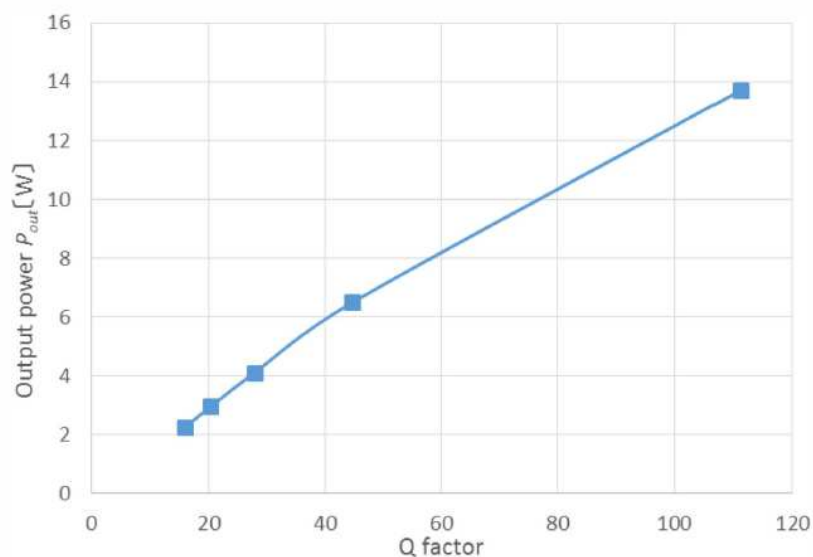
O fator de qualidade Q das bobinas empregadas no sistema WPT afetam significativamente a eficiência total apresentada. Murakami, Inamori e Morimoto (2016), descrevem os efeitos do fator de qualidade sobre a transmissão de energia sem fio por acoplamento ressonante. A Figura 19 mostra o efeito na potência demandada P_{in} sobre valores crescentes de Q . O aumento da potência de entrada é substancialmente proporcional ao aumento do fator Q .



Fonte: Murakami, Inamori e Morimoto (2016)

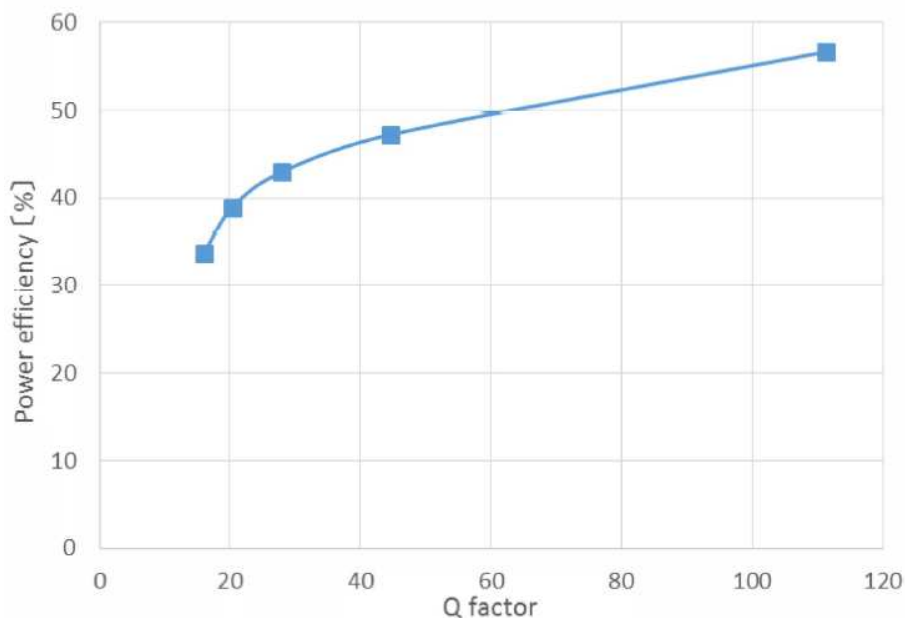
Da mesma forma, a Fig. 20 mostra a potência de saída P_{out} . O aumento da potência de saída também é substancialmente proporcional ao aumento no fator Q . Por outro lado, a Fig. 21 mostra a eficiência. Essa aumenta rapidamente, nos experimentos efetuados por Murakami, Inamori e Morimoto (2016), até um fator Q de aproximadamente 30 e depois mostra um aumento mais gradual.

Figura 20- Potência de saída em função da variação de Q



Fonte: Murakami, Inamori e Morimoto (2016)

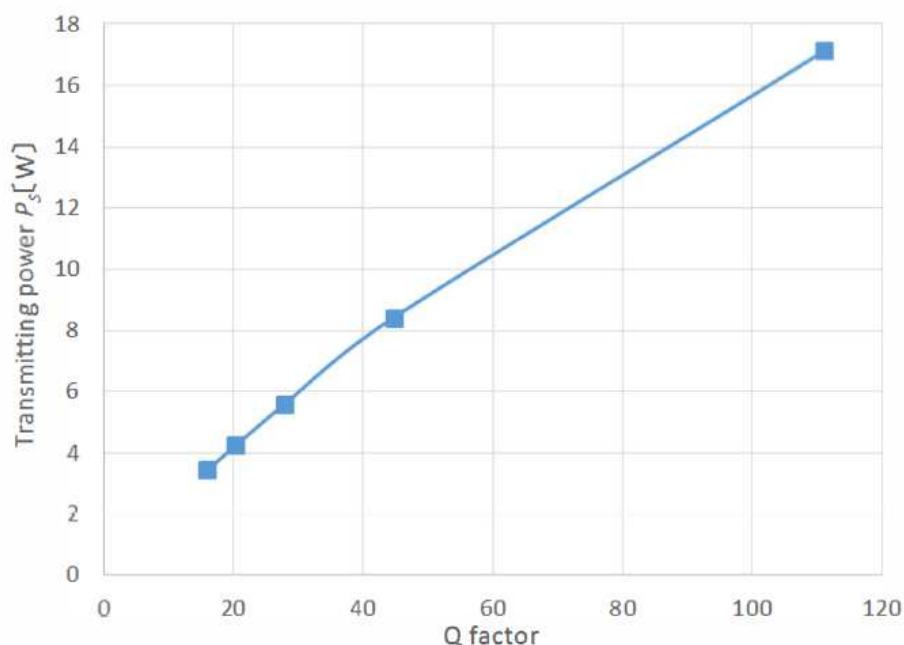
Figura 21- Eficiência com a variação de Q



Fonte: Murakami, Inamori e Morimoto (2016)

A eficiência energética é definida como a razão entre a potência de entrada e potência de saída. No entanto, a eficiência energética inclui as perdas joulicas da resistência da bobina. A Figura 22 mostra a potência de transmissão em função do Q. A potência de transmissão aumenta à medida que o fator Q aumenta. A tendência de transmissão de energia é semelhante à potência de entrada na Figura 19.

Figura 22- Potência transmitida em função do Q



Fonte: Murakami, Inamori e Morimoto (2016)

Além disso, Nitta et al (2017) demonstram que o aprimoramento do fator Q, melhora a performance de um sistema WPT, justificando a escolha apropriada do conjunto de bobinas, de acordo com o tipo de utilização.

4.3 Caracterização dos Indutores

A relação entre os indutores é um dos principais componentes para a eficiência de um sistema de transmissão de potência sem fio. Estabelecer essa relação entre as dimensões dos indutores, o posicionamento relativo entre eles e as características elétricas da carga conectada ao receptor não é tarefa simples. Conforme Fernandes (2015), são encontradas na literatura duas tentativas de automatizar esta tarefa:

- Com base no Método dos Elementos Finitos (FEM) em sua formulação tridimensional, a proposta de Nagendra (2014) consiste em simular dezenas de combinações de dimensões de emissores e receptores, cada uma delas desenvolvida manualmente pelo projetista, armazenar os dados (por exemplo, V_{SA} (tensão em circuito aberto recebida no secundário) ou I_{SC} (corrente de curto no secundário)) em tabelas e então escolher aqueles resultados que satisfazem os requisitos de projeto.

Este banco de dados contém soluções aproximadas e não otimizadas. É evidente que boa parte das simulações não resulta em possibilidade real de implementação e acabam sendo descartadas. Existe, portanto perda de tempo, pois cada simulação leva de dezenas de minutos a horas. Um ponto positivo é que o banco de dados pode ser usado futuramente, em novos projetos de WPT, se eles tiverem requisitos elétricos semelhantes.

- O trabalho de Arteaga (2014) faz o dimensionamento do WPT pelas equações analíticas de indutância própria, mútua e resistência série dos enrolamentos. A solução analítica é calculada e as dimensões dos indutores são modificadas em um processo iterativo até que os parâmetros de interesse sejam atingidos. Não há simulação por elementos finitos, mas o trabalho limita-se a indutores retangulares sem núcleo de alta permeabilidade magnética.

Devido ao número crescente de geometrias para indutores emissores e receptores que tem sido proposto, é importante verificar as qualidades e os problemas das configurações comuns e propor soluções. Geralmente o projeto dimensional dos indutores ainda é feito por tentativa e erro (COVIC; BOYS, 2013b). Não existe ainda literatura concisa que indique o efeito da variação de uma dimensão do indutor sobre parâmetros como o coeficiente de acoplamento ou a potência disponibilizada ao receptor, dessa forma não há como difundir boas práticas de projeto ou uniformizar o conhecimento (FERNANDES, 2015).

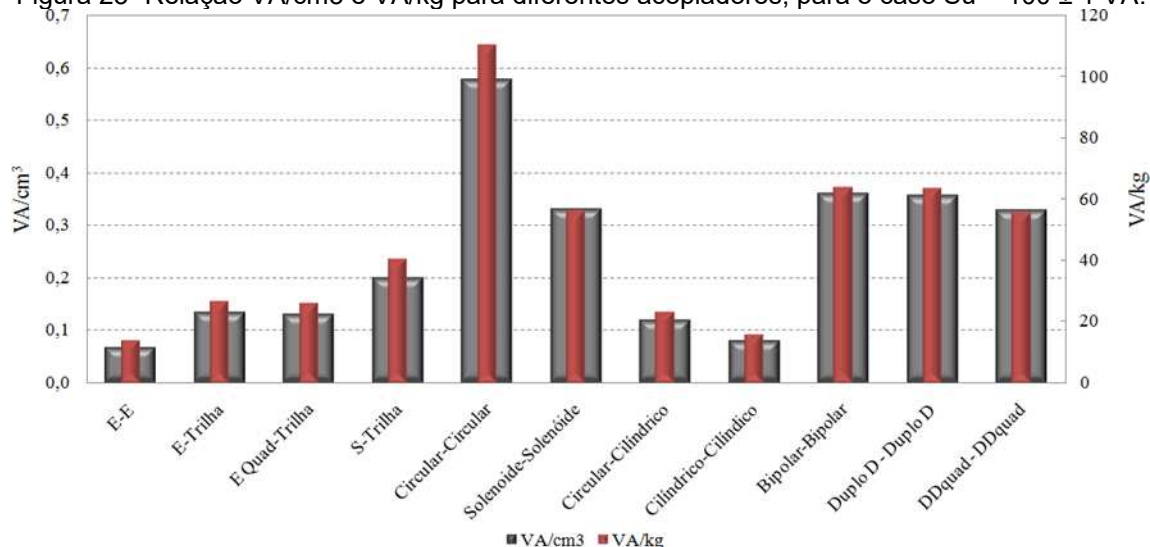
Foi feito um levantamento bibliográfico e na seção 4.4 são apresentados alguns resultados comparativos do estudo de Fernandes (2015) onde foram comparadas onze configurações de acopladores magnéticos.

4.4- Comparação para o Caso de Mesma Potência Aparente Não-Compensada

O estudo feito por Fernandes (2015) faz a análise comparativa dos acopladores para o mesmo valor de potência não compensada. Se a corrente ou o número de espiras do emissor é alterado, seja qual for o acoplador magnético, tenha-se sempre a potência de $S_u = 100 \pm 1$ VA, para se avaliar as densidades VA/cm³ e VA/kg. Considerando que o volume do SFA (em cm³) é dado pelo volume do emissor mais o volume do receptor (incluindo cobre e núcleo de ferrite), e que a massa total (em kg) é a massa de cobre e ferrite existente em emissor e receptor, a Figura 23 mostra

claramente o desempenho superior da estrutura Circular-Circular, sem nenhuma otimização.

Figura 23- Relação VA/cm³ e VA/kg para diferentes acopladores, para o caso $S_u = 100 \pm 1$ VA.



Fonte: Fernandes (2015).

A Figura 23 expõe ainda as baixas, porém típicas, densidades volumétricas de potência encontradas em TIP.

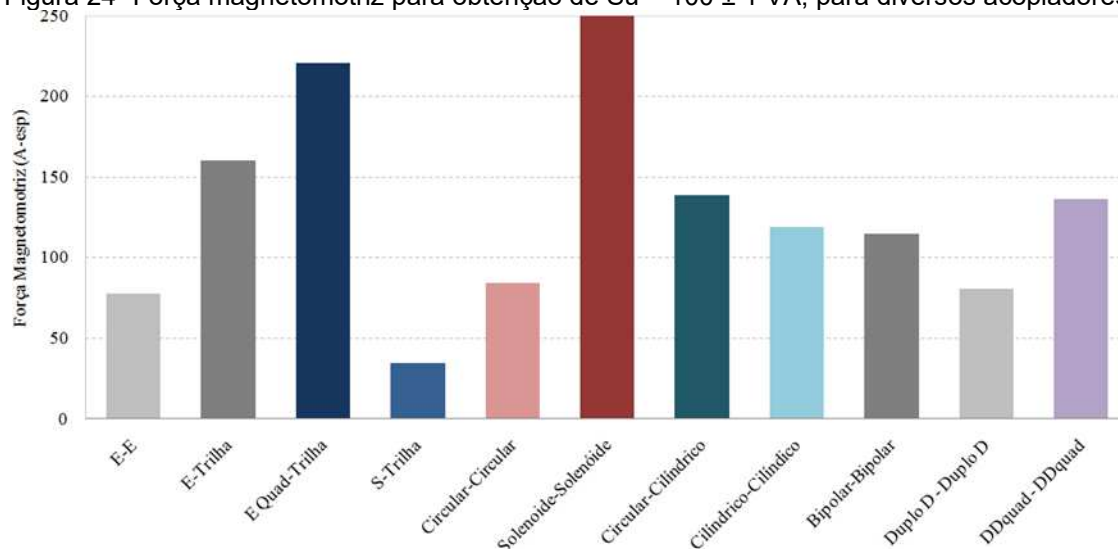
Segundo Fernandes (2015) os acopladores de fluxo unilateral (Bipolar, Duplo D e Duplo D Quadratura) possuem desempenho semelhante nos quesitos aproveitamento do volume e da massa do SFA (aproximadamente 0,35 VA/cm³ e 60 VA/kg, respectivamente). Existem poucas formas de melhorar estas densidades, pois são acopladores com múltiplos enrolamentos no emissor e com restrições de proximidade entre eles. A obrigatoriedade do núcleo de ferrite reduz a possibilidade de diminuição da massa total.

Para acopladores construídos sobre núcleos do tipo E ou cilíndricos, a utilização do elemento magnético não é uniforme (fluxos magnéticos se estabelecem em partes do núcleo de forma mais acentuada do que em outras). Dessa forma, as densidades de potência são as mais baixas entre os acopladores estudados, evidenciando SFAs pouco atrativos para a maioria das aplicações práticas (onde a relação volume-massa-potência é relevante).

