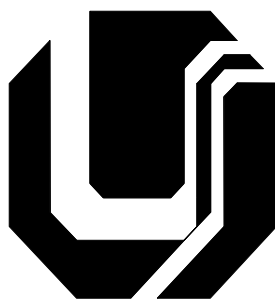


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**ANÁLISE EXPERIMENTAL DA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIOS POR
MODOS RESSONANTES**

WANBERTON GABRIEL DE SOUZA

FEVEREIRO

2016

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

**ANÁLISE EXPERIMENTAL DA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIOS POR
MODOS RESSONANTES**

Dissertação apresentada 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 Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD (UFU)

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

S729a
2016 Souza, Wanberton Gabriel de, 1983-
Análise experimental da transmissão de energia sem fios por modos
ressonantes / Wanberton Gabriel de Souza. - 2016.
81 f. : il.

Orientador: Darizon Alves de Andrade.
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia -Transmissão - Teses. 3.
Indução magnética - Teses. I. Andrade, Darizon Alves de, 1956- II.
Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

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

**ANÁLISE EXPERIMENTAL DA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIOS POR
MODOS RESSONANTES**

Dissertação apresentada por Wanberton Gabriel de Souza à Universidade Federal de Uberlândia para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica aprovada em 16/02/2016 pela Banca Examinadora:

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD (UFU) – Orientador

Prof. Adélio José de Moraes, Dr. (UFU)

Prof. Paulo Sérgio Caparelli, Dr. (UFU)

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

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha família. A meu pai *Gabriel Sicundino de Souza*, à minha mãe *Maria José de Souza*, aos meus irmãos *Gleiciene Souza Lima Reis*, *Anderson José de Souza*. Finalmente, dedico especialmente este trabalho à minha esposa *Camila Garcia Borges Souza* e ao meu filho *Cauã Gabriel 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 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 de laboratório *Roberta, Marcos, Cássio, Josemar, Luciano Coutinho 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.

por fim, mas não menos importantes, à minha esposa *Camila Garcia Borges Souza* e ao meu filho *Cauã Gabriel Garcia Souza*. Obrigado pelo amor, compreensão, disponibilidade, desprendimento, presença constante e ajuda em aproveitar as oportunidades que nos surgem.

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

RESUMO

Neste trabalho é realizado um estudo e a elaboração de um protótipo para transferência de potência sem o uso de fios. Através de um transformador com núcleo a ar e baixo fator de acoplamento, é realizada a transmissão de potência com níveis satisfatórios a partir do acoplamento magnético ressonante.

Foi feita uma revisão bibliográfica das estruturas dos sistemas utilizados para transferência de potência sem fios. É apresentada a teoria de modos acoplados que fornece a base do estudo para a transferência de potência sem fios através da ressonância. São projetados os elementos indutores com as características desejadas para a montagem do protótipo.

São analisados os fatores que influenciam na eficiência da transmissão e recepção, visando melhorar o desempenho do sistema. Os sistemas desse tipo podem ter inúmeras aplicações futuras, tais como recarga de dispositivos portáteis, aplicações em equipamentos para diagnóstico médico ou implantes, e também nos veículos elétricos.

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

ABSTRACT

This work is performed a study and the development of a prototype for power transfer without the use of wires. Through an air core transformer with low coupling factor and, power transmission is performed with the satisfactory level from the resonant magnetic coupling.

A literature review was made of the systems of structures used for wireless power transfer. The theory of coupled modes that provides the basis for the study of wireless power transfer by resonance is presented. Inductive element having the desired characteristics for the assembly of the prototype are designed.

The factors that influence the efficiency of the transmission and reception are analyzed in order to improve system performance. Such systems can have numerous future applications, such as recharge portable devices, applications in medical diagnostic equipment or implants, as well as in electric vehicles.

Keywords: Wireless power transmission, power transfer without contact, magnetic induction, resonant inductive coupling.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Esquema representativo da transmissão via radiação eletromagnética. [5] .	16
Figura 2 - Esquema representando o acoplamento indutivo ressonante. [6].....	17
Figura 3 - Sistema de WPT demonstrando o desalinhamento entre os indutores [11]....	20
Figura 4 - Topologias básicas de compensação. (a) SS. (b) SP. (c) PS. (d) PP. [11]...	21
Figura 5 - Esquema da topologia de compensação SPS. [11].	21
Figura 6 - Sistema WPT para VE em movimento [14].....	23
Figura 7 - Modelo de circuito equivalente de um sistema WPT [24].....	25
Figura 8 - Sistema de múltiplos pequenos receptores[26].....	26
Figura 9 - Circuito RLC representativo para WPT	30
Figura 10 - Circuito LC	32
Figura 11 - Circuito LC com perdas.....	34
Figura 12 - Circuito Ressonante com excitação externa.	35
Figura 13 - Ressonadores acoplados.....	35
Figura 14 - Esquema de transferência de energia sem fios.	38
Figura 15 - Circuito RLC paralelo equivalente	48
Figura 16 - Comportamento da eficiência com a variação da frequência.....	49
Figura 17 - Ilustração do efeito <i>skin</i> em um fio.....	52
Figura 18 - Parâmetros de uma bobina espiral plana [49].....	53
Figura 19 - Bobina Espiral para cálculo do comprimento	54
Figura 20 - Circuito Emissor WPT	56
Figura 21 - Circuito Receptor	56
Figura 22 - Acoplamento mútuo entre anéis circulares[51].	57
Figura 23 - Relação teórica entre a indutância mútua e a distância.....	59
Figura 24 - Relação teórica entre o fator de acoplamento e a distância.	60
Figura 25 - Eficiência simulada em relação à distância entre as bobinas	61
Figura 26 - Indutância medida da bobina emissora.....	62
Figura 27 - Resistência medida da bobina emissora.....	62
Figura 28 - Indutância medida da bobina receptora	63
Figura 29 - Resistência medida da bobina receptora.	63
Figura 30 - Circuito montado para calcular a indutância mútua.	65
Figura 31 - Tensões emissor receptor à distância de 5 cm.....	67
Figura 32 - Tensões emissor receptor à distância de 10 cm	67
Figura 33 - Tensões emissor receptor à distância de 15 cm	67
Figura 34 - Resultados experimentais para a distância de 5 cm.	68
Figura 35 - Resultados experimentais para a distância de 10 cm.	68
Figura 36 - Resultados experimentais para a distância de 15 cm.	69
Figura 37 - Variação da eficiência de transmissão em relação à distância.	69
Figura 38 - Resultados experimentais para a frequência de 23.6 kHz.	70
Figura 39 - Resultados experimentais para a frequência de 24.9 kHz.	71
Figura 40 - Resultados experimentais para a frequência de 21.8 kHz.	71
Figura 41 - Resultados experimentais para a frequência de 19.7 kHz.	71

Figura 42 - Variação da eficiência de transmissão em relação à frequência.....	72
Figura 43 - Ensaio com lâmpada de LED.....	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Características das bobinas para determinação da indutância mútua teórica.....	58
Tabela 2 - Comparativo dos parâmetros das bobinas medidos e calculados.....	64
Tabela 3 - Valores medidos da indutância mútua e fator de acoplamento.	66
Tabela 4 - Variação da tensão induzida em relação à distância.	68