Analisando a “força” magnetomotriz (em A-esp) necessária para que se obtenha $S_u = 100 \pm 1$ VA em todos os acopladores, Fernandes (2015) demonstra a

importância dos acopladores do tipo Circular-Circular que, juntamente com os sistemas E-E, S-Trilha e Duplo D - Duplo D, demandam menos de 100 A-esp (que se traduz em menor corrente no emissor, na maioria das vezes).

Figura 24- Força magnetomotriz para obtenção de $S_u = 100 \pm 1$ VA, para diversos acopladores.



Fonte: Fernandes (2015).

O comparativo de “força” magnetomotriz da Figura 24 é um demonstrativo indireto de que as estruturas E-Trilha, E Quadratura-Trilha e Solenóide-Solenóide possuem elevado fluxo magnético de dispersão e demandam maior relação A-esp para obtenção de $S_u = 100$ VA.

4.5- Considerações Finais

Com o estudo feito a partir da revisão bibliográfica, é possível observar que a geometria circular-circular além de ser a mais estudada é a que apresenta maior transmissão de potência sem compensação. Mas negativamente ela apresenta grande variação de potência em função do desalinhamento lateral e angular. Para compensar a distribuição das linhas de fluxo em caso de desalinhamento, é recomendado que o emissor tenha dimensões superiores ao receptor, ou receptores.

Em termos de desalinhamento, para mesmos valores de potência os indutores recomendados são os do tipo Duplo D e Duplo D em Quadratura, que podem ser

estudados mais a fundo, visando aplicações com múltiplos receptores, devido a distribuição do fluxo alcançar maiores volumes.

Capítulo 5 – Validação numérica e experimental

Este capítulo tem como objetivo apresentar os resultados simulados de eficiência e rendimento para os sistemas sem desalinhamento de duas a quatro bobinas, a fim de validar a análise numérica do modelo matemático desenvolvido. São apresentados resultados experimentais para o caso de duas, três e quatro bobinas. Também são estudados a eficiência da transmissão com as alterações que são inseridas na indutância mútua e no fator de acoplamento.

Para validar o modelo descrito no Capítulo 3 e analisar o desempenho dinâmico do sistema em função do desalinhamento, foram realizados cálculos computacionais no MATLAB®. O tipo de bobina a ser empregada da transmissão de energia sem fio tem de ser escolhida para, então, se definir os parâmetros físicos a serem utilizados no algoritmo, ou seja, um projeto dos indutores deve ser elaborado, primeiramente.

Para cada configuração geométrica de espiras, existem diferentes métodos de cálculo de sua indutância própria. No cálculo em questão, bem como na implementação física, o tipo de bobina escolhida foi a circular de apenas uma camada e com núcleo de ar. Esta configuração facilita o cálculo das indutâncias mútuas pelo programa fornecido por Abreu (2017) devido ao posicionamento, permitindo a validação do modelo desenvolvido.

5.1 – Projeto da bobina circular

Para uma bobina circular, considerando que a seção do fio é zero, que não existe espaçamento entre as espiras e que o campo magnético é uniforme em todo o seu comprimento, indutância pode ser dada pela equação (5.01).

$$L = \mu N^2 \frac{\pi R^2}{l} \quad (5.01)$$

Na equação (5.01), μ é a permeabilidade magnética do meio da bobina, R o raio da bobina, N é o número de espiras e l é o comprimento do solenóide.

A resistência R_{ac} de uma bobina é discutida por Kim (2012). Esta resistência pode ser decomposta em quatro componentes: R_{dc} , que depende exclusivamente das características do fio, R_r , resistência de radiação, que depende da frequência de operação f , o efeito skin $\odot$, e a componente devido ao efeito de proximidade Ψ .

$$R_{dc} = \frac{\rho l}{\pi a^2} \quad (5.02)$$

Esta resistência é em corrente contínua, onde ρ é a resistividade do material, l é o comprimento do fio e πa^2 é a área da seção transversal.

$$\odot = \frac{a^2}{2a\delta_t - \delta_t^2} \quad (5.03)$$

$$R_r = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \left(\frac{\pi}{12} N^2 \left(\frac{\omega D}{2c} \right)^4 + \frac{2}{3\pi^2} \left(\frac{\omega h}{c} \right)^2 \right) \quad (5.04)$$

Na equação (5.04), ω é a frequência angular de operação e c é a velocidade da luz no vácuo. O valor de Ψ é dado através de uma tabela criada por Medhurst, como se pode observar na Tabela I (KIM, 2012).

Tabela I- Tabela de coeficientes do fator de proximidade

$\frac{h/D}{p/2a}$	1	1.111	1.25	1.43	1.66	2	2.5	3.33	5	10
0	5.31	3.73	2.74	2.12	1.74	1.44	1.2	1.16	1.07	1.02
0.2	5.45	3.84	2.83	2.2	1.77	1.48	1.29	1.19	1.08	1.02
0.4	5.65	3.99	2.97	2.28	1.83	1.54	1.33	1.21	1.08	1.03
0.6	5.8	4.11	3.1	2.38	1.89	1.6	1.38	1.22	1.1	1.03
0.8	5.8	4.17	3.2	2.44	1.92	1.64	1.42	1.23	1.1	1.03
1	5.55	4.1	3.17	2.47	1.94	1.67	1.45	1.24	1.1	1.03
2	4.1	3.36	2.74	2.32	1.98	1.74	1.5	1.28	1.13	1.04
4	3.54	3.05	2.6	2.27	2.01	1.78	1.54	1.32	1.15	1.04
6	3.31	2.92	2.6	2.29	2.03	1.8	1.56	1.34	1.16	1.04
8	3.2	2.9	2.62	2.34	2.08	1.81	1.57	1.34	1.165	1.04
10	3.23	2.93	2.65	2.27	2.1	1.83	1.58	1.35	1.17	1.04
∞	3.41	3.11	2.815	2.51	2.22	1.93	1.65	1.395	1.19	1.05

Fonte: Kim (2012).

Para calcular R_{ac} para um grande número de espiras aplica-se a equação (5.05).

$$R_{ac} = R_{dc} \odot \Psi + R_r \quad (5.05)$$

5.1.1 – Construção das bobinas circulares

Foi definido que a bobina seria construída em um suporte de *PVC* a fim de reduzir possíveis deformações mecânicas. Dessa forma, o diâmetro do suporte escolhido foi de 150 mm. Também foi definido a utilização do fio 20 AWG esmaltado, conforme disponibilidade em laboratório.

Assim, com estes dados definidos, foi utilizado um algoritmo no *MATLAB*[®], de forma a obter uma bobina que tivesse um fator de qualidade maior de 50, conforme apresentado na seção 2.2.

A Tabela II apresenta o resultado da simulação escolhido para a construção das bobinas circulares.

Tabela II- Dados simulados da bobina circular

<i>Número de Espiras</i>	20
<i>Largura (mm)</i>	18
<i>Indutância (μH)</i>	114,45
<i>Resistência (Ω)</i>	0,320
<i>Fator de Qualidade Q (25 KHz)</i>	56,15

Fonte: Próprio Autor

Assim, foram construídas 4 bobinas circulares idênticas, conforme apresentado na Figura 25, e os valores medidos da indutância e resistência de cada uma das bobinas estão apresentados na Tabela III.

Tabela III - Especificação das bobinas construídas.

	<i>Indutância</i>	<i>Largura</i>	<i>Resistência</i>	<i>Q (25kHz)</i>
L_1	91 μH	25 mm	310 m Ω	46
L_2	91 μH	25 mm	310 m Ω	46
L_3	90 μH	25 mm	310 m Ω	45,5
L_4	91 μH	25 mm	310 m Ω	46

Fonte: Próprio Autor.

Figura 25 -Bobinas circulares construídas.

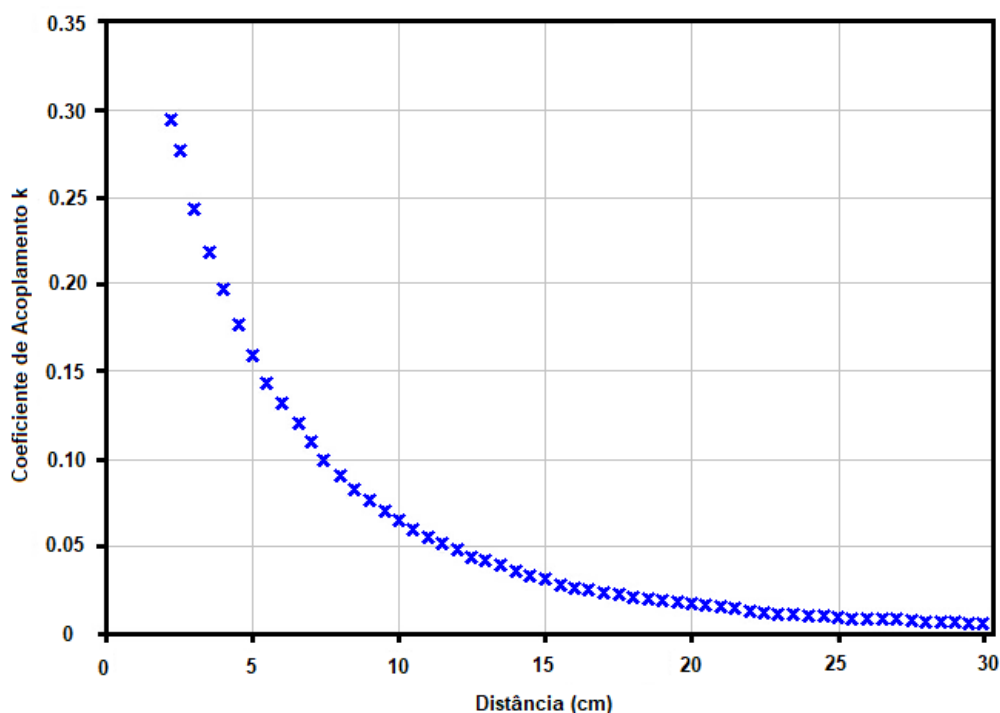


Fonte: Próprio Autor

Conforme observado, os valores experimentais principalmente da indutância, apresentaram diferença dos valores calculados. Um dos motivos é o espaçamento entre as espiras, sendo que a largura esperada era 18mm, e na construção o valor final foi de 25mm, que faz com que a indutância diminua.

O gráfico da Figura 26 apresenta o comportamento do fator de acoplamento obtido a partir de dados experimentais utilizando a equação (4.08). Esses valores seguem as equações para indutância mútua e autoindutância apresentadas no Capítulo 4, e foram obtidos aplicando-se um sinal senoidal ao primário, e então medindo a tensão no secundário em aberto. A partir destas medidas, se aplica os valores práticos na relação descrita em Souza (2016). O erro médio (calculado por meio da expressão $\text{erro} = V_{\text{prat}} - V_{\text{teor}}$) apresentado foi de teor 1,4%, o que indica uma aproximação adequada entre as equações implementadas e o resultado prático.

Figura 26- Comportamento medido do coeficiente de acoplamento magnético para diferentes valores de distância.



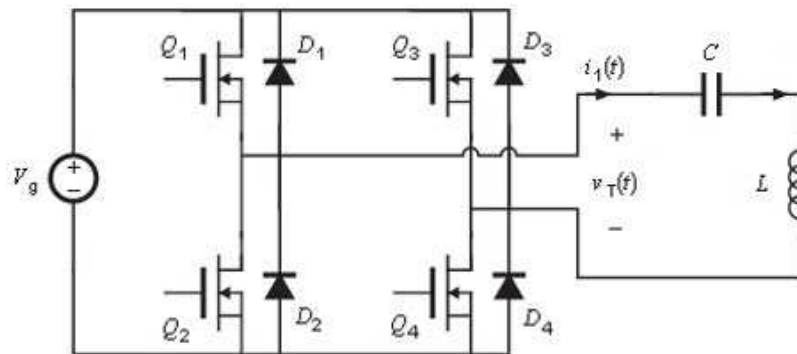
Fonte: Próprio Autor.

5.1.2 – Projeto do enlace WPT

Tendo em vista que o modelo utilizado é válido para um enlace cujo transmissor e receptor estão devidamente projetados para uma mesma frequência de ressonância, é interessante utilizar capacitores de precisão e ainda se valer do uso de um analisador de impedância para ajustar corretamente o valor da frequência de ressonância angular ω_0 tanto para o primário quanto para o secundário. Para isso, utilizou-se capacitores com precisão de 1%, que medidos apresentaram capacitâncias de 565 pF e 568 pF para C_1 e C_2 , respectivamente.

A tensão de entrada V_g foi obtida usando um conversor em ponte completa de frequência ajustável, apresentado na Figura 27, que foi ajustado para fornecer um sinal senoidal a 705 kHz e tensão RMS de 20 V ao circuito tanque do emissor. Como o correto dimensionamento das perdas no sistema possibilita uma melhor avaliação do mesmo através do modelo matemático, optou-se por medir a resistência de entrada da fonte, que resultou em $R_g = 48 \Omega$.

Figura 27 – Modelo do conversor utilizado



Fonte: Adaptado de Erickson (1997)

5.2 – Validação do modelo de WPT

Para validar o modelo proposto, as simulações circuitais referentes a links WPT reais de múltiplos receptores são apresentados e discutidos. São realizados testes em que a transferência de energia é feita através de um acoplamento magnético ressonante com um transmissor e (N-1) receptores. Primeiro, as equações analíticas são validadas por comparação com os resultados da simulação. Depois os dados obtidos pelos experimentos são apresentados.

Tanto as simulações quanto os experimentos, utilizam os dados apresentados na Tabela IV, onde estes são referentes à bobina transmissora. Por uma questão de simplicidade, a definição de eficiência adotada é:

$$\eta_i = \frac{P_i}{P_{in}} \quad (5.06)$$

Onde:

P_i é a potência consumida pela carga i .

P_{in} é a potência de entrada.

Tabela IV - Valores medidos da indutância mútua e coeficiente de acoplamento.

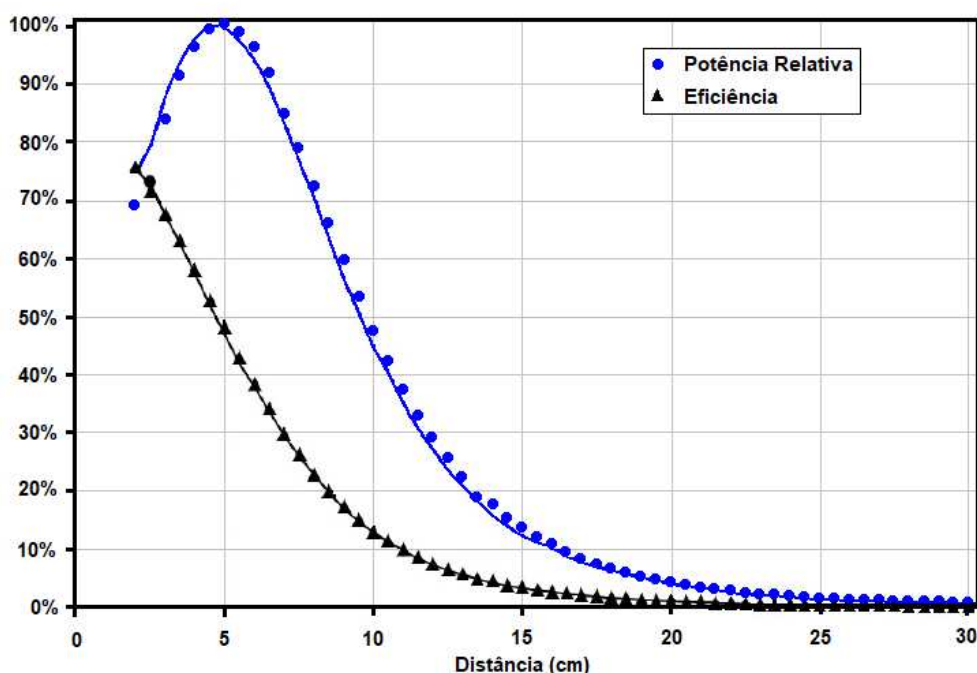
Distância	M	k
5 cm	17,38 μ H	0,191
10 cm	5,99 μ H	0,0659
15 cm	2,94 μ H	0,0323
20 cm	1,67 μ H	0,0185
30 cm	0,67 μ H	0,00739

Fonte: Próprio Autor.

5.2.1 – Resultados para 2 bobinas

Para o sistema WPT de 2 bobinas (1 receptor), a eficiência medida foi dada por $P_1/(P_1 + P_L)$ e a potência relativa transferida por $P_L/P_{2MÁX}$. Os valores calculados são dados pelas equações (3.10) e (3.12), respectivamente. A Figura 28 apresenta os valores medidos (pontos) e os valores calculados (linhas) da eficiência e potência relativa para carga de $100\ \Omega$ e distância entre 2 e 30 cm. Os pontos sobre a linha pontilhada apresentam a transferência máxima de energia, para a qual a eficiência é de 50%, como previsto na teoria.

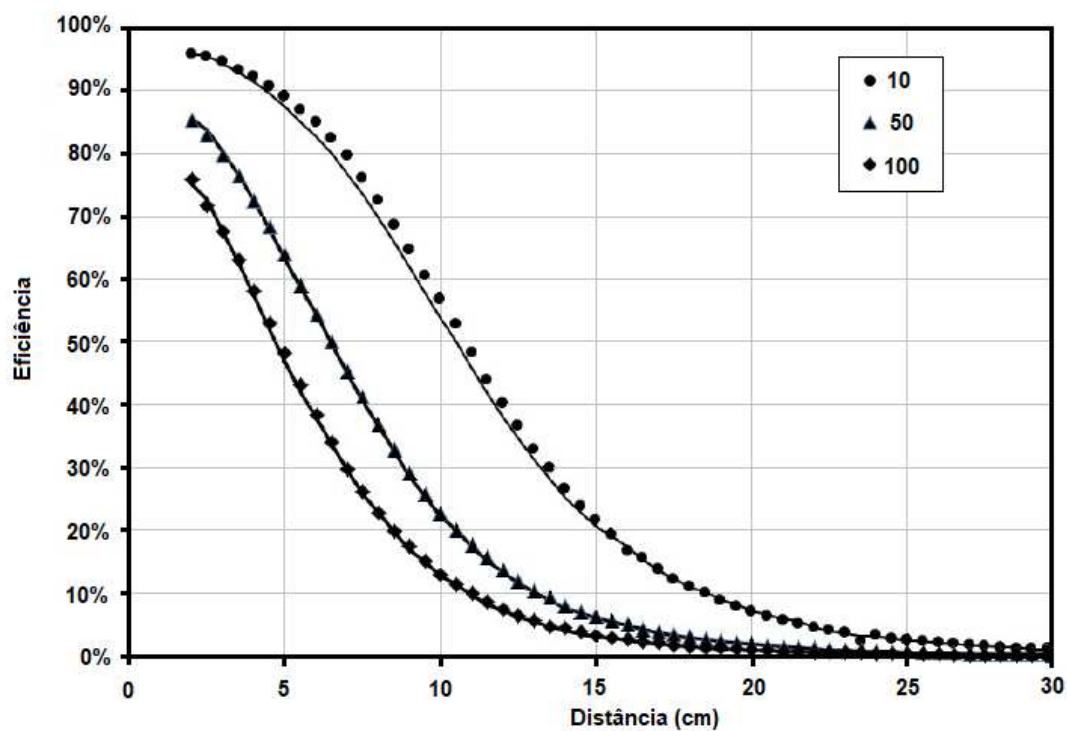
Figura 28 - Comparativo entre eficiência e potência relativa em função da distância entre as bobinas.



Fonte: Próprio Autor.

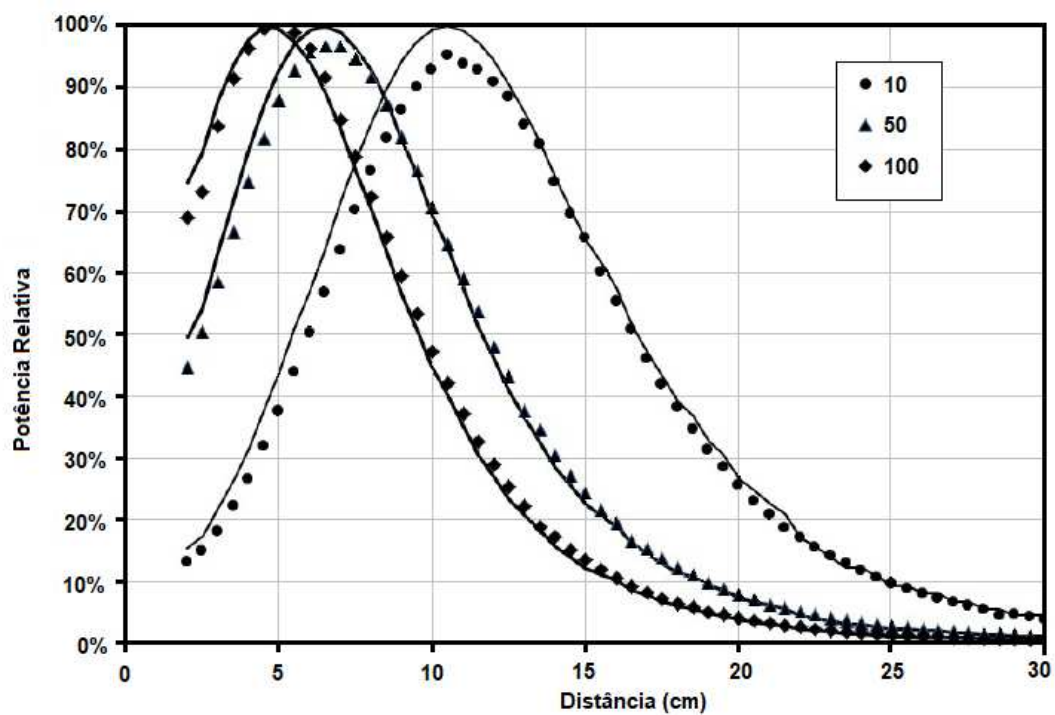
Uma comparação com três valores de carga diferentes é apresentada nas Figuras 29 e 30, para os valores medidos e calculados de eficiência e potência relativa, respectivamente. As transferências de potência máximas foram gravadas para a distância de 5, 6.5, e 10.5 cm para cargas de 100, 50 e $10\ \Omega$ respectivamente.

Figura 29 - Eficiência em função da distância entre as bobinas. Os pontos são valores medidos para cargas de 10, 50 e 100 Ω . As curvas sólidas são calculadas usando (3.10).



Fonte: Próprio Autor.

Figura 30 - Potência relativa em função da distância entre as bobinas. Os pontos são valores medidos para cargas de 10, 50 e 100 Ω . As curvas sólidas são calculadas usando (3.12).

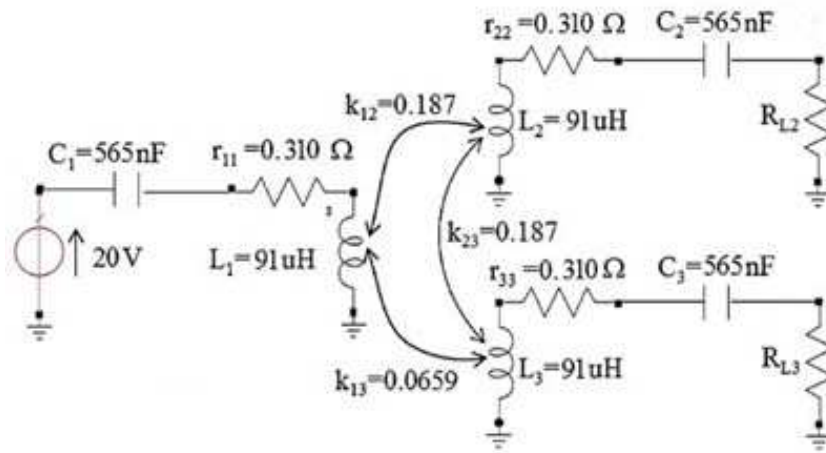


Fonte: Próprio Autor.

5.2.2 – Resultados para 3 bobinas

Para validar as equações analíticas derivadas de um link WPT usando dois receptores mutuamente acoplados (ou seja, para o caso $N = 3$), a configuração mostrada na Figura 31 foi organizada e investigada. Foi considerado a distância de 5 cm para o primeiro receptor e de 10 cm para o segundo receptor. Dados experimentais adotados na Tabela IV foram adotados tanto para as análises e simulações circuitais.

Figura 31 - Circuito utilizado para simulação.



Fonte: Próprio Autor.

Os dados teóricos são ilustrados na Tabela V e coincidem com os calculados por simulações circuitais.

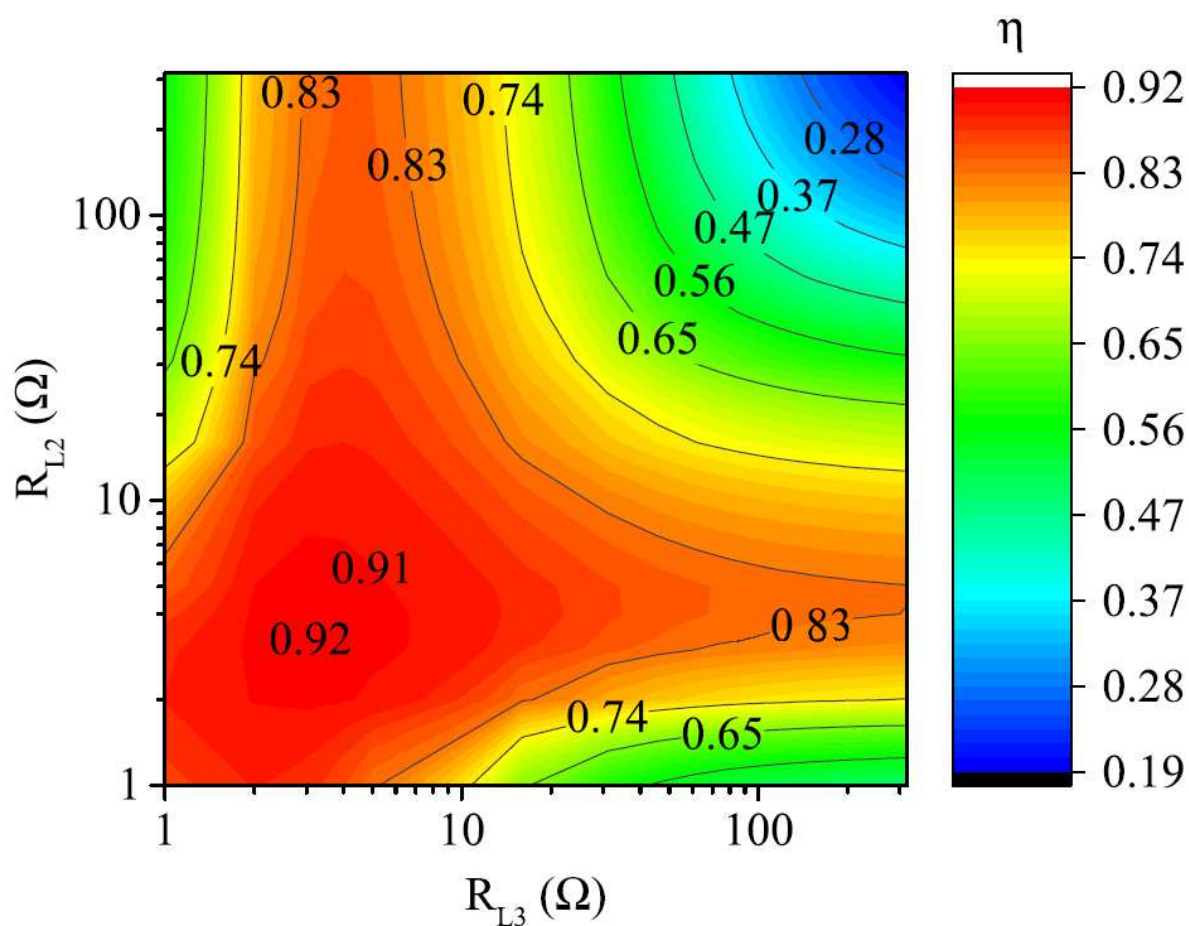
Tabela V - Comparação da máxima transferência de potência e máxima eficiência para o sistema WPT de dois receptores mostrado na Figura 34.

Parâmetro	Potência Máxima	Eficiência Máxima
R_{L2}^{opt}	78.15 Ω	3.28 Ω
R_{L3}^{opt}	73.62 Ω	3.09 Ω
P_{in}^{opt}	30.73 W	2.57 W
P_2^{opt}	7.22 W	1.12 W
P_3^{opt}	2.37 W	368 mW
P_{Tot}^{opt}	9.59 W	1.49 W
η_2	0.23	0.43
η_3	0.26	0.49
η	0.5	0.92

Fonte: Próprio Autor.