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

WPT- Wirelles Power Transmission

MIT- Massachusetts Institute of Technology

RFID- Radio-Frequency Identification

SAE- Society of Automotive Engineers

VE- Veículo Elétrico

SS- Série-Série

SP- Série-Paralelo

PS- Paralelo-Série

PP- Paralelo-Paralelo

SPS- Série-Paralelo-Série

C- Capacitor

L- Indutor

R- Resistor

M- Indutância Mútua

k- Fator de Acoplamento

REPV- Roadway Powered Electric Vehicle

MAGLEV- Magnetic Levitation

RF- Rádio Frequência

d_{cp} - Distância de campo próximo

c- Velocidade de propagação da luz no vácuo

f- Frequência

OMS- Organização Mundial da Saúde

CMT- Coupled Mode Theory

ω - Frequência angular

ϕ - Fluxo magnético

Γ - Taxa de perdas

Z - Impedância

X_L - Reatância Indutiva

X_C - Reatância Capacitiva

B - Densidade de fluxo magnético

H - Intensidade do campo magnético

J - Densidade de corrente

SI- Sistema Internacional de Unidades

η - Rendimento

Sumário

DEDICATÓRIA.....	III
AGRADECIMENTOS	IV
RESUMO	V
ABSTRACT	VI
LISTA DE FIGURAS	VII
LISTA DE TABELAS	IX
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS.....	X
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.....	16
1.3- Motivação e Objetivos	17
1.4- Organização do trabalho	18
2- Revisão do Estado da arte	19
2.1- Aplicações em veículos Elétricos	19
2.2 Aplicações para dispositivos portáteis	24
2.3 Aplicações em dispositivos biomédicos	26
2.4 Exposição aos Campos Eletromagnéticos Resultantes de WPT	28
3- Fundamentos Teóricos.....	30
3.1- Ressonância.....	31
3.2 - Teoria dos modos acoplados.....	31
3.2.1 Acoplamento de dois circuitos ressonantes sem perdas	35
3.2.2 - Modelo do sistema de transferência de energia sem fio completo	38
3.3 Análise do modelo de WPT	39
3.4 Eficiência	47
3.6 Síntese.....	49
4- Funcionamento e Cálculos globais do sistema	51
4.1 Efeito Skin.....	51
4.2- Projeto dos Indutores.....	52
4.3- Circuito Ressonante do emissor.....	55
4.4- Circuito do Receptor	56

4.5- Determinação da Indutância Mútua	57
4.7- Determinação do Fator de Acoplamento	59
4.8 Eficiência	60
Capítulo 5 – Resultados	62
5.1-Indutância mútua e fator de acoplamento.....	65
5.2- Eficiência com alteração da distância.....	66
5.3- Eficiência com alteração da frequência	70
Capítulo 6 – Conclusão e trabalhos futuros.....	74
Referências Bibliográficas	76

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 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. 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 [1]. 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 desenvolvimento dos veículos elétricos, esta área passou a atrair nova visibilidade. E a partir dos resultados apresentados em dois estudos efetuados no MIT, onde obtiveram uma eficiência considerada satisfatória na transmissão de potência sem fios, se contribuiu com a sustentação teórica para o modelo de WPT [2] [3].

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 à 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 microondas quanto de outros tipos.

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 a ordem de algumas dezenas de kW com uma eficiência próxima de 85%. A tecnologia utilizada consistia em microondas (alta frequência) para transmissão e um tipo especial de antena que transforma microondas em energia elétrica para a recepção da energia, chamada de *rectenna* [4]. A Figura 1 apresenta o esquema dessa transmissão.

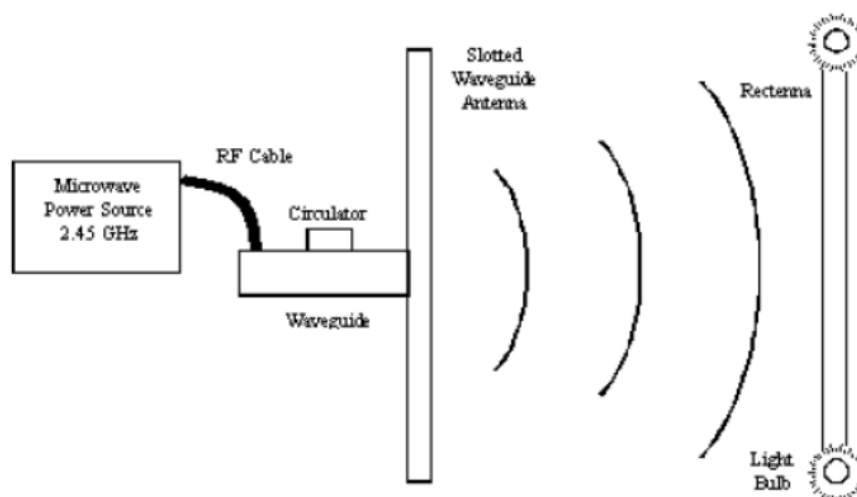


Figura 1 - Esquema representativo da transmissão via radiação eletromagnética. [5]

Apesar da eficiência da transmissão, o custo para realizar a transmissão é muito alto, devido aos equipamentos utilizados, o que torna o sistema comercialmente inviável.

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.

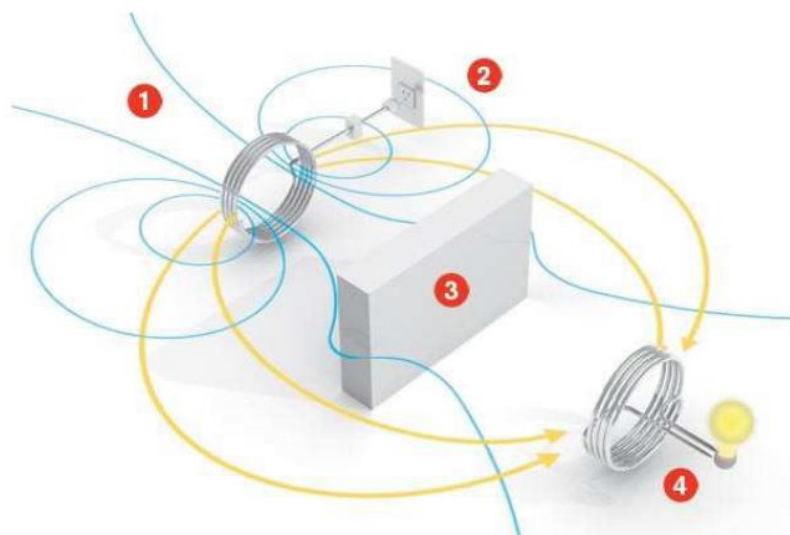


Figura 2 - Esquema representando o acoplamento indutivo ressonante. [6]

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. É este tipo de acoplamento que será analisado.

1.3- 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 em caso de possibilidade de recarga. Estas limitações impulsionam o desenvolvimento da tecnologia de transmissão de energia sem fios.

Esta dissertação tem como objetivo analisar e compreender a teoria de acoplamento ressonante entre duas bobinas, bem como dos parâmetros importantes para a eficiência da utilização deste método como forma de transmissão de energia. Propõe-se a construção de um sistema de transmissão de energia elétrica e verificar sua eficiência com a possibilidade de recarregar um dispositivo portátil de baixa potência.

1.4- Organização do trabalho

Esta dissertação é constituída por 6 capítulos.

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

No capítulo 2 é apresentada uma revisão sobre o estado da arte da Transmissão de Potência Sem Fios.

O capítulo 3 apresenta os fundamentos teóricos a respeito do acoplamento magnético ressonante e o princípio de funcionamento da WPT.

O capítulo 4 apresenta o projeto do sistema de WPT para a construção do protótipo, verificando a eficiência através dos fundamentos apresentados.

No capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos no protótipo produzido e comparam-se com os projetados.

O capítulo 6 é dedicado a exposição de conclusões e trabalhos futuros.

2- Revisão do Estado da arte

Neste capítulo será descrito o estado da arte no que diz respeito à transmissão de potência sem fios. 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*). Serão analisados alguns tópicos com estas aplicações que são relevantes para esse trabalho.

2.1- 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.

a) 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 em [7] 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.

Em [8] os autores apresentam 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 carregadores e o processo de carregamento das baterias inicia automaticamente sem intervenção humana.

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.

Com outras exigências, por causa da potência a ser fornecida, trabalham os autores de [9]. 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. Em [10] através de um sistema similar de recarga rápida, mas com a utilização de supercapacitores é 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 em [9]. A Figura 1 dá uma ideia do procedimento enfatizando a necessidade de posicionamento preciso para melhor rendimento.

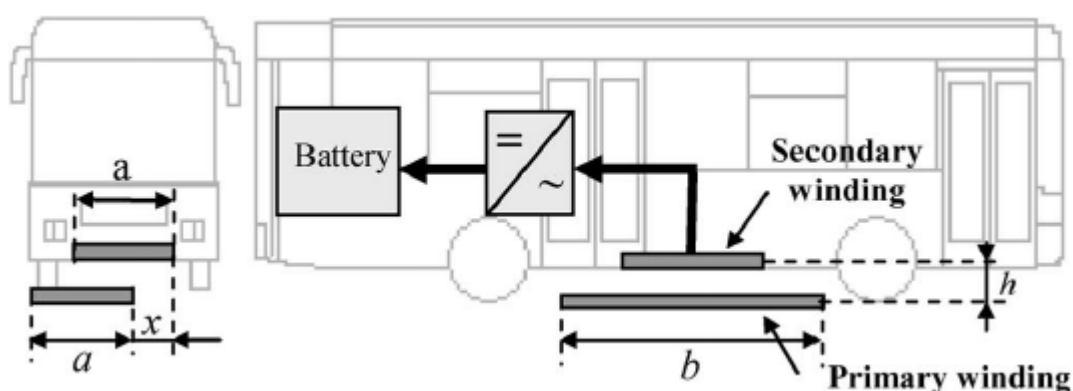


Figura 3 - Sistema de WPT demonstrando o desalinhamento entre os indutores [11].

Por causa desse alinhamento preciso, em [11] é apresentado um estudo de comportamento das quatro topologias de compensação básicas (SS, SP, PS e PP) e propõe uma nova topologia apresentando melhor compensação. As topologias básicas são ilustradas na Figura 2.

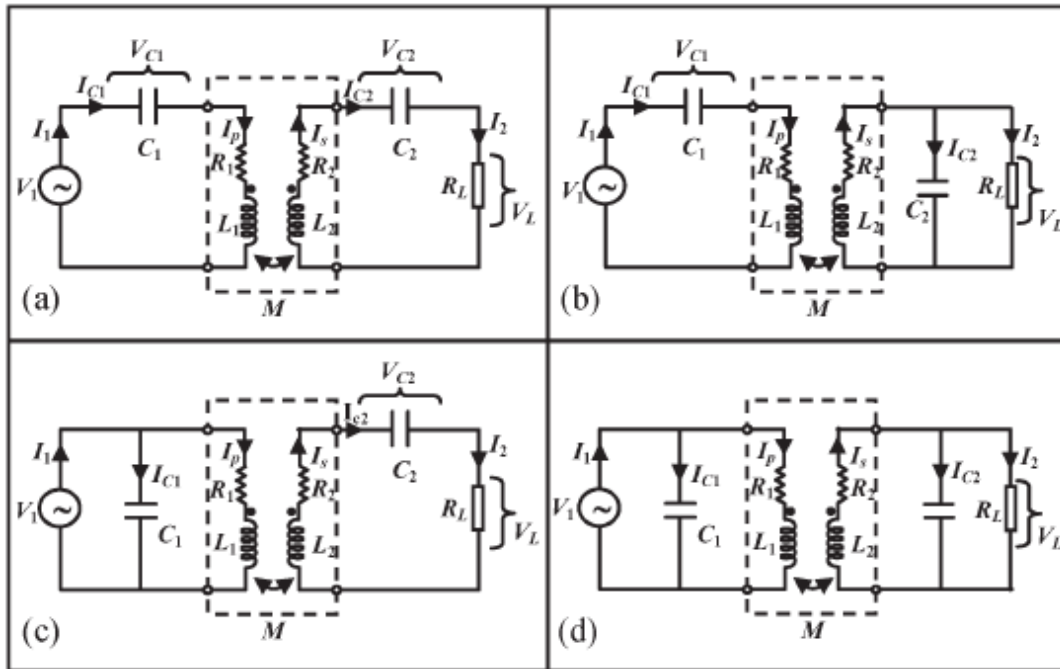


Figura 4 - Topologias básicas de compensação. (a) SS. (b) SP. (c) PS. (d) PP. [11].

Após a demonstração das qualidades e deficiências de cada uma dessas topologias os autores de [11] propõem implementar a topologia mista SPS conforme ilustrado na Figura 5. A topologia SPS apresenta uma melhora de cerca de 30% no acoplamento, com os dispositivos emissor e receptor desalinhados, aprimorando a eficiência da transferência de potência.

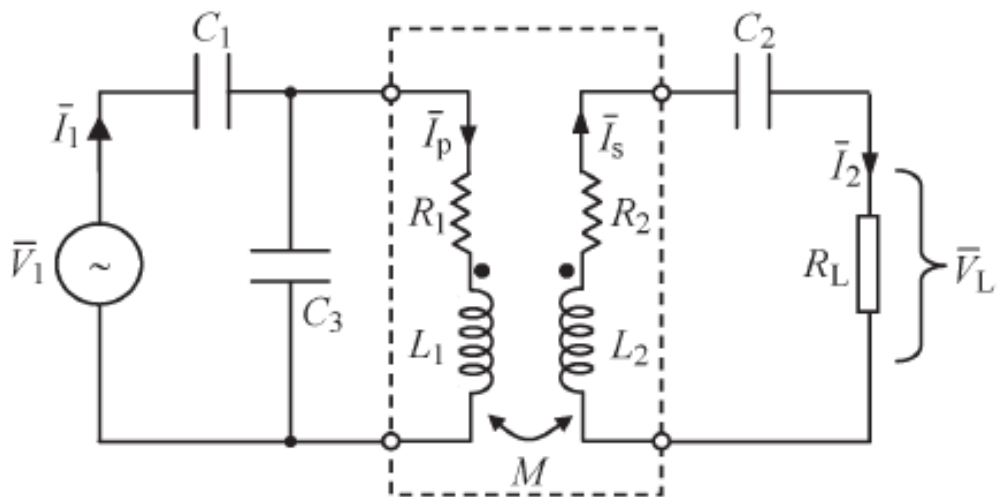


Figura 5 - Esquema da topologia de compensação SPS. [11].

Outro sistema de compensação é proposto por [12], 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.

Em [13] são descritas 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.

b) 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 [14] tem a energia reposta utilizando WPT com o veículo em movimento, como é observado na Figura 6.



Figura 6 - Sistema WPT para VE em movimento [14].

Em [15] se tem uma abordagem analítica desse tipo de veículo e através de um protótipo é feito a análise de desempenho do sistema. Para melhorar o aproveitamento desse sistema, [16] 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.

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 os autores de [17] 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. Em [18] é proposto um *pick-up* exclusivo para manter a potência necessária para a composição que também é operado em altas frequências.

2.2 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.

Em [19] os autores 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, em [20] é feito uma base maior, no tamanho da mesa com vários indutores, para que em qualquer lugar dessa base a eficiência seja em torno de 85%. Os autores de [21] 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 em [22]. É feito o equacionamento e a comparação do sistema com o acoplamento ideal do transformador de forma a verificar os efeitos das alterações de cada parâmetro. Os autores de [23] demonstram as limitações do sistema de WPT devido aos componentes ressonantes e a impedância da carga e abordando a proposta para distâncias consideráveis.

Os autores de [24] propõem um modelo de circuito equivalente para o sistema de WPT conforme ilustrado na Figura 7 e através da análise por elementos finitos verificam os resultados e comparam as diferentes geometrias das bobinas para uma eficiência satisfatória.