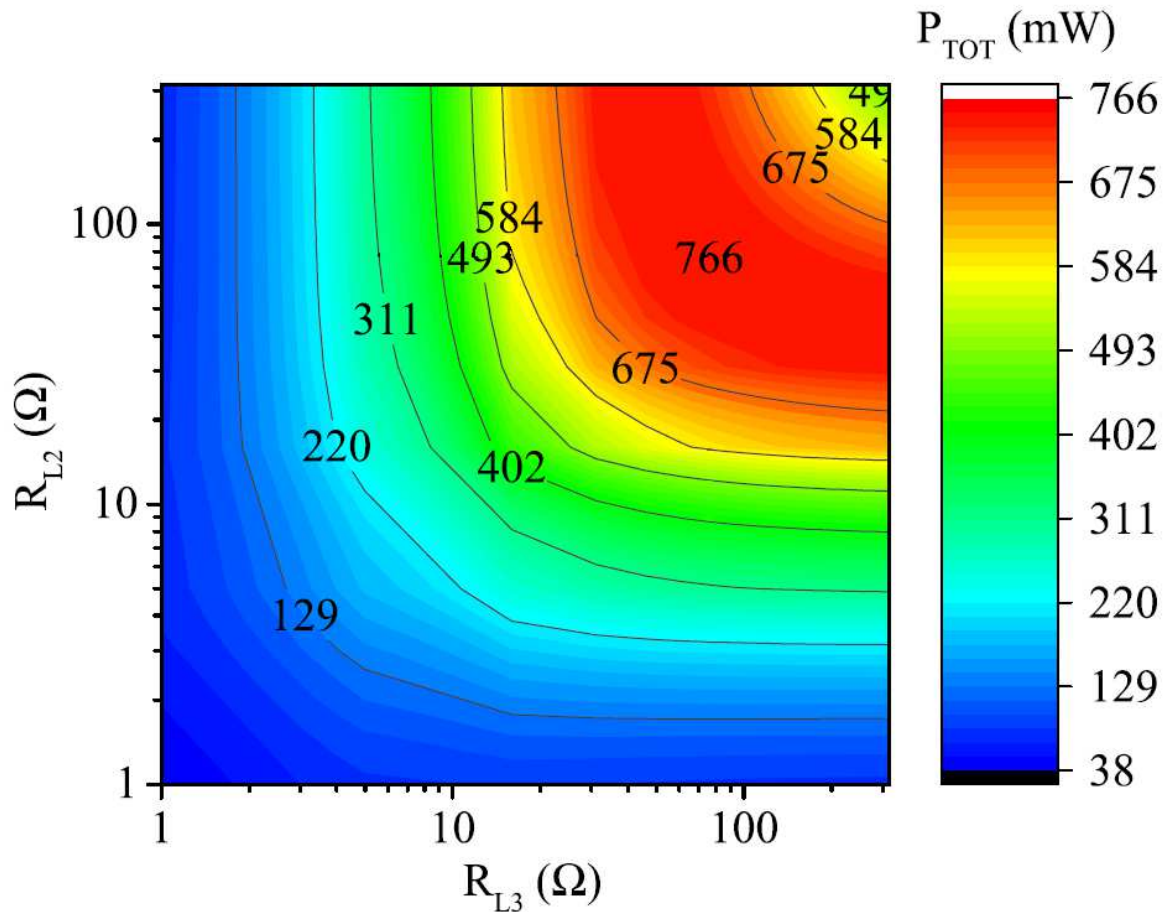
A perfeita concordância entre a análise numérica e as simulações circuitais é destacada pelos resultados relatados nas Figuras 32 e 33, onde os valores da eficiência total e potência total nas cargas, respectivamente, são apresentados. Esses resultados também são confirmados a partir de medições e dados nas Figuras 34 e 35.

Figura 32 - Resultados de simulações circuitais obtidos para o circuito mostrado na Figura 31: eficiência total em função dos resistores de carga.



Fonte: Próprio Autor.

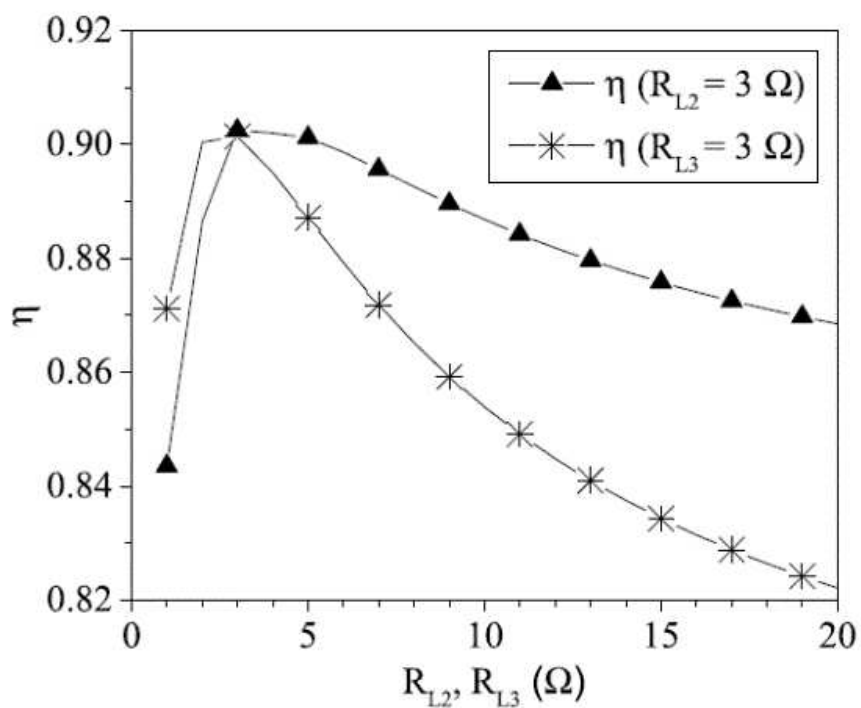
Figura 33 - Resultados de simulações circuitais obtidos para o circuito mostrado na Figura 31: potência em função dos resistores de carga.



Fonte: Próprio Autor.

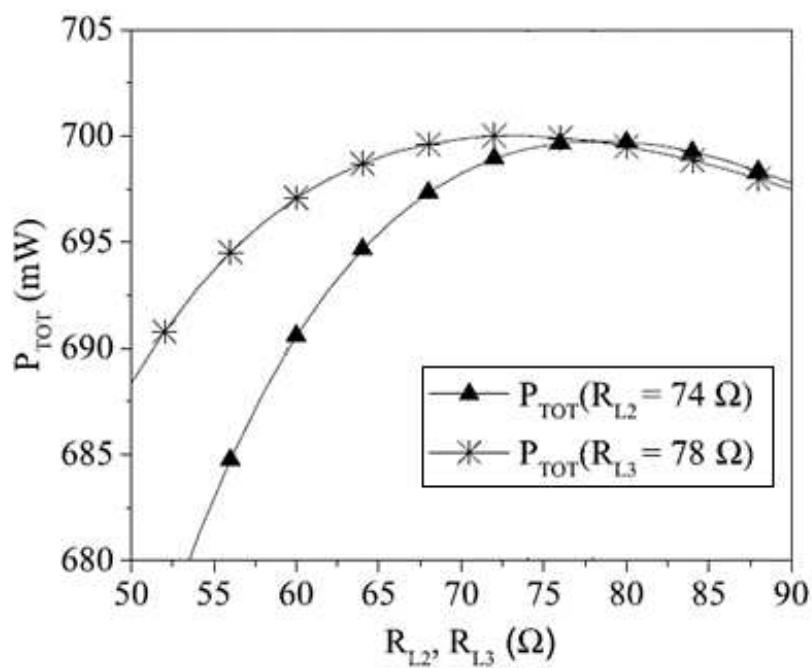
As Figuras 34 e 35 mostram os resultados alcançados para a eficiência e a potência total, definindo uma das duas cargas resistivas para o valor ideal fornecido pelas fórmulas analíticas, variando o outro. Como pode ser observado, definindo o valor de R_{L3} (R_{L2}) a 3Ω (3Ω), o máximo de eficiência foi obtido para R_{L3} (R_{L2}) igual a 3Ω (3Ω). Da mesma forma, por definir o valor de R_{L3} (R_{L2}) para 74Ω (78Ω) o valor máximo da potência foi obtida para R_{L2} (R_{L3}) igual a 78Ω (74Ω).

Figura 34 - Resultados obtidos das medições para a eficiência.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 35 - Resultados obtidos a partir de medições para a potência total.



Fonte: Próprio Autor.

5.2.3 – Resultados para 4 bobinas

Para este caso são considerados três receptores mutuamente acoplados (ou seja, $N = 4$). Foi considerado a distância de 5 cm para o primeiro receptor, 10 cm para o segundo receptor e 15 cm para o terceiro receptor. Os dados experimentais da Tabela IV foram adotados tanto para as análises e simulações circuitais.

Os resultados obtidos usando as equações da seção 3.3, são apresentados na Tabela V e foram verificados por simulações circuitais. Em particular, os valores das potências sobre as cargas e as eficiências calculadas por simulações circuitais são coincidentes com os dados analíticos. Além disso, vale observar que o valor total da eficiência que foi obtida para a solução da transferência de potência máxima é 0,49. Este valor está muito próximo do valor máximo de 0,5 que pode ser alcançado para um link WPT sem perdas, projetado para maximizar a potência das cargas (SPINEI, 1972; DESOER, 1973). Esta última observação fornece mais uma prova da correção do valor relatado na Tabela V para as cargas que realizam a solução de transferência de potência máxima.

Tabela VI - Comparação da máxima transferência de potência e máxima eficiência para o sistema WPT de três receptores.

Parâmetro	Potência Máxima	Eficiência Máxima
R_{L2}^{opt}	185.31 Ω	13.88 Ω
R_{L3}^{opt}	365.27 Ω	27.36 Ω
R_{L4in}^{opt}	405.32 Ω	30.22 Ω
P_{in}^{opt}	24.52 W	3.65 W
P_2^{opt}	2.97 W	772 mW
P_3^{opt}	5.01 W	1.3 W
P_4^{opt}	4.13 W	1.07 W
P_{Tot}^{opt}	12.11 W	3.14 W
η_2	0.12	0.21
η_3	0.20	0.36
η_4	0.17	0.29
η	0.49	0.86

Fonte: Próprio Autor.

Vários arranjos de bobinas diferentes podem ser realizados com sistemas WPT de 4 bobinas. Dessa forma, para os experimentos foram utilizadas duas abordagens. Primeiro, foi imposta a mesma distância entre as bobinas adjacentes em uma faixa de

2 a 32 cm entre elas, produzindo $k_{12} = k_{23} = k_{34}$. A Figura 36 apresenta a montagem experimental do sistema com as quatro bobinas.

Figura 36- Configuração usada para experimentação, mostrando o osciloscópio, o gerador de sinal e, no fundo, as 4 bobinas construídas.



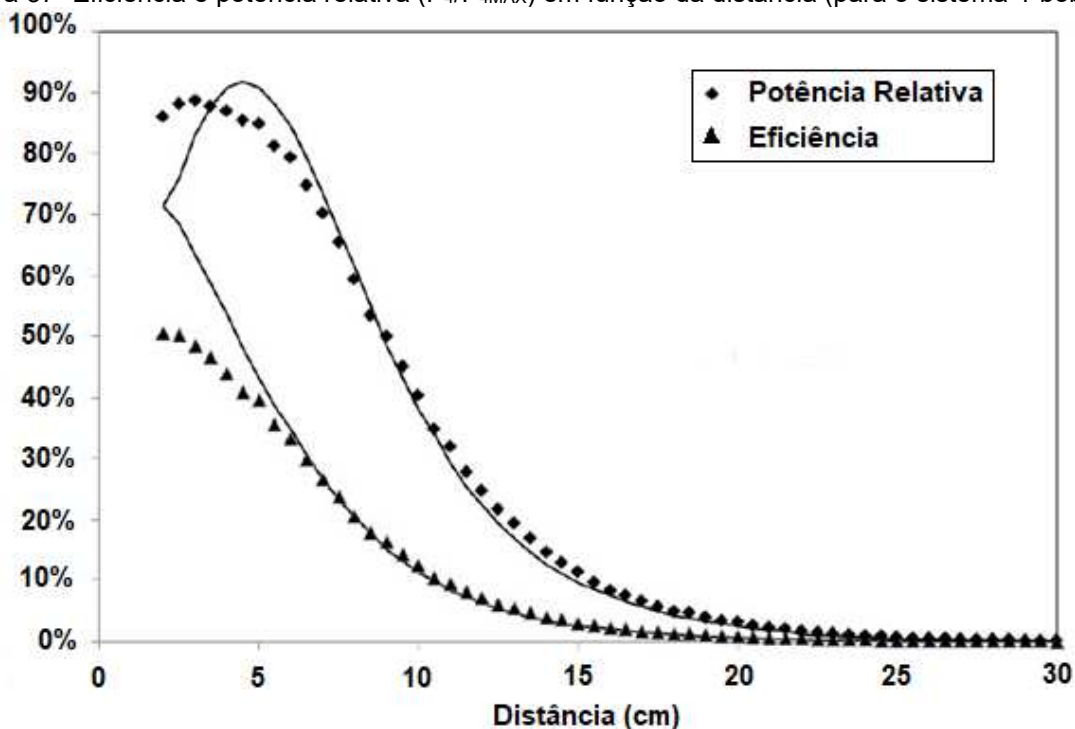
Fonte: Próprio Autor.

Os resultados para a eficiência e potência relativa transferidos para uma carga de $100\ \Omega$ são dados na Figura 37. A potência máxima foi medida a uma distância de 3 cm, enquanto a distância calculada é de 5 cm. Pode-se notar que, para distâncias menores que aproximadamente 5 cm, os interacoplamentos entre bobinas não adjacentes (k_{13} , k_{14} e k_{24} diferentes de zero) introduzem erros, de modo que os resultados teóricos e práticos não são iguais entre si. Isto está de acordo com a teoria apresentada, uma vez que a influência de bobinas não adjacentes (k_{13} , k_{14} , k_{24}) não são consideradas nas equações derivadas.

A segunda abordagem foi manter as distâncias entre as bobinas 1 e 2, e as bobinas 3 e 4 constantes a 10 cm, somente a distância entre as bobinas 2 e 3 varia. Desta forma, a interferência entre bobinas não adjacentes pode ser negligenciada. A eficiência calculada e a potência relativa (P_4/P_{4MAX}) em função da distância e dos

resultados práticos são apresentadas nas curvas e pontos contínuos da Figura 38, respectivamente.

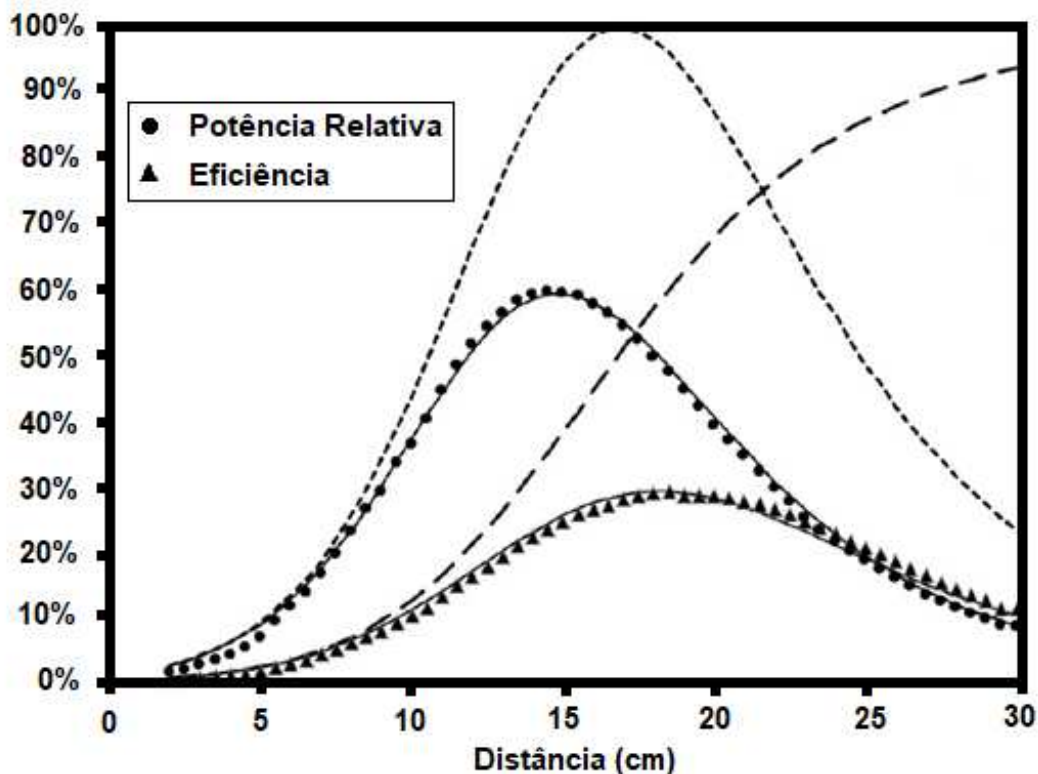
Figura 37- Eficiência e potência relativa (P_4/P_{4MAX}) em função da distância (para o sistema 4-bobinas).