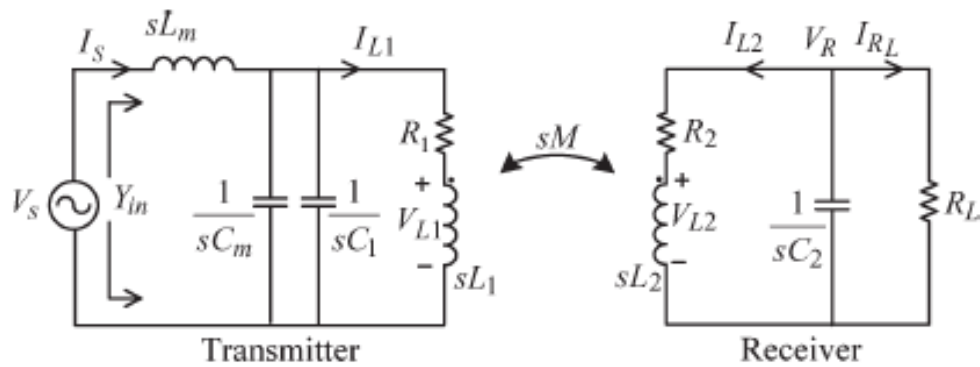


Figura 7 - Modelo de circuito equivalente de um sistema WPT [24].

Em [25] 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 [26], o sistema fracamente acoplado é organizado de acordo com a Figura 8, 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.

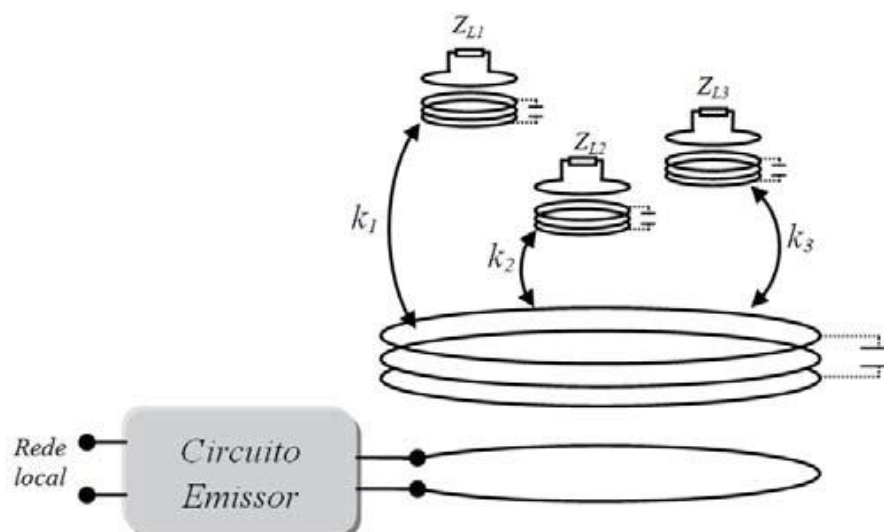


Figura 8 - Sistema de múltiplos pequenos receptores[26]

É demonstrado ainda o problema da recepção múltipla por causa da alteração da frequência de ressonância devido as capacitância parasita e à indutância mútua dos receptores. Em [27] 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 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 [28].

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 [29].

Um sistema para dispositivos de monitoração e estimulação é proposto em [30]. 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. Em [28], [31] e [32] o circuito emissor é constituído de um gerador RF e circuito amplificador.

As questões da confiabilidade e da biocompatibilidade são levantadas e discutidas em [34]. Em [34] os autores analisam a transferência de energia através de bobinas planas com o auxílio de discos magnéticos. Esta solução tem como objetivo operar em sistemas telemétricos para implantes oculares.

O sistema proposto por [35] 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, em [36] os autores relatam a alimentação de um implante ocular, onde o meio é basicamente uma solução aquosa. Em [37] que se trata de um implante coclear, a composição do meio é de tecidos como cartilagem e pele. E em [29] a alimentação de um marca-passo requer a transferência de potência através de pele, músculos e ossos. Em todos os 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 Exposição aos Campos Eletromagnéticos Resultantes de WPT

Muitas outras aplicações biomédicas tornar-se-ão plausíveis com o avanço da tecnologia de WPT, conforme discute amplamente [38]. Mas existe também a preocupação com a exposição aos campos eletromagnéticos resultantes de WPT.

O trabalho de [39] chama a atenção para o fato de que as propriedades do campo eletromagnético resultantes da tecnologia de WPT são bem descritas pelo que se chama “campos próximos”. Campos próximos e campos distantes são definições relacionadas às regiões resultantes da existência de campos eletromagnéticos variantes no tempo ao redor de uma fonte. Dentro de cada região existem interações diferentes entre campo elétrico e campo magnético. Para longas distâncias a partir da fonte, tem-se a definição de radiação eletromagnética, para a qual se diz que o vetor campo elétrico e o vetor campo magnético são ortogonais entre si e ortogonais à direção de propagação da onda.

Enquanto a região de alcance do conversor de WPT é inferior à distância que separa campos próximos de campos distantes, pode-se afirmar que o campo eletromagnético envolvido na transferência de potência é de natureza não ionizante. Se a região de campo próximo (d_{cp}) estende-se até a fronteira dada por $d_{cp} = c/(2\pi f_0)$ a partir do circuito emissor, onde a constante c refere-se à velocidade de propagação da onda eletromagnética no vácuo, para a frequência de 1 MHz diz-se que o campo eletromagnético é de natureza não-ionizante até aproximadamente 48 m a partir da fonte. Dentro desta região, autores como os de [39] têm afirmado que não são consideráveis os efeitos da interação do campo eletromagnético com a matéria orgânica.

Observa-se, entretanto que d_{cp} está a menos de 5 m para conversores que operam a frequências por volta de 10 MHz, como propõem [28] e [40]. Assim, é possível que existam interações imediatamente danosas à saúde humana para aqueles indivíduos posicionados a distâncias maiores que d_{cp} , se a intensidade do campo eletromagnético for suficiente para tais interações.

A análise de [41] para os resultados experimentais de [40] ressalta que a intensidade do campo elétrico, 210 V/m, está 7,5 vezes acima do limite dado pelo órgão regulador norte-americano, *ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing*

Radiation Protection), para exposição de seres humanos. A intensidade de campo magnético, 1 A/m, é 14 vezes superior ao limite. Nota-se então, que mesmo na região de campo próximo, há que se observar a possibilidade de danos a saúde.

Existem normas a serem seguidas e princípios de certificação de produtos que limitam campos elétricos e magnéticos a valores que, sabidamente, não apresentam riscos biológicos. Os principais padrões internacionais são *IEEE C95.1* 2005, *ICNIRP* 1998 (0 Hz a 300 GHz) e *ICNIRP* 2010 (0 Hz a 100 kHz) e usualmente são tomados como referência. No Brasil, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) regula esses limites através da Lei 11.934/2009 e pela Resolução 303/2002, com base nas diretrizes da ICNIRP, recomendadas pela OMS.

Para os conversores operando a frequências inferiores a 100 kHz, mesmo com potências de dezenas de kW, os resultados experimentais têm demonstrado atendimento aos níveis máximos [42], [43]. Idem para frequências da ordem de MHz, porém potências inferiores a 1 W [28],[31],[44].

A exposição de seres humanos a campos eletromagnéticos é um tema controverso e não há conclusão definitiva acerca dos limites de segurança.

3- Fundamentos Teóricos

O transformador elétrico é o exemplo mais simples de WPT. Os circuitos do primário e secundário de um transformador não estão diretamente conectados. A transferência de energia acontece através do acoplamento eletromagnético por meio de um processo conhecido como indução mútua. Um benefício adicional é a capacidade de alterar a tensão do secundário, quer para cima ou para baixo. A principal desvantagem da indução mútua é o curto alcance. Geralmente estão conectados magneticamente através de núcleos de ferro ou outro material.