Fonte: Próprio Autor.

A eficiência máxima de 29,14% foi obtida em 18,5 cm enquanto a calculada foi de 29,12% a 18 cm. Para transferência de potência máxima, um valor de 59,17% em 14,5 cm foi medido e 59,31% em 15 cm foi calculado. Note que, no caso ideal (sem perdas nas bobinas 2 e 3, isto é, $R_2=R_3=0$), a eficiência aumentará à medida que a distância entre as bobinas 2 e 3 aumenta, como previsto na teoria desenvolvida (ver linha tracejada na Figura 37). Esse comportamento é oposto ao arranjo de 2 bobinas. Para situações reais, a eficiência máxima ocorre para distâncias maiores do que o ponto de potência máxima (como visto em (3.67) e (3.68)), ou 18 cm e 15 cm, respectivamente, nesta experimentação.

Figura 38- Valores medidos (pontos) e calculados (linha contínua). As linhas tracejada e pontilhada são valores simulados de η e P_4/P_{4MAX} para o caso ideal ($R_2=R_3=0$) usando (3.63) e (3.64), respectivamente.



Fonte: Próprio Autor.

É importante notar que os valores teóricos do Figura 37 e 38 foram calculados usando valores práticos do coeficiente de acoplamento k , que foram obtidos na Figura 26, portanto, é possível observar pequenas irregularidades nas curvas. No entanto, esses erros insignificantes não podem comprometer a validade desta análise.

5.3 – Considerações Finais

Esta análise de um sistema de quatro bobinas foi feita para validar o modelo matemático desenvolvido, visando um sistema com múltiplos receptores. Pode-se observar que no caso apresentado, sem desalinhamentos laterais ou angulares, e desconsiderando as resistências internas dos receptores intermediários, os resultados foram bem próximos dos esperados.

Com o modelo validado, foi proposto a montagem de um sistema com múltiplas cargas simultâneas. O capítulo 6, apresenta o protótipo utilizado e os resultados experimentais.

Capítulo 6 – Resultados

Para o sistema com múltiplas cargas simultâneas, foi proposta a construção de uma bobina transmissora que pudesse ter vários receptores na mesma distância, para verificar a distribuição de potência entre elas, e que tivessem um bom grau de liberdade em relação a desalinhamentos. Dessa forma conforme Villa et al (2012), Budhia et al (2013) e Fernandes (2015) a topologia que melhor apresenta essas características é a bobina Duplo D. Assim, essa foi a topologia da bobina escolhida para o emissor, e para as bobinas receptoras, foram mantidas as quatro bobinas circulares que foram apresentadas no capítulo 5.

Na bibliografia não são encontrados métodos para o projeto de uma bobina duplo D. Geralmente o que é feito é o projeto de duas bobinas quadradas, e se adiciona ou se subtrai a indutância mútua entre elas, dependendo do sentido do enrolamento, se é com fluxo somativo ou subtrativo. Dessa forma, a indutância total de uma bobina duplo D, é dada pela equação (6.01).

$$L_{2D} = (2L_q) \pm M \quad (6.01)$$

Sendo:

$$L_q = \frac{(\mu N^2 A)}{l} \quad (6.02)$$

Para que essa bobina transmissora pudesse ter as quatro bobinas receptoras em seu plano, com base nos cálculos de área útil, foi decidido que ela apresentasse 45 centímetros de diâmetro. Com a utilização do Software para cálculo de bobinas Coil64®, foram feitas algumas simulações de bobinas quadradas, e através da equação (6.01), foram obtidos os valores das indutâncias para estas bobinas.

De posse desses dados, é utilizado o programa fornecido por Abreu (2017) para calcular os valores das indutâncias mútuas entre a bobina Duplo D e as circulares.

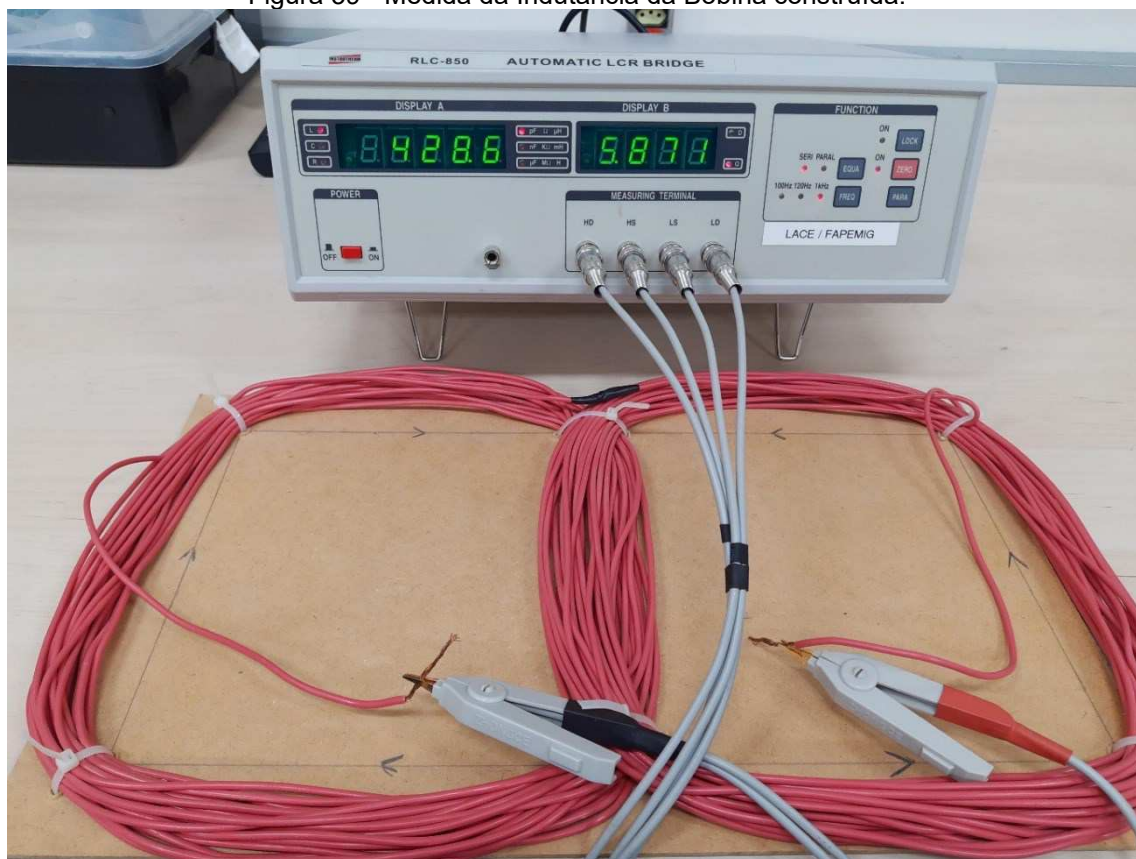
Os objetivos desta montagem experimental é suprir energia através da WPT para mais de um receptor. Os equipamentos que podem se beneficiar desta

tecnologia, são principalmente, celulares e notebooks. Por esse motivo, as cargas escolhidas para simulações foram cargas de $10\ \Omega$ e $50\ \Omega$, que são valores próximos das impedâncias apresentadas por celulares e notebooks, respectivamente (TSENG, 2013).

Através dos cálculos computacionais, utilizando o modelo para múltiplos receptores apresentados no Capítulo 3, dentre os tamanhos de bobinas simuladas, foi escolhido construir uma bobina duplo D com 20 voltas, e 20 centímetros de lado, com fio de $1,5\ \text{mm}^2$, apresentado aproximadamente indutância de $373\ \mu\text{H}$ e resistência de $335\ \text{m}\Omega$.

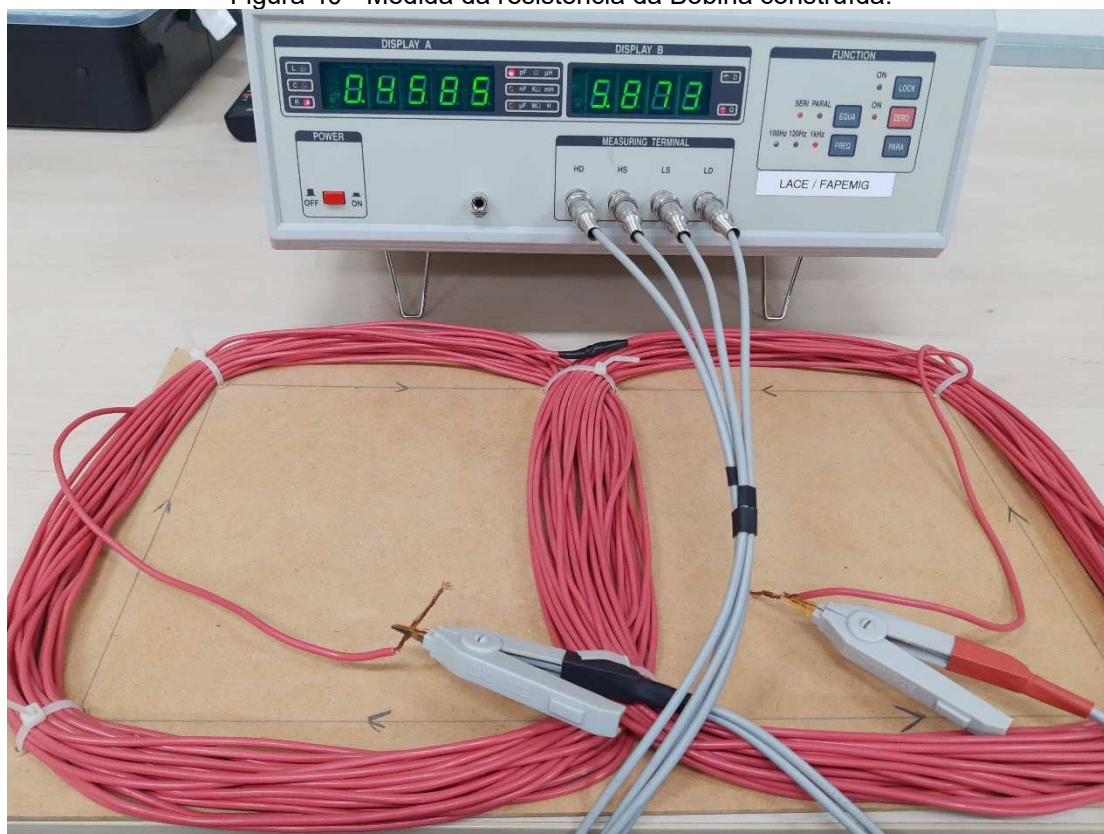
A bobina foi construída em uma superfície de madeira, e foram utilizadas abraçadeiras plásticas para fixação das espiras. As Figuras 39 e 40 apresentam a bobina construída e os valores medidos para indutância foi de $428.6\ \mu\text{H}$ e resistência de $458.5\ \text{m}\Omega$.

Figura 39 - Medida da Indutância da Bobina construída.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 40 - Medida da resistência da Bobina construída.



Fonte: Próprio Autor.

O valor medido para a indutância apresentou uma diferença razoável dos valores calculados. Isto se deve em parte a utilização de cabo de $1,5 \text{ mm}^2$ em vez de fio rígido, e também por falhas construtivas, como se pode observar nas Figuras 39 e 40, as bobinas ficaram ovais e não quadradas.

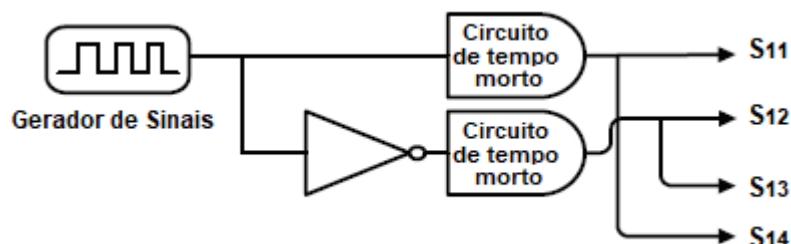
6.1- Conversor

Foi construído um conversor em ponte completa CC-CA, para suprir a energia ao sistema WPT. Devido a operação do circuito em ressonância, e com o objetivo ter uma área operacional ampla e segura em termos de tensão e corrente, foi verificado a disponibilidade em laboratório do módulo IGBT CM50DY-12H, 600V e 50A e 250W (CM50DY, 2019).

Como fonte do sinal de comutação, será utilizado um gerador de ondas arbitrárias Tektronix AFG1022. Para fornecer a comutação aos módulos IGBTs, um circuito de disparo é projetado. O circuito é capaz de fornecer quatro sinais de comutação sincronizados para acionar as chaves com deslocamento de fase 180° .

Também é incluído um circuito de tempo morto com portas AND, conforme apresentado na Figura 41.

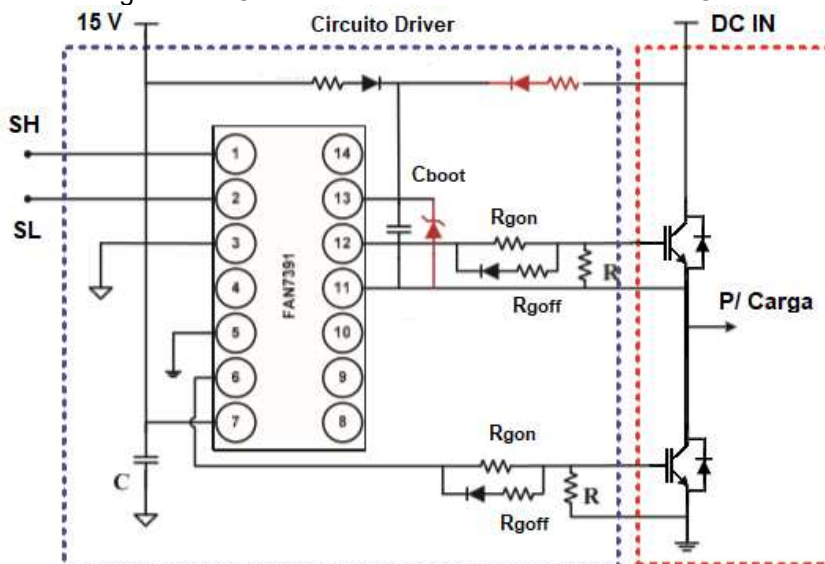
Figura 41- Diagrama de bloco do circuito de disparo.



Fonte: Próprio Autor.

Para conduzir as portas do módulo IGBT, dois CI driver FAN7391 são usados. O CI FAN7391 é um CI de acionamento de porta monolítico que pode acionar IGBTs e MOSFETs de alta velocidade que operam até 600 V. Possui alta capacidade de corrente de até 4,5 A (FAN7391). A Figura 42 apresenta o circuito de acionamento.

Figura 42 - Circuito de acionamento dos módulos IGBTs.



Fonte: Adaptado de Mohamed el al (2016)

A frequência de operação foi definida após verificação dos valores comerciais de capacitores que se adequassem em uma frequência tanto para o emissor, quanto para os receptores. Através de uma tabela feita no Excel, foram calculadas opções

entre 25 KHz e 35 KHz. O valor escolhido para operação do circuito foi 30,9 KHz utilizando capacitor de 62 nF no emissor e 0.3 μ F nos receptores.

6.2- Resultados

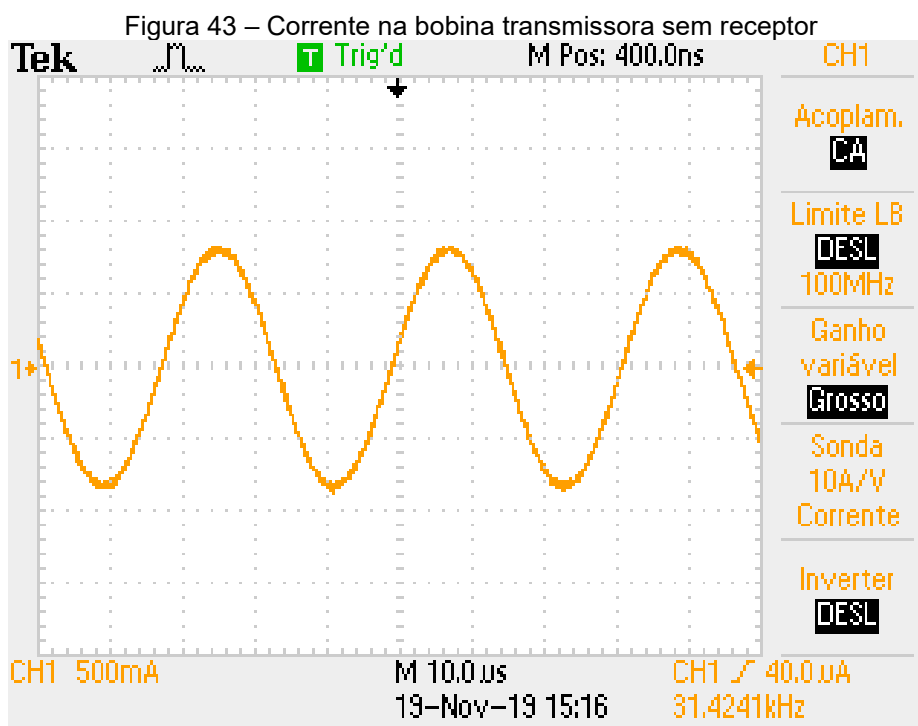
Para os ensaios experimentais, foram definidas as distâncias de 3 e 18 cm para os receptores. Também foram utilizados resistores de 10 e 50 Ω com potência de 100 W. Foram escolhidas oito configurações diferentes, em termos de quantidade de receptores e valores de cargas. A fim de obter os resultados analíticos, foram medidas as indutâncias mútuas das bobinas para as distâncias definidas. Para efeito prático, como a indutância das quatro bobinas circulares é praticamente idêntica, foi realizada apenas uma medida. A Tabela VII apresenta os valores medidos.

Tabela VII - Valores medidos para indutância mútua e fator de acoplamento

Distância	Fator de Acoplamento	Indutância Mútua
3 cm	0,31	61,2 μ H
18 cm	0,07	13,8 μ H

Fonte: Próprio Autor

Para o perfeito ajuste da frequência de ressonância dos receptores, foram medidas as capacitâncias de alguns capacitores com os valores comerciais de 0,3 μ F, e foram escolhidos quatro capacitores que apresentaram o mesmo valor medido, de 0.287 μ F. Dessa forma a frequência ajustada para o conversor foi de 31,4 KHz. A Figura 43 apresenta a corrente na bobina transmissora sem nenhum receptor acoplado.



Fonte: Próprio Autor

6.2.1– Resultados para 2 receptores

Foram definidas seis configurações diferentes para os experimentos com dois receptores, que são apresentadas na Tabela VIII.

Tabela VIII – Configurações de distância e cargas utilizados em cada experimento

Caso	Receptor 1	Receptor 2	R_{L1}	R_{L2}
1	3 cm	3 cm	10 Ω	10 Ω
2	3 cm	3 cm	10 Ω	50 Ω
3	3 cm	18 cm	10 Ω	10 Ω
4	3 cm	18 cm	10 Ω	50 Ω
5	18 cm	18 cm	10 Ω	10 Ω
6	18 cm	18 cm	10 Ω	50 Ω

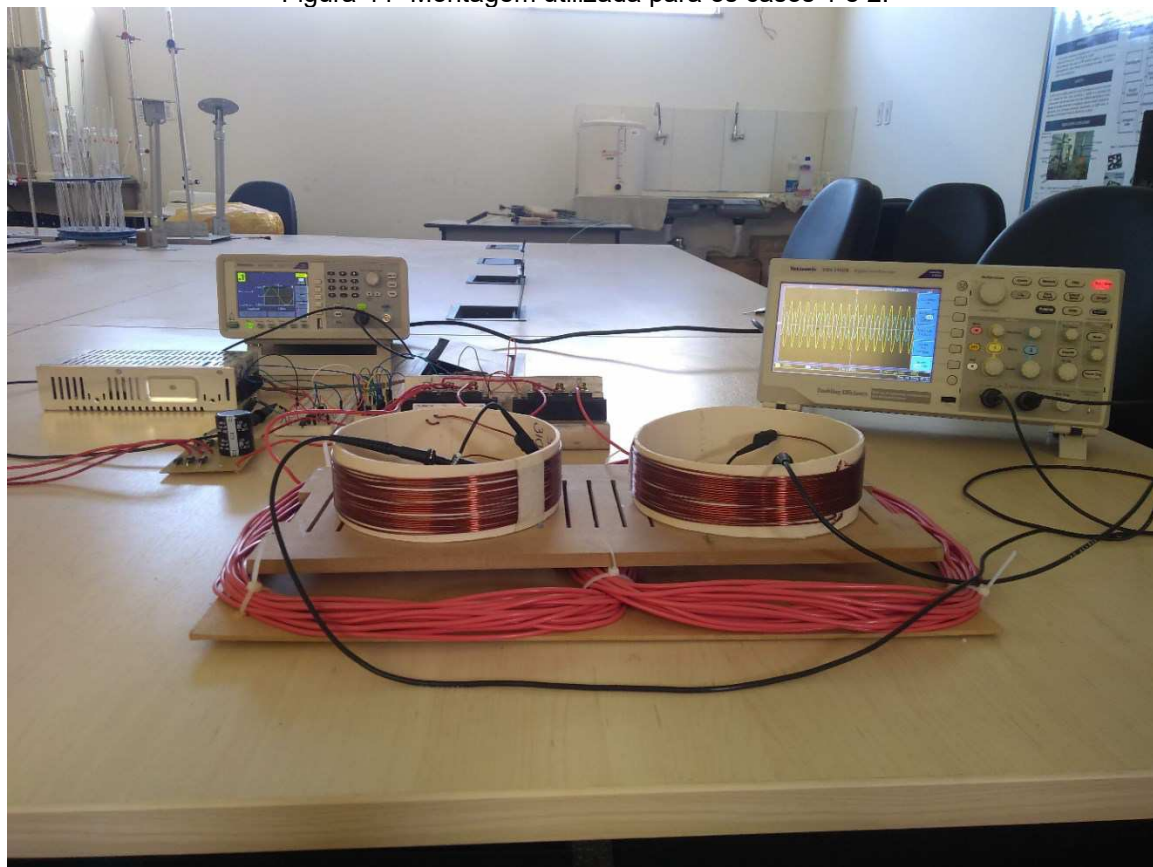
Fonte: Próprio Autor

O interacoplamento entre as bobinas receptoras só foi considerado nos casos em que estas são colocadas em distâncias diferentes, e utilizando o valor da indutância mútua das bobinas circulares dadas na Tabela IV.

A) Casos 1 e 2:

A Figura 44 apresenta a montagem utilizada para a distância de 3 cm dos receptores para o transmissor.

Figura 44- Montagem utilizada para os casos 1 e 2.



Fonte: Próprio Autor

A Tabela IX apresenta os resultados para os cálculos analíticos, utilizando o modelo do capítulo 3, e os resultados experimentais para o caso 1.

Tabela IX – Valores medidos e calculados para potência e rendimento

	P_t	P_{RL1}	P_{RL2}	η_T	η_{RL1}	η_{RL2}
Analítico	41,9 W	15,3 W	15,3 W	73%	36,5%	36,5%
Experimental	43 W	14,6 W	14,9 W	68,4%	33,9%	34,5%

Fonte: Próprio Autor

Conforme pode ser observado na Tabela IX, para o caso de duas bobinas receptoras, e com cargas iguais, é esperado que a potência seja dividida igualmente entre elas. De acordo com os resultados experimentais é isso que acontece. A potência recebida nos receptores é praticamente a mesma em cada um deles.

Os resultados analíticos e experimentais quando as cargas são diferentes (caso 2) são apresentados na Tabela X, sendo $R_{L1}=10\ \Omega$ e $R_{L2}=50\ \Omega$.

Tabela X – Valores medidos e calculados para potência e rendimento

	P_t	P_{RL1}	P_{RL2}	η_T	η_{RL1}	η_{RL2}
Analítico	51,5 W	29,7 W	7,9 W	72,8%	57,5%	15,3%
Experimental	57,4 W	30,8 W	7,1 W	66%	53,6%	12,4%

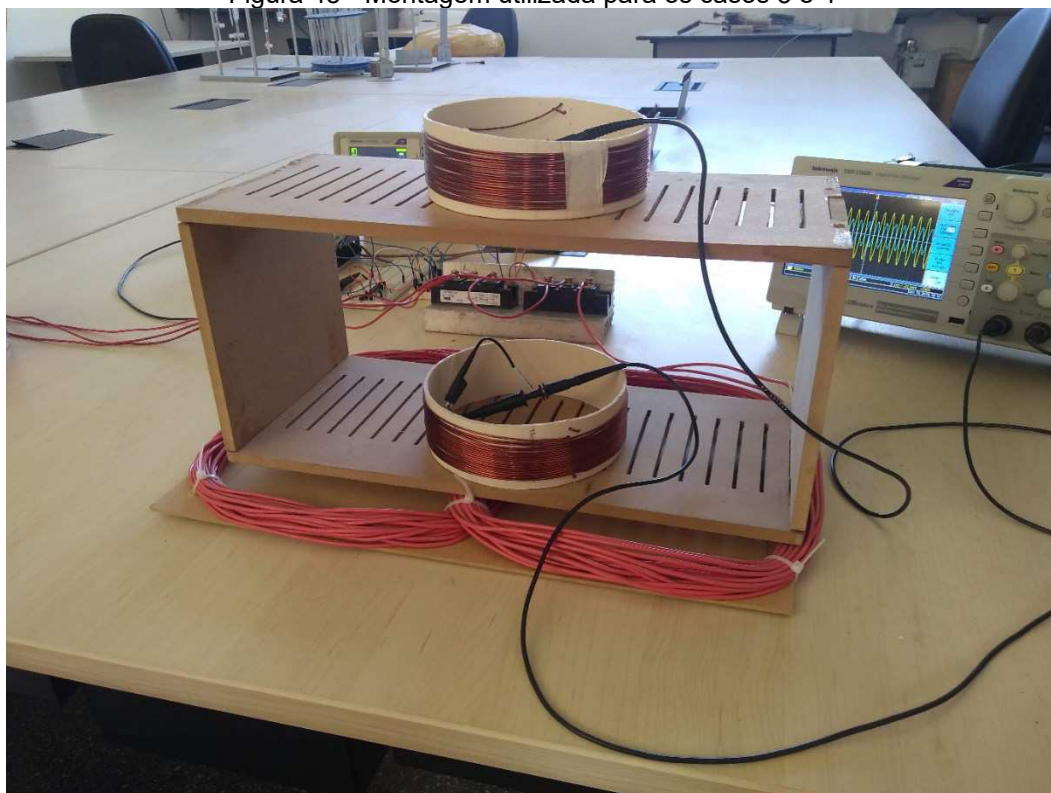
Fonte: Próprio Autor

Ao efetuar a alteração de uma das cargas, verifica-se que a potência recebida pela carga de menor valor aumenta, e a eficiência do sistema é aproximadamente constante. Também pode ser observado que a potência total absorvida pelo sistema aumenta. Isto se deve a mudança na impedância vista pelo transmissor.

B) Casos 3 e 4:

A Figura 45 apresenta a montagem utilizada para um receptor colocado a distância de 3 cm, e o outro receptor a 18 cm do transmissor.

Figura 45 - Montagem utilizada para os casos 3 e 4



Fonte: Próprio Autor

A Tabela XI apresenta os resultados para os cálculos analíticos, utilizando o modelo do capítulo 3, e os resultados experimentais para o caso 3.

Tabela XI – Valores medidos e calculados para potência e rendimento para o caso 3

	P_t	P_{RL1}	P_{RL2}	η_T	η_{RL1}	η_{RL2}
Analítico	54,7 W	26,4 W	7,8 W	62,5%	48,3%	14,2%
Experimental	55,3 W	30,8 W	7,1 W	62,9%	49,3%	13,6%

Fonte: Próprio Autor

Pode se observar que em comparação com o caso 1, onde as cargas são iguais, e estão à uma mesma distância, a eficiência total do sistema diminui, mas a carga mais próxima, acaba absorvendo maior potência no caso 3. A Tabela XII apresenta os resultados para o caso 4, com cargas diferentes, sendo $R_{L1}=10\ \Omega$ e $R_{L2}=50\ \Omega$.

Tabela XII – Valores medidos e calculados para potência e rendimento para o caso 4

	P_t	P_{RL1}	P_{RL2}	η_T	η_{RL1}	η_{RL2}
Analítico	56,2 W	32,6 W	5,5 W	67,6%	57,9%	9,7%
Experimental	58 W	32,1 W	6,5 W	66,6%	55,4%	11,2%

Fonte: Próprio Autor

É interessante notar em um comparativo com o caso 2, que a potência em R_{L2} , tem valores próximos para os dois casos. Um dos motivos é que, como o receptor 1 está colocado entre o transmissor e o receptor 2, ele atua como um retransmissor, e dessa forma aumenta a transferência de potência. Conforme apresentado no capítulo 5, quando se insere um driver repetidor entre o transmissor e o receptor, é esperado um aumento na eficiência do sistema. Só que nos casos 3 e 4, a bobina intermediária também possui carga, fazendo com que exista uma divisão da potência entre os receptores.

C) Casos 5 e 6:

A Figura 46 apresenta a montagem utilizada com os receptores posicionados a distância de 18 cm do transmissor.

Figura 46 - Montagem utilizada para os casos 5 e 6.



Fonte: Próprio Autor

A Tabela XI apresenta os resultados para os cálculos analíticos, utilizando o modelo do capítulo 3, e os resultados experimentais para o caso 5.

Tabela XIII – Valores medidos e calculados para potência e rendimento para o caso 5

	P_t	P_{RL1}	P_{RL2}	η_T	η_{RL1}	η_{RL2}
Analítico	39,8 W	2 W	2 W	10,2%	5,1%	5,1%
Experimental	41,3 W	1,9 W	2 W	9,5%	4,7%	4,8%

Fonte: Próprio Autor

Conforme apresentado, a eficiência do sistema cai com o aumento da distância dos receptores, mas pode se notar que devido as cargas serem iguais, ainda existe uma divisão quase igual de potência. A Tabela XIV apresenta os resultados para o caso 6, com os dois receptores a 18 cm, e $R_{L1}=10\ \Omega$ e $R_{L2}=50\ \Omega$.