No caso da WPT, a distância entre emissor e receptor deve ser maior, e por isso o transformador com núcleo de ar seria a primeira opção. Mas ao analisar o enlace magnético de um transformador deste tipo, é demonstrado que o coeficiente de acoplamento é pequeno, com impactos na eficiência da transmissão.

Pela necessidade de melhorar esse acoplamento, é analisado o campo magnético variável no tempo, não radiante, em vez de ondas eletromagnéticas radiantes. Para isso, são utilizados dois sistemas ressonantes, um emissor e outro receptor, sintonizados em uma mesma frequência, através de dois circuitos RLC paralelo, conforme Figura 9.

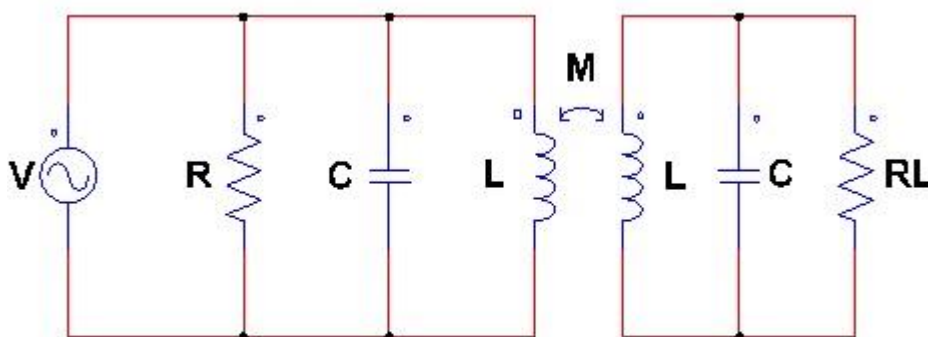


Figura 9 - Circuito RLC representativo para WPT

A forte interação necessária, entre o emissor e o receptor, é dada pela natureza ressonante do processo, de forma a garantir a máxima transferência de energia entre os dois sistemas e a mínima interação com o ambiente envolvente.

3.1- Ressonância

Em física, ressonância é a tendência de um sistema a oscilar com máxima amplitude em determinada frequência, conhecida como frequência ressonante ou frequência natural do sistema. Nessa frequência, até mesmo forças periódicas pequenas podem produzir vibrações de grande amplitude, pois o sistema armazena energia vibracional.

A maioria dos sistemas tem uma frequência natural de oscilação, o exemplo mais conhecido é o da taça de cristal que quebra por causa da vibração sonora. Se o som atinge a frequência natural de oscilação da taça, e o faz continuamente, a taça devido à ressonância vibra e pode quebrar.

Os sistemas podem possuir múltiplas e distintas frequências de ressonância e esse fenômeno ocorre com todos os tipos de vibrações ou ondas; mecânicas (acústicas), eletromagnéticas, e funções de onda quântica. Sistemas ressonantes podem ser usados para gerar vibrações de uma frequência específica, ou para obter frequências específicas de uma vibração complexa contendo muitas frequências.

O conceito de ressonância é aplicado em várias áreas da ciência e engenharia. Sem a ressonância não existiria o rádio e a televisão. É o fenômeno que permite a seleção de frequências em redes de comunicação. Em circuitos elétricos, a ressonância ocorre em qualquer circuito que tenha ao menos um indutor e um capacitor.

No caso particular da transmissão de energia elétrica sem o uso de qualquer cabo, nem suporte de qualquer material ferromagnético, a energia é adicionada ao sistema ressonante emissor, que transfere sua energia através do acoplamento magnético pelo princípio da ressonância para o receptor.

3.2 - Teoria dos modos acoplados

O acoplamento entre as bobinas emissora e receptora é descrito pela teoria de modos acoplados ou CMT (*Coupled Mode Theory*) [4], que mostra a possibilidade de transferência de energia entre dois objetos ressonantes. Para demonstração, é

desenvolvida a modelagem matemática a partir de um circuito LC ideal, sem perdas, como o ilustrado na Figura 10.

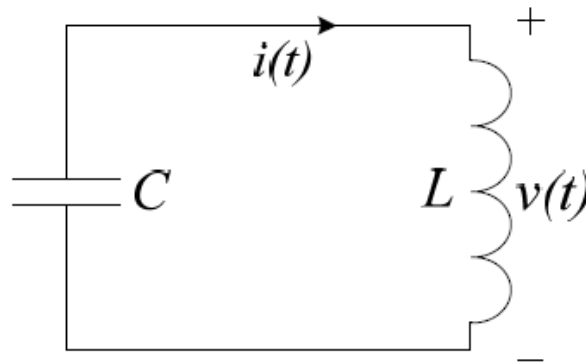


Figura 10 - Circuito LC

A partir deste circuito, a descrição do sistema é dada pelas equações de primeira ordem abaixo:

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

$$i = -C \frac{dv}{dt}$$

Este sistema pode ser expresso por uma equação diferencial de segunda ordem:

$$\frac{d^2v}{dt^2} + \omega^2 v = 0 \quad (3.2)$$

Onde $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ é uma frequência de ressonância do circuito LC. Em vez de usar um conjunto de duas equações diferenciais de primeira ordem acopladas, são derivadas duas equações diferenciais desacopladas, definindo as variáveis complexas:

$$a_{\pm} = \sqrt{\frac{C}{2}} \left(v \pm j \sqrt{\frac{L}{C}} i \right) \quad (3.3)$$

Através de adição e subtração de (3.1), e com multiplicadores apropriados, obtém-se:

$$\frac{da_+}{dt} = j\omega a_+ \quad (3.4.a)$$

$$\frac{da_-}{dt} = j\omega a_- \quad (3.4.b)$$

Para melhor compreender o significado das amplitudes a_+ e a_- , considere a_+ e sua relação com a tensão e corrente no circuito ressonante. As soluções para (3.1), são:

$$v(t) = |V|\cos(\omega_0 t + \phi) \quad (3.5)$$

$$i(t) = \sqrt{\frac{L}{C}}|V|\sin(\omega_0 t + \phi) \quad (3.6)$$

Onde $|V|$ é a amplitude máxima da tensão no circuito LC e ϕ é a fase. Substituindo (3.5) e (3.6) em (3.3):

$$a_+ = \sqrt{\frac{C}{2}}(|V|\cos(\omega_0 t + \phi) + j|V|\sin(\omega_0 t + \phi)) = \sqrt{\frac{C}{2}}|V|e^{j\omega_0 t} \quad (3.7)$$

Portanto a_+ demonstra uma dependência do expoente $j\omega_0 t$ (que é consistente com a equação (3.4.a)). Consequentemente:

$$|a_+|^2 = \frac{C}{2}|V|^2 = W \quad (3.8)$$

Em que W representa a energia armazenada no circuito. Procedimento semelhante pode ser aplicado para a_- . A vantagem de tais transformações é a possibilidade de representar o sistema de equações diferenciais acopladas na forma de duas equações desacopladas. O modo de ressonância é completamente descrito por (3.4.a), uma vez que (3.4.b) é simplesmente o conjugado complexo de (3.4.a).

O circuito ideal LC não existe, pois sempre existirão perdas em um circuito prático. Por isso tem as equações demonstradas devem ser modificadas para inclusão destas perdas. O circuito da Figura 11 apresenta esta perda através de uma resistência R .