Tabela XIV – Valores medidos e calculados para potência e rendimento para o caso 6

	P_t	P_{RL1}	P_{RL2}	η_T	η_{RL1}	η_{RL2}
Análítico	40,2 W	3 W	1 W	10%	7,4%	2,6%
Experimental	41,8 W	3 W	1 W	9,6%	7,3%	2,3%

Fonte: Próprio Autor

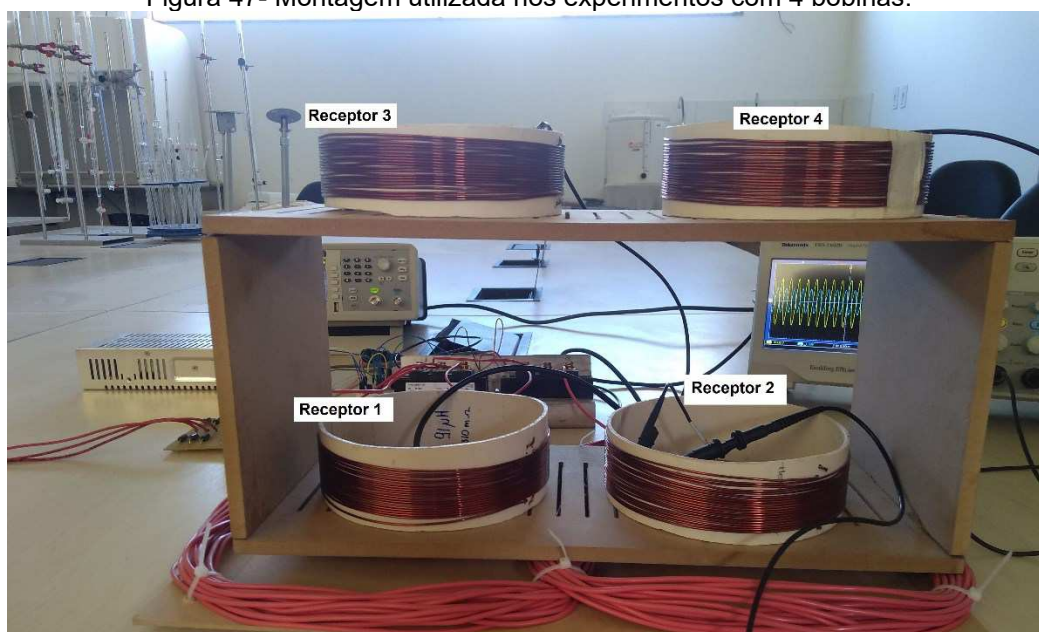
Assim como no caso 2, pode se verificar que a mudança em uma das cargas faz com que a potência no receptor com a maior carga diminua, mas a potência total transmitida se mantém.

6.2.2– Resultados para 4 receptores

Foram realizados mais dois experimentos, agora com quatro receptores. Diversas configurações são possíveis em termos de carga, mas ficou decidido a utilização de cargas iguais em um dos experimentos, e no segundo com cargas diferentes.

A montagem utilizada nos dois experimentos está apresentada na Figura 47. Os receptores 1 e 2 estão situados a 3 cm do transmissor, e os receptores 3 e 4 estão a 18 cm do transmissor. Outro fator importante nas análises é que os receptores 1 e 3, e 2 e 4 estão no mesmo eixo vertical. Isso faz com que o acoplamento mútuo entre eles seja maior, o que é inserido no modelo matemático através dos valores medidos na Tabela IV.

Figura 47- Montagem utilizada nos experimentos com 4 bobinas.



Fonte: Próprio Autor

Os resultados analíticos e experimentais para potência e rendimento do sistema com 4 receptores e cargas iguais, são apresentados na Tabela XV.

Tabela XV - Valores medidos e calculados para potência e rendimento para 4 receptores

	Analítico	Experimental
P_t	67,9 W	71,1 W
P_{RL1}	19,8 W	19,5 W
P_{RL2}	19,8 W	19,3 W
P_{RL3}	6,6 W	6,9 W
P_{RL4}	6,6 W	6,6 W
η_T	77,8%	73,6%
η_{RL1}	29,2%	27,4%
η_{RL2}	29,2%	27,2%
η_{RL3}	9,7%	9,7%
η_{RL4}	9,7%	9,3%

Fonte: Próprio Autor

Pode se observar que existe uma divisão da potência praticamente igual entre os receptores que estão na mesma distância. Também é verificado que a eficiência do sistema é levemente maior do que no sistema com 2 receptores. Em parte, isto se deve ao acoplamento mútuo entre as bobinas localizadas a 3 cm, com as que estão a 18 cm, conforme apresentado no capítulo 5. Estas bobinas funcionam como repetidores e ampliam o alcance do enlace.

Os resultados para um sistema de 4 receptores e cargas diferentes é apresentado na Tabela XVI. A montagem experimental é a mesma apresentada na Figura 47. Para este experimento, as cargas são definidas da seguinte forma: e $R_{L1}=50\ \Omega$, $R_{L2}=10\ \Omega$, $R_{L3}=10\ \Omega$ e $R_{L4}=50\ \Omega$.

Tabela XVI - Valores medidos e calculados para potência e rendimento para 4 receptores com cargas diferentes

	Analítico	Experimental
P_t	74,8 W	76 W
P_{RL1}	12,8 W	12,1 W
P_{RL2}	27,3 W	27,5 W
P_{RL3}	9 W	9 W
P_{RL4}	5 W	4,6 W
η_T	72,4%	70,2%
η_{RL1}	17,2%	16%
η_{RL2}	36,5%	36,2%
η_{RL3}	12,1%	11,9%
η_{RL4}	6,6%	6,1%

Fonte: Próprio Autor

Ao analisar os resultados, pode se observar que a potência é dividida entre os receptores de forma que os receptores com carga maior, apresentam uma potência menor. Também pode se verificar que para os receptores que estão à uma mesma distância, o receptor que tem carga de 10 Ω , apresenta aproximadamente o dobro da eficiência do que tem carga de 50 Ω .

A eficiência do sistema é também é maior do que do sistema com 2 receptores, mas um pouco menor do que o sistema com quatro receptores com cargas iguais. Isto se deve a alteração nas impedâncias vistas por cada um dos receptores, fazendo com que o interacoplamento entre os receptores seja menor, e consequentemente a potência transmitida também o seja.

6.3- Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado o estudo do sistema de transferência de potência sem fios para múltiplos receptores com carga. Os resultados experimentais confirmam os resultados analíticos desenvolvidos através do modelo matemático considerado no capítulo 3. Devido ao modelo matemático considerar apenas a potência entregue ao sistema, os resultados experimentais avaliam a potência do enlace, desconsiderando as perdas no conversor para a análise.

Capítulo 7 – Conclusão

O estudo da transferência de potência sem fios é uma área com grande potencial de crescimento. As dificuldades e limitações para a realização do projeto são muitas a iniciar da revisão bibliográfica e da compreensão dos métodos de transmissão e características envolvidas em cada um deles. Além disso os processos de medição são de difícil execução devido a sensibilidade do sistema a variação da frequência, sendo necessárias várias repetições de um mesmo experimento a fim de validar a análise.

No Capítulo 2 foram apresentadas e comparadas as tecnologias de transmissão de energia, destacando as diferenças no funcionamento do acoplamento indutivo e o acoplamento indutivo ressonante. Também um resumo do estado da arte foi feito, mostrando as tendências de utilização de WPT.

No Capítulo 3 foi apresentado o modelo matemático para um sistema de múltiplas bobinas, considerando a compensação série. A partir deste modelo é possível analisar os efeitos de cada alteração nos parâmetros físicos do sistema, tais como distância entre as bobinas e se possuem ou não carga.

No Capítulo 4 verificou-se os desafios do projeto de indutores e os fatores limitantes a transferência de potência em sistema WPT. Foram apresentados diversos parâmetros estudados em um sistema de WPT, incluindo um levantamento bibliográfico sobre a caracterização de indutores, visando a escolha do elemento indutor ideal para cada tipo de aplicação.

No Capítulo 5 foram apresentados os resultados obtidos em um protótipo de pequena potência, para validação do modelo matemático. Através deste protótipo, foi possível observar o comportamento de um sistema com duas, três e quatro bobinas visando validar o modelo teórico desenvolvido. Os resultados foram satisfatórios e ajudaram a entender o funcionamento do sistema e a sensibilidade na alteração de alguns parâmetros.

O Capítulo 6 apresentou o protótipo de múltiplos receptores com carga construído e os resultados analíticos e experimentais. O protótipo com a bobina Duplo

D permitiu validar o modelo matemático para múltiplos receptores com carga, de sistemas com compensação Série-Série, sendo analisados sistemas com 3 e 5 bobinas, ou seja, 2 e 4 receptores.

As principais contribuições científicas desta pesquisa são:

- Modelo matemático de um sistema de n bobinas, sendo validado em experimentação com até quatro receptores, com cargas em todos os receptores.
- Avaliação da máxima transferência de potência em um sistema com vários receptores.
- Avaliação da eficiência do sistema e influência dos parâmetros físicos das bobinas.
- Comprovação da viabilidade do sistema de transferência de potência para múltiplos receptores.

As publicações decorrentes desta pesquisa são:

- Wireless power transfer using a full bridge converter with zero voltage switching. In: 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2017, Miami. 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2017. p. 1.
- Análise Experimental dos fatores que influenciam na transferência de potência sem fios por modos acoplados. In: XIV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica (XIV CEEL), 2016, Uberlândia-MG. Anais da XIV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2016.
- Design e implementação de carregador de bateria para dispositivos implantáveis em placas de circuito impresso. In: XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, 2016, Foz do Iguaçu-PR. Anais do XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, 2016, 2016.
- Verificação Experimental dos fatores que influenciam na transferência de potência sem fios por acoplamento magnético ressonante. In: XXI Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2016), 2016, Vitória/ES. Anais do XXI Congresso Brasileiro de Automática, 2016, 2016.

- Analysis and Modeling of a Wireless Power Transmission System for Multiple Receivers. In: IEEE Latin America Transactions, (aceito para publicação).

Propostas de trabalhos futuros:

- Bancada experimental para o ensino da transferência de potência sem fios.
- Sistema de autosintonia, visando melhorar a eficiência da transmissão quando acontecem mudanças de posição.
- Implementar um dispositivo que realize a captura dos dados experimentais de maneira automatizada, para agilizar os experimentos realizados;
- Otimização da geometria dos acopladores indutivos, com a introdução de metamateriais.

Referências Bibliográficas

ABATTI, P. J.; PICHORIM S. F.; SCHNEIDER JR, B. A Method to Derive Mutual Inductance Properties Using Electric Circuit Analysis Tools, International Journal of Electrical Engineering Education, vol. 45, pp. 46-50, 2008. <https://doi.org/10.7227/IJEEE.45.1.5>

ABREU, R.L. Projeto e Implementação de um Dispositivo para Transferência de Energia Sem Fios por Modos Ressonantes Autossintonizáveis. 2017. 113 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Itajubá, 2017.

ACERO, J. et al. Analysis of the Mutual Inductance of Planar-Lumped Inductive Power Transfer Systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, New York, v.60, n.1, p. 410-420, 2013. <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2164772>

ARTEAGA, I.K. et al. Analytical sizing methodology for inductive power transfer systems. In: Proc. IEEE WORKSHOP ON CONTROL AND MODELING FOR POWER ELECTRONICS, 15., 2014, Santander. Proceedings..., Santander: IEEE, 2014, p. 1-7. <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2014.6877222>

BABIC, S.I.; SIROIS, F.; AKYEL, C. Validity Check of Mutual Inductance Formulas for Circular Filaments With Lateral and Angular Misalignments. Progress in Electromagnetics Research, Cambridge, v.8, n.1, p. 15-26, 2009. <https://doi.org/10.2528/PIERM09060105>

BEH, H.Z.Z.; COVIC, G.A.; BOYS, J.T. Investigation of magnetic couplers in bicycle kickstands for wireless charging of electric bicycles. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, New York, v.3, n.1, p. 87-100, 2014. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2325866>

BOSSHARD, R. et al. Optimized Magnetic Design for Inductive Power Transfer Coils. In: 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, EUA, 2013, p. 1812-1819. <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520541>

BUDHIA, M.; BOYS, J. T.; COVIC, G. A.; HUANG, C. Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 1, pp. 318-328, Jan. 2013. <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2179274>

BUDHIA, M.; COVIC, G.A.; BOYS, J.T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, v.26, n.11, p. 3096- 3108, 2011. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2143730>

CABRERA, F. L.; FEITOZA, R. S.; SOUSA, F. R. d. Extending the Inductor Operating Frequency for Optimally-coupled Wireless Power Transfer Systems. In: 2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave Optoelectronics Conference (IMOC). 2015. p. 1–5. <https://doi.org/10.1109/IMOC.2015.7369105>

CANNON B.L. et al. Magnetic Resonant Coupling as a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 7, pp. 1819-1825, July 2009. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2017195>

CATRYSSSE, M., HERMANS B., PUERS R., An inductive power system with integrated bi-directional data-transmission, Sensors and Actuators, A 115, pp. 221-229, 2004. <https://doi.org/10.1016/j.sna.2004.02.016>

CHANG J.H.C. et al, Packaging Study for a 512-Channel Intraocular Epiretinal Implant” in Proc. of IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, pp.1045-1048, 2013. <https://doi.org/10.1109/MEMSYS.2013.6474428>

CHEN M. et al. Inductive power transferring in Maglev using harmonic injection method, Conference APEC’04, pp. 1165-1170, 2004.

CHOI B. et al. Design and Implementation of Low-Profile Contactless Battery Charger Using Planar Printed Circuit Board Windings as Energy Transfer Device, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 1, pp. 140-147, February 2004. <https://doi.org/10.1109/TIE.2003.822039>

CM50DY-12H Mitsubishi IGBT Modules. PDF Datasheet. Disponível em: pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/MitsubishiElectricCorporation/mXuy.pdf. Acesso em: 14 de agosto de 2019.

COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Inductive Power Transfer. Proceedings of the IEEE. v. 101, n. 6, p. 1276-1289, jun. 2013b. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2013.2244536>

COVIC, G. A.; BOYS, J. T., Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications, in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 1, no. 1, pp. 28-41, March 2013a. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2013.2264473>

COVIC, G. et al, The design of contact-less energy transfer system for a people mover system, IEEE Power System Technology Conference POWERCON’00, vol.1, pp. 79-84, 2000.

COVIC, G.A. et al. A three-phase inductive power transfer system for roadway-powered vehicles. IEEE Transactions on Industrial Electronics, New York, v.54, n.6, p. 3370-3378, 2007. <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.904025>

COVIC, G.A. et al. A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 3370-3378, December 2007. <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.904025>

DESOER, C. The maximum power transfer theorem for n-ports, IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-20, no. 3, pp. 328–330, May 1973. <https://doi.org/10.1109/TCT.1973.1083664>

DISSANAYAKE, T.D. An effective transcutaneous energy transfer (TET) system for artificial hearts. 2010. 210 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade de Auckland, Auckland, Nova Zelândia, 2010.

EAN K.K. et al. Novel Band-Pass Filter Model for Multi-Receiver Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling and Power Division, Wireless and Microwave Technology Conference, 2012 IEEE 13th Annual. <https://doi.org/10.1109/WAMICON.2012.6208428>

EGHTESADI, M. Inductive power transfer to an electric vehicle - analytical model. In: IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 40., 1990, Orlando, Proceedings of the IEEE, Orlando: IEEE, 1990. p. 100–104.

ELLIOT, G.A.J., BOYS, J.T., GREEN A.W., Magnetically Coupled Systems for Power Transfer to Electric Vehicles, in Prof. of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 797-801, 1995.

ERICKSON, R. W. Fundamentals of Power Electronics, New York: Chapman and Hall, 1997. <https://doi.org/10.1007/978-1-4615-7646-4>

ERREDE, S. Inductance: Mutual Inductance and Self-Inductance, lecture notes 22. Illinois: University of Illinois at Urbana-Champaign. Relatório técnico, 2008, p. 14.

FAN7391 PDF Datasheet On Semiconductor. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/FAN7391-D.PDF> Acesso em 25 de Agosto de 2019.

FERNANDES, R.C. Elementos Magnéticos Fracamente Acoplados Para Aplicação em Transferência Indutiva de Potência: Procedimento e Critérios de Projeto, Análise de Sensibilidade e Condições de Bifurcação. 2015. 218 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade de São Paulo, 2015.

FOTOPOULOU, K.; FLYNN, B.W. Wireless Power Transfer in Loosely Coupled Links: Coil Misalignment Model. IEEE Transactions on Magnetics, New York, v.47, n.2, p. 416-430, 2011. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2093534>

GESELOWITZ, D.B.; HOANG, Q.T.N.; GAUMOND, R.P. The effects of metals on a transcutaneous energy transmission system. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, New York, v.39, n.9, p. 928-934, 1992. <https://doi.org/10.1109/10.256426>

GETPOWERPAD, Wireless chargers and wireless power products. Disponível em: <http://www.getpowerpad.com/getpowerpad-3-wireless-charger/>. Acesso em 08 Fev. 2017.

Grover, F.W. "Inductance Calculations", Ed. Dover Publications, INC, 2009.

HATA, T., OHMAE T., Position detection method using induced voltage for battery charge on autonomous electric power supply system for vehicles, Workshop on Advanced Motion Control AMC'04, pp. 187-191, Japan 2004.

HATANAKA K et al. Power transmission of a desk with a cord-free power supply, IEEE Transactions on Magnetics, vol.38, N°5, pp. 3329-3331, September 2002.
<https://doi.org/10.1109/TMAG.2002.803120>

HAUS, H. A. *Waves and Fields in Optoelectronics*, Ed. Prentice-Hall, 1984.

HAYES, J., HALL, J.T., EGAN, M.G., MURPHY, J.M.D., Full-bridge series-resonant converter supplying the SAE J-1773 EV inductive charging interface, IEEE Conference PESC'97, pp. 1913-1918, 1997.

HORY, Y. "Novel EV society based on motor/ capacitor/ wireless – Application of electric motor, supercapacitors, and wireless power transfer to enhance operation of future vehicles", Microwave Workshop Series on Innovate Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), pp. 3-8, 2012 IEEE MTT-S International. <https://doi.org/10.1109/IMWS.2012.6215827>

HUI S.Y.R., HO W.W.C., "A New Generation of Universal Contactless Battery Charging Platform for Portable Consumer Electronic Equipment", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 3, pp. 620-627, May 2005.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.846550>

HUI, S. Y. R.; ZHONG; LEE, C. K. A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 29, n. 9, p. 4500-4511, 9 set. 2014. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2249670>

ISHIDA, H.; FURUKAWA, H. Wireless power transmission through concrete using circuits resonating at utility frequency of 60 Hz. IEEE Transactions on Power Electronics, New York, v.30, n.3, p. 1220-1229, 2015.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2322876>

JIWARIYAVEJ, V. et al. Basic experimental study on effect of bentonite to efficiency of wireless power transfer using magnetic resonance coupling method. IEEE INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS AND ENERGY CONFERENCE, 33., 2011, Amsterdam, Proceedings..., Amsterdam: IEEE, 2011. p. 1-4.
<https://doi.org/10.1109/INTLEC.2011.6099772>

JOUNG, G. B., CHO B. H., An energy transmission system for an artificial heart using leakage inductance compensation of transcutaneous transformer, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 6, pp. 1013-1022, November 1998.
<https://doi.org/10.1109/63.728328>

KAMON, M.; WANG, F.; WHITE, J. Generating nearly optimally compact models from Krylov-subspace based reduced-order model, IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol 47, pp. 239–248, Apr. 2000. <https://doi.org/10.1109/82.839660>

KHAN, S. R.; PAVULURI S. K.; DESMULLIEZ, M. P. Y. Accurate Modeling of Coil Inductance for Near-Field Wireless Power Transfer, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 66, no. 9, pp. 4158-4169, Sept. 2018. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2018.2854190>

KIM, D.H.; PARK, Y.J. Optimal design of a small circular wire coil for maximum Q-factor in the MHz frequency, 2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Taipei, 2017, pp. 1-4, <https://doi.org/10.1109/WPT.2017.7953883>

KIM, K.Y. Wireless Power Transfer: Principles and Engineering Explorations. Intech, 2012. <https://doi.org/10.5772/1570>

KURS, A., Power Transfer Through Strongly Coupled Resonances. 2007. 42 f. Dissertação (Mestrado em Física) - Massachusetts Institute of Technology, EUA, 2007.

KURS, A.; KARALIS A.; MOFFATT, R.; JOANNOPOULOS, J.D.; FISHER, P.; SOLJACIC M. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances, Science, vol. 317. No 5834, pp.83–86, Jul. 2007. <https://doi.org/10.1126/science.1143254>

KUTKUT, N. et al. Design considerations and topology selection for a 120-kW IGBT converter for EV fast charging, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, N°1, pp.169-178, January 1998. <https://doi.org/10.1109/63.654972>

LAOUAMOER, R. et al. A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling, IECON 97, vol.2, pp. 792-797, 1997.

LEE S.Y. et al. A Programmable Implantable Microstimulator SoC with Wireless Telemetry: Application in Closed-Loop Endocardial Stimulation for Cardiac Pacemaker, IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 5, no. 6, pp. 511-522, December 2011. <https://doi.org/10.1109/TBCAS.2011.2177661>

LI, Pengfei; BASHIRULLAH, Rizwan. A Wireless Power Interface for Rechargeable Battery Operated Medical Implants. In: IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs, v.54, no.10, October 2007. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2007.901613>

LOPES, I.F. et al. Projeto e otimização da compensação de um transformador de núcleo separado usado para recarregar as baterias de um veículo subaquático autônomo. Revista Eletrônica de Potência, Campo Grande, v.19, n.1, p. 97-109, 2014.

LUKIC, S.M. et al. Use of inductive power transfer for electric vehicles. In: IEEE POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING, 2010, Minneapolis,

Proceedings..., Minneapolis: IEEE, 2010. p. 1-6.
<https://doi.org/10.1109/PES.2010.5589673>

MARCOS, J. S. P. B. Medição do Campo Próximo de Antenas e outras Estruturas. 2011. 112 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações e Informática), Instituto Universitário de Lisboa, 2011.

MARTINS, A.B. Carregador de baterias sem contacto para alimentação de equipamento eletrónico de transmissão de dados. 2011. 91 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores), Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa, Portugal, 2011.

MATEU, L.; MOLL, F. Review of energy harvesting techniques and applications for microelectronics. In: Proceedings of the SPIE Microtechnologies for the New Millenium, pp.359-373, 2005. <https://doi.org/10.1117/12.613046>

MCSPADDEN, J. O. Wireless Power Transmission Demonstration, Texas Space Grant Consortium. Disponível em: <http://www.tsgc.utexas.edu/tadp/1996/general/wpt.html>. Acesso em: 03 de janeiro 2019.

MILLER, J. M. et al. Demonstrating Dynamic Wireless Charging of an Electric Vehicle: The Benefit of Electrochemical Capacitor Smoothing. IEEE Power Electronics Magazine, vol.1, no.1, p. 12-24, 2014. <https://doi.org/10.1109/MPEL.2014.2300978>

MIRBOZORGI S.A. et al. A Smart Multicoil Inductively Coupled Array for Wireless Power Transmission, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 11, pp. 6061-6070, November 2014. <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2308138>

MOFFATT, R. A., Wireless Transfer of Electric Power, MIT, June 2009.

MOHAMED, A. A. S.; ALLEN, D.; YOUSSEF, T.; MOHAMMED, O. Optimal design of high frequency H-bridge inverter for wireless power transfer systems in EV applications, 2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), Florence, 2016, pp. 1-6. <https://doi.org/10.1109/EEEIC.2016.7555646>

MORADI, A.; TAHAMI, F.; POORFAKHRAEI, A. Minimum Weight Wireless Power Transfer Coil Design. Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2016), 7, Tehran, Irã, 16-18 fev. 2016. p. 571-576. <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2016.7556923>

MURAKAMI, R.; INAMORI, M.; MORIMOTO, M. Effects of Q factor on wireless power transmission by magnetic resonant coupling, 2016 IEEE International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE), Shanghai, 2016, pp. 139-143. <https://doi.org/10.1109/ICPRE.2016.7871189>

NAGENDRA, G.R.; COVIC, G.A.; BOYS, J.Y. Determining the physical size of inductive couplers for IPT EV systems. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, New York, v.2, n.3, p. 571- 583, 2014. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2302295>

NOVOTNY, L. Lecture Notes on Electromagnetic Fields and Waves. ETH Zurich, Photonics Laboratory, 09 fev 2013. Disponível em: <https://www.photonics.ethz.ch/fileadmin/user_upload/Courses/EM_FieldsAndWaves/Intro.pdf>. Acesso em: 24/01/2020.

OTA, Y. TAKURA, T.; SATO, F.; MATSUKI, H. Wireless Power Transfer by Low Coupling Electromagnetic Induction — LC booster. In: 2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications. 2012, Kyoto, p. 175-178. <https://doi.org/10.1109/IMWS.2012.6215779>

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. Design of Coils for Millimeter- and Submillimeter-Sized Biotelemetry. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, v. 51, n. 8, p. 1487-1489, 2004. <https://doi.org/10.1109/TBME.2004.827542>

PINUELA, M. et al. Maximizing DC to Load Efficiency for Inductive Power Transfer. IEEE Transactions on Power Electronics. v. 28, n. 5, p. 2437-2447, mai 2013. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2215887>

POWERBYPROXI, Proxi-Ring wireless slip ring. Disponível em <http://powerbyproxi.com/industrial-applications/proxi-ring/>. Acesso em 27 Abril 2017.

QUEIROZ, A.C.M. Cálculo de indutâncias e indutâncias mútuas pelo método de Maxwell. Semana da Eletrônica 2003, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, pp. 1-7, 2003.

RIAÑO, F.L.C. Contribuições à Otimização da Eficiência na Transferência de Energia Sem Fio Para Dispositivos Eletrônicos Miniaturizados. 2016. 136 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, 2016.

SIDDABATTULA, K. Why Not a Wire? The case for wireless power. Texas Instruments. Disponível em: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/data/downloadables/1/2/1/1/why-not-a-wire-the-case-for-wireless-power.pdf>. Acesso em: 03 jan. 2019.

SIEVENPIPER, D. F. Large aperture rectenna based on planar lens structures. United States Patent. Malibu Canyon, USA: Patent no. 7154451, 2006.

SONG, B., KRATZ R., GUROL S. Contactless inductive power system for Maglev applications, IEEE – IAS Annual Meeting, vol.3, pp. 1586-1591, 2002.

SONG, C. et al. Structure of handheld resonant magnetic coupling charger (HH-RMCC) for electric vehicle considering electromagnetic field. In: IEEE Wireless Power

Transfer Conference, 2013, Perugia. Proceedings..., Perugia: IEEE, 2011. p. 131-134.
<https://doi.org/10.1109/WPT.2013.6556900>

SOUZA, W.G. Análise Experimental da Transferência de Potência Sem Fio por Modos Ressonantes. 2016. 82 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Brasil, 2016.

SPINELI, F. On generalizations of the maximum power transfer problem, Proc. IEEE, vol. 60, no. 7, pp. 903–904, Jul. 1972. <https://doi.org/10.1109/PROC.1972.8795>

ST MICROELECTRONICS, 600 V power Schottky silicon carbide diode, STPSC2006CW. Datasheet, revisão 1, 2011.

TESLA, Nikola. Minhas invenções - A autobiografia de Nikola Tesla. Editora Unesp, 2012.

THOMAS, E. M. T; HEEBL, J. D.; GRBIC, A. Shielded Loops for Wireless Non-Radiative Power Transfer, em 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Toronto, 2010. <https://doi.org/10.1109/APS.2010.5562278>

THOMAS, E. M. T; HEEBL, J. D.; PFEIFFER, C.; GRBIC A Power Link Study of Wireless Non-Radiative Power Transfer Systems Using Resonant Shielded Loops, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 59, pp. 2125- 2136, 2012. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2012.2185295>

TSENG, R. et al. Introduction to the Alliance for Wireless Power Loosely-Coupled Wireless Power Transfer System Specification Version 1.0. In: 2013 IEEE Wireless Power Transfer Conference, 2013, Perugia, Itália. p. 79-83. <https://doi.org/10.1109/WPT.2013.6556887>

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

VALTCHEV S. et al. Resonant Contactless Energy Transfer with Improved Efficiency, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 3, pp. 685-699, March 2009. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2003188>

VILLA J.L. et al. “High-Misalignment Tolerant Compensation Topology for ICPT Systems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 945-951, February 2012. <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2161055>

WAFFENSCHMIDT, E. Wireless power for mobile devices. In: IEEE INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, 33., 2011, Amsterdam, Proceedings..., Amsterdam: IEEE, 2011. p. 1-9. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.2011.6099840>

WAFFENSCHMIDT, E.; STARING, T. Limitation of inductive power transfer for consumer applications. In: IEEE EUROPEAN CONFERENCE ON POWER

ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 13., 2009, Barcelona, Proceedings..., Barcelona: IEEE, 2009. p. 1–10.

WEAVER, R. Numerical Methods for Inductance Calculation (Coils on Polygonal Coil Forms) - Copyright 2010, 2014.

WEI, X., WANG, Z., DAI, H., A Critical Review of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. *Energies*. v.7, n.7, p.4316-4341, 2014. <https://doi.org/10.3390/en7074316>

WESTREICHER, M. et al, Efficient rectangular spiral coil simulation based on partial element equivalent circuit method using quasistationary approximation, 2013 Loughborough Antennas & Propagation Conference, 2013. <https://doi.org/10.1109/LAPC.2013.6711972>

WITRICITY, Disponível na URL <http://witricity.com/pages/technology.html>. Acesso em: 15 dezembro 2018.

WOLSKI, A. *Theory of Electromagnetic Fields*. CERN Accelerator School (CAS) 2010, In: RF for accelerators. Ebeltoft, 8-17 jun 2010. v. 7, p. 15-66, 2011. Disponível em: <<https://arxiv.org/abs/1111.4354v1>>. Acesso em: 12 de junho de 2020.

YILMAZ, G.; DEHOLLAIN, C. An efficient wireless power link for implanted biomedical devices via resonant inductive coupling. In: IEEE RADIO AND WIRELESS SYMPOSIUM, 2012, Santa Clara, Proceedings of the IEEE, Santa Clara: IEEE, 2012. p. 235-238. <https://doi.org/10.1109/RWS.2012.6175358>

YU, X. et al. Wireless Power Transfer in the Presence of Metallic Plates: Experimental Results. *AIP Advances*, New York, v.3, n.6, p. 1-9, 2013. <https://doi.org/10.1063/1.4809665>

ZHAO Y. et al. High Performance 3-Coil Wireless Power Transfer System for the 512-Electrode Epiretinal Prosthesis, in Proc. of IEEE Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, pp. 6583- 6586, 2012.