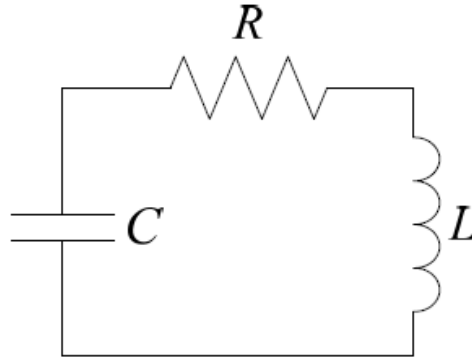


Figura 11 - Circuito LC com perdas.

Se as perdas são pequenas (como é geralmente verdadeiro nos sistemas de interesse), e utilizando os pressupostos da teoria da perturbação na equação (3.4.a), pode ser expresso na forma de (3.9).

$$\frac{da}{dt} = j\omega a - \Gamma a \quad (3.9)$$

Onde Γ é a taxa de deterioração devido a perdas do sistema. O valor dessa perda pode ser calculado a partir da análise do circuito (Figura 9), ou através da aplicação da relação entre potência e a amplitude do modo a . Em seguida, e a partir de (3.8), pode se explicar a perda como (3.10).

$$\frac{d|a|^2}{dt} = \frac{dW}{dt} = -2\Gamma W = -P_{perda} \quad (3.10)$$

Onde P_{perda} é a potência dissipada na resistência, e pode ser calculada da seguinte forma:

$$P_{perda} = \frac{1}{2} |I|^2 R = \frac{WR}{L} \quad (3.11)$$

Pode se analisar agora os efeitos da introdução de uma fonte de energia, no circuito considerado, como apresentado na Figura 12.

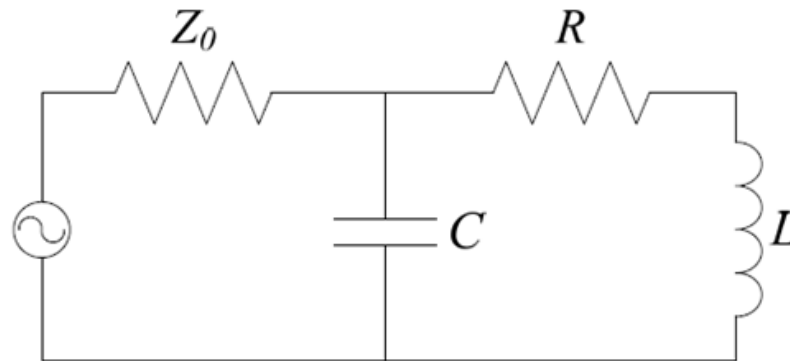


Figura 12 - Circuito Ressonante com excitação externa.

Através dessa alteração e considerando a fonte de energia genericamente com $f(t)$, temos a modificação de (3.9), para:

$$\frac{da}{dt} = j\omega a - \Gamma a + f(t) \quad (3.12)$$

3.2.1 Acoplamento de dois circuitos ressonantes sem perdas

A Figura 13 apresenta o acoplamento de dois circuitos ressonantes, sem perdas e sem fonte de energia externa.

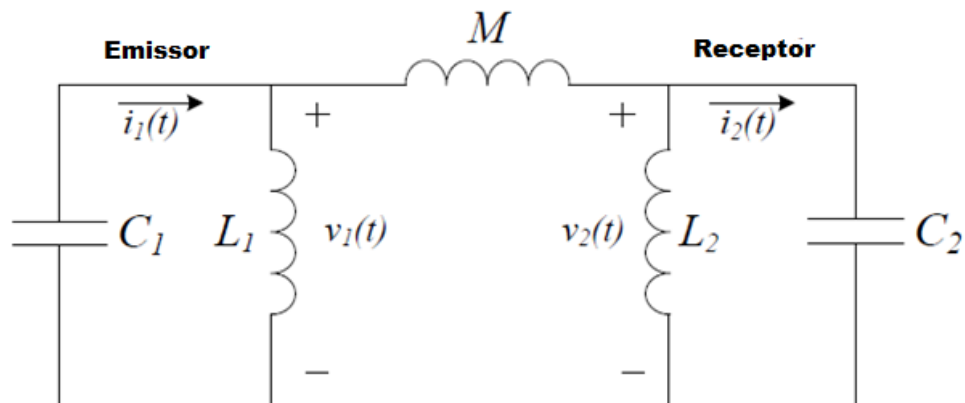


Figura 13 - Ressonadores acoplados

Suponha que a_1 e a_2 são as amplitudes de modo dos ressonadores desacoplados com frequências de ressonância ω_1 e ω_2 , respectivamente. Então se os ressonadores são acoplados através de alguma perturbação (no caso de WPT é a indutância mútua M), para o primeiro ressonador (3.4.a) pode ser expressa por:

$$\frac{da_1}{dt} = j\omega a_1 + k_{12}a_2 \quad (3.13.a)$$

Consequentemente, para o segundo ressonador (3.4.a) é transformado em:

$$\frac{da_2}{dt} = j\omega a_2 + k_{21}a_1 \quad (3.13.b)$$

Onde k_{12} e k_{21} são os coeficientes de acoplamento entre os modos. Um acoplamento fraco significa que $|k_{12}| \ll \omega_1$ e $|k_{21}| \ll \omega_2$. Da forma simples que as equações de acoplamento (3.13.a) e (3.13.b) se apresentam, os valores k_{12} e k_{21} parecem ser operadores integro-diferenciais lineares. No entanto, se o acoplamento for fraco, $|k_{12}a_2|$ é em média, pequeno em comparação com $|\omega_1 a_1|$, e o acoplamento vai afetar a evolução temporal de a_1 e a_2 , quando se estiver próximo de ω_1 e ω_2 . Essa dependência no tempo será mais ou menos próxima de $e^{j(\frac{\omega_1+\omega_2}{2})t}$. Qualquer diferenciação dessa dependência do tempo produz o fator $j[(\omega_1+\omega_2)/2]$ e adicionalmente, termos muito menores. Portanto, qualquer diferenciação envolvida no termo de acoplamento pode ser substituída por $j(\omega_1+\omega_2)/2$, e na integração por $[-2j/(\omega_1+\omega_2)]$, e k_{12} e k_{21} podem ser tratados como números complexos, em vez de operadores.

Através da lei da conservação de energia, considerando o sistema isolado, é fornecida uma condição necessária para k_{12} e k_{21} . A taxa de variação de energia é derivada de (3.13.a) e (3.13.b).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(|a_1|^2 + |a_2|^2) &= a_1 \frac{da_1^*}{dt} + a_1^* \frac{da_1}{dt} + a_2 \frac{da_2^*}{dt} + a_2^* \frac{da_2}{dt} = \\ &= a_1^* k_{12} a_2 + a_1 k_{12}^* a_2^* + a_2^* k_{21} a_1 + a_2 k_{21}^* a_1^* = 0 \end{aligned} \quad (3.14)$$

A partir de (3.14) sendo que “as amplitudes a_1 e a_2 podem ser definidas arbitrariamente” [45], os coeficientes de acoplamento devem satisfazer a seguinte condição:

$$k_{12} + k_{21}^* = 0 \quad (3.15)$$

Similar às condições necessárias, os valores exatos de k_{12} e k_{21} poderiam ser obtidos por meio de considerações de conservação de energia. A partir da equação (3.13.b), a potência transferida a partir do primeiro para o segundo ressonador através da indutância mútua M (ver Figura 11), pode ser avaliada como.

$$P_{21} = \frac{d|a_2|^2}{dt} = k_{21}a_1a_2^* + k_{21}^*a_1^*a_2 \quad (3.16)$$

Mas a partir da análise do circuito elétrico para o circuito da Figura 11, com a energia fluindo através de M , temos a expressão (3.17).

$$P_{21} = i_2 M \frac{d(i_1 - i_2)}{dt} \quad (3.17)$$

Então, com a introdução de correntes complexas $I_1(t)$, e $I_2(t)$ a expressão para a corrente $i_1(t)$ pode ser escrita como:

$$i_1(t) = \frac{1}{2} (I_1(t)e^{j\omega_1 t} + I_1^*(t)e^{-j\omega_1 t}) \quad (3.18)$$

Um procedimento similar pode ser aplicado a expressão para a corrente $i_2(t)$, e em seguida, através da substituição de ambas correntes em (3.17), a expressão da potência transferida pode ser reescrita conforme abaixo.

$$P_{21} = \frac{1}{4} (I_2(t)e^{j\omega_2 t} + I_2^*(t)e^{-j\omega_2 t}) \left(\frac{d}{dt} (I_1(t)e^{j\omega_1 t} + I_1^*(t)e^{-j\omega_1 t} - I_2(t)e^{j\omega_2 t} - I_2^*(t)e^{-j\omega_2 t}) \right) \quad (3.19)$$

Em (3.19), os termos $\left(\frac{d}{dt} I_1\right) e^{j\omega_1 t}$, são muito menores do que $j\omega I_1$, para que possam ser ignorados. Com as devidas aproximações, (3.19) pode ser modificada como (3.20).

$$P_{21} = \frac{1}{4} (j\omega_1 M I_1 I_2^* e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} - j\omega_1 M I_1^* I_2 e^{-j(\omega_1 - \omega_2)t}) \quad (3.20)$$

Em seguida, comparando (3.20) com (3.16), e definindo $a_n = \sqrt{\frac{L_n}{2}} I_n e^{j\omega_n t}$, onde $n=1,2$, o coeficiente de acoplamento pode ser derivado com (3.21).

$$k_{21} = \frac{j\omega_1 M}{2\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.21)$$

Pela equação (3.21) mostra que k_{21} é um número puramente complexo, de modo que, devido à (3.15), k_{21} pode ser derivado com (3.22).

$$k_{21} = k_{12} = jk = \frac{j\omega_1 M}{2\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.22)$$

Onde ω deve ser interpretado como média aritmética $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ ou média geométrica $\sqrt{\omega_1 \omega_2}$ de frequências de autoressonância da bobina correspondente.

3.2.2 - Modelo do sistema de transferência de energia sem fio completo

Na Figura 14, o esquema do sistema de transferência de energia sem fio é retratado. Aqui Z_G representa a impedância interna da fonte de energia e d representa a distância entre as bobinas de origem e de carga.

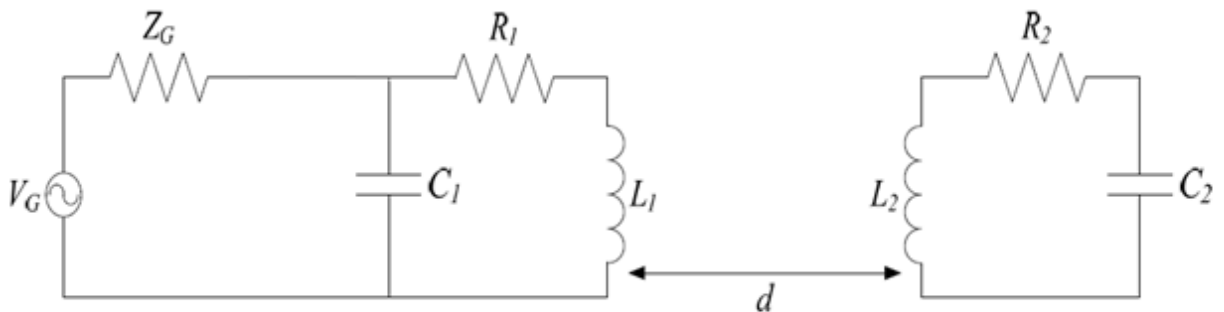


Figura 14 - Esquema de transferência de energia sem fios.

Incorporando os resultados apresentados nas seções anteriores, o modelo completo de um sistema de WPT, desenvolvido pela teoria de modos acoplados, pode ser representado por duas equações diferenciais [3][46]. As equações diferenciais referidas são:

$$\frac{d a_1(t)}{dt} = (j\omega_1 - \Gamma_1)a_1(t) + jka_2(t) + f(t) \quad (3.23)$$

$$\frac{d a_2(t)}{dt} = (j\omega_2 - \Gamma_2)a_2(t) + jka_1(t) \quad (3.24)$$

Em que $a_1(t)$ e $a_2(t)$ são definidos como $|a_i(t)|^2$ representando a energia num determinado instante, nos sistemas ressonantes 1 e 2, respectivamente do emissor e do receptor, em que ω_i e Γ_i são respectivamente a frequência de ressonância e o fator de perdas associado a cada um desses sistemas ressonantes. Adicionalmente k é o fator de acoplamento e $f(t)$ é a energia injetada na entrada do sistema.

3.3 Análise do modelo de WPT

Através das equações (3.23) e (3.24), definindo que para a função derivada ter sempre só parte real, a parte imaginária deverá ser igual a zero. No caso do emissor será:

$$j\omega_1 a_1(t) - jka_2(t) = 0$$

E para o receptor será:

$$j\omega_2 a_2(t) - jka_1(t) = 0$$

E a parte real, mantendo a mesma sequência (emissor, receptor), será:

$$-\Gamma_1 a_1(t) + f(t)$$

$$-\Gamma_2 a_2(t)$$

Esta situação implica que o somatório da energia acumulada e transferida bidireccionalmente em cada instante, seja, no limite, nula ou muito pequena, se não houver injeção continua de energia no sistema representada por $f(t)$.

Usando as transformadas de Laplace para calcular $a_1(t)$ e $a_2(t)$ teremos:

$$L\{a_1(t)\} = \frac{(L\{f(t)\} + a_1(0))(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + jka_2(0)}{(s - j\omega_1 + \Gamma_1)(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + k^2} \quad (3.25)$$

$$L\{a_2(t)\} = \frac{jk(L\{f(t)\} + a_1(0)) + (s - j\omega_1 + \Gamma_1)a_2(0)}{(s - j\omega_1 + \Gamma_1)(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + k^2} \quad (3.26)$$

Se considerar que, num determinado instante $t = 0$, $f(t)=0$, ou seja, não é fornecida qualquer energia ao sistema. E existindo uma quantidade de energia A , contida na unidade emissora, mas não existindo qualquer energia no receptor, o que implica $a_1(0) = \sqrt{A}$ e $a_2(0)=0$, então:

$$L\{a_1(t)\} = \frac{(s - j\omega_2 + \Gamma_2)\sqrt{A}}{(s - j\omega_1 + \Gamma_1)(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + k^2} \quad (3.27)$$

$$L\{a_2(t)\} = \frac{jk\sqrt{A}}{(s - j\omega_1 + \Gamma_1)(s - j\omega_2 + \Gamma_2) + k^2} \quad (3.28)$$

Passando para o domínio do tempo e assumindo que a diferença entre frequências é muito pequena e que as estruturas ressonantes são muito semelhantes, e negligenciando o efeito da carga, o que em resumo significa $\omega_1=\omega_2=\omega$ e $\Gamma_1=\Gamma_2=\Gamma$, resulta a seguinte simplificação:

$$a_1(t) = \sqrt{A} e^{-\Gamma t} e^{j\omega t} \cos(kt) \quad (3.29)$$

$$a_2(t) = \sqrt{A} e^{-\Gamma t} e^{j\omega t} j\text{sen}(kt) \quad (3.30)$$

Se a razão entre o fator de acoplamento e o fator de perdas, for grande, ou seja, $\frac{k}{r}$ for maior que a unidade, significa que existe uma razão de transferência elevada. Esta situação difere da tradicional indução magnética e da transferência por radiofrequência.

Pode então interpretar que a energia oscila entre os elementos ressonantes, do que resulta para a energia total a expressão (3.31).

$$E_t = E_1 + E_2 = |a_1(t)|^2 + |a_2(t)|^2 = Ae^{(\Gamma_1 + \Gamma_2)t} \quad (3.31)$$

Observa-se que a energia decai exponencialmente com a taxa das perdas. Contudo as perdas dependem da distância de acordo com a lei de Biot-Savart, como será visto adiante. À frequência de ressonância, considerando um circuito LC teoricamente puro, as reatâncias indutiva e capacitiva são iguais.

$$X_L = X_C \quad (3.32)$$

Como:

$$X_L = 2\pi fL \quad (3.33)$$

e

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (3.34)$$

Substituindo as equações (3.33) e (3.34) em (3.32), se tem (3.35).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.35)$$

Em que a equação (3.35) permite o cálculo da frequência de ressonância em função da indutância e da capacitância, desprezando o valor resistivo. Nas condições referidas, a corrente exterior é nula, existindo, contudo uma corrente elevada dentro do circuito tanque, por vezes conhecidas por corrente circulante interior e que não é fornecida pela fonte de tensão. A não existência de corrente no exterior do circuito implica que a sua impedância seja teoricamente infinita e que $I_L = I_C$, dentro do circuito.

A demonstração de que o circuito tem impedância infinita, resulta da expressão da impedância de duas reatâncias em paralelo, conforme (3.36).

$$\bar{Z} = \frac{\bar{X}_L \times \bar{X}_C}{\bar{X}_L + \bar{X}_C} \quad (3.36)$$

Como \bar{X}_L está em oposição ao \bar{X}_C , o denominador é zero uma vez que em módulo têm valores iguais, a mesma direção, mas sentidos opostos. Esta situação impõe que o denominador seja zero, logo implica que o valor do quociente seja infinito. Pela aplicação da lei das malhas de Kirchoff a um circuito ressonante paralelo, constituído por uma indutância e por uma capacitância, aplicando uma tensão senoidal ao circuito, o valor instantâneo desse sinal é aplicado em simultâneo aos terminais comuns da indutância e da capacitância, sendo válida a Equação (3.37).

$$V_C = V_L \quad (3.37)$$

Considerando que a energia armazenada pelo condensador, é expressa por (3.38).

$$E_C = \frac{Q \times V}{2} \quad (3.38)$$

Onde Q é a quantidade de carga e V é a diferença de potencial. E em um capacitor Q é dado por (3.39).

$$Q = C \times V \quad (3.39)$$

Substituindo a equação (3.39) na (3.38), obtêm-se (3.40).

$$E_C = \frac{C \times V^2}{2} \quad (3.40)$$

A energia armazenada na bobina é dada por:

$$E_L = \frac{L \times i^2}{2} \quad (3.41)$$

É esta energia, associada ao campo magnético que é transmitida a determinada distância. Como se trabalha com um campo magnético pulsante,

variável no tempo, o receptor captará este campo magnético e transforma-o de novo em energia elétrica.

Por causa do circuito ressonante, o fluxo está confinado a distâncias relativamente curtas, sendo, por princípio, pequena a energia perdida por radiação. Por outro lado, uma vez que o campo magnético é não direcional, não é necessário nenhum dispositivo de orientação do sistema de captação do receptor, mas esta situação também implica algumas perdas por dispersão.

Oersted verificou que uma corrente elétrica ao percorrer um condutor cria um campo magnético à sua volta. Através da aplicação da Lei de Biot-Savart, demonstra-se que a intensidade do vetor campo magnético num ponto qualquer do espaço P, a uma distância r , criado pela corrente elétrica i , que circula num condutor de comprimento infinito é dado pela equação (3.42).

$$B = \frac{\mu_0 i}{2\pi r} \quad (3.42)$$

Em que $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ é a permeabilidade magnética no vácuo. Constata-se da expressão (3.42) que a intensidade do campo magnético é diretamente proporcional à corrente elétrica que atravessa o condutor e inversamente proporcional à distância. Particularmente para um condutor de comprimento l , mantendo as variáveis anteriores, o campo magnético é neste caso dado pela expressão (3.43).

$$B = \frac{\mu_0 i l}{2\pi r(4r^2 + L^2)^{1/2}} \quad (3.43)$$

A equação de Maxwell que relaciona o campo magnético com a densidade de corrente que o produz é dada pela equação (3.44).

$$\oint_C H dl = \oint_S J da \quad (3.44)$$

Sendo que, H representa a intensidade do campo magnético, e J é a densidade de corrente. Por outro lado, sabe-se que o fluxo magnético que atravessa uma superfície normal à sua direção, é dado pela equação (3.45).

$$\Phi = \oint_S B da \quad (3.45)$$

Onde Φ representa o fluxo magnético, no SI em Weber (Wb) e B representa a densidade do fluxo magnético. É este fluxo magnético que ao atravessar a bobina receptora irá criar uma corrente induzida com a mesma frequência do circuito emissor.

Nesta altura é importante a introdução do conceito de coeficiente de autoindução, uma vez que ele nos permite relacionar à corrente que atravessa um determinado circuito com o fluxo por ela criado.

Supondo que o circuito emissor é percorrido por uma corrente I_e , e que estabelece em todos os pontos do espaço de uma superfície S_e (bobina emissora) um campo $\overline{B_e}$. O fluxo Φ_{ee} será o fluxo de $\overline{B_e}$ que atravessa a superfície S_e e será dado pela seguinte expressão:

$$\Phi_{ee} = \iint_e \overline{B} \cdot \hat{n} dS_e \quad (3.46)$$

E por Φ_{er} o fluxo de $\overline{B_e}$ que atravessa a superfície S_r (bobina receptora) sendo dado pela seguinte expressão:

$$\Phi_{er} = \iint_e \overline{B} \cdot \hat{n} dS_r \quad (3.47)$$

O vetor \hat{n} é o vetor normal a cada uma das superfícies. Temos também os coeficientes:

$$L_{ee} = \frac{\Phi_{ee}}{I_e} \quad (3.48)$$

$$L_{er} = \frac{\Phi_{er}}{I_e} \quad (3.49)$$

Sendo (3.48) designado por coeficiente de autoindução do circuito emissor, e (3.49) de coeficiente de indução do circuito receptor devido ao circuito emissor. Assumindo que o circuito receptor é percorrido por uma corrente I_r podemos definir de forma análoga os coeficientes:

$$L_{rr} = \frac{\Phi_{rr}}{I_r} \quad (3.50)$$

e

$$L_{re} = \frac{\Phi_{re}}{I_r} \quad (3.51)$$

Como sendo de igual modo, (3.50) é o coeficiente de autoindução do circuito receptor e (3.51) é o coeficiente de indução do circuito emissor devido ao receptor. O fluxo total originário da bobina emissora Φ_e é dado por (3.52)

$$\Phi_e = L_{ee}I_e + L_{er}I_r \quad (3.52)$$

Do mesmo modo o fluxo total para a bobina receptora Φ_r é fornecido através de (3.53).

$$\Phi_r = L_{rr}I_r + L_{re}I_e \quad (3.53)$$

Destas equações observa-se que só parte das linhas de força atravessam ambas as bobinas, e que são responsáveis pelo fluxo de ligação magnético que é designado como a indutância mútua M .

Considerando que $M = L_{er} = L_{re}$, é assumido que toda a energia disponível será transferida do emissor para o receptor o que raramente é verdade. A energia do circuito emissor só é totalmente transferida para o receptor se as sintonias forem iguais, o que pelo efeito do acoplamento não se consegue verificar totalmente, porque sempre surgirão escorregamentos de frequência, em boa parte devido à reflexão de impedâncias.

Como a corrente I_e é variante no tempo, assim como a corrente que circula no enrolamento emissor, se originará uma F.E.M. num enrolamento receptor E_r dado pela seguinte expressão:

$$E_r = L_2 \frac{dI_r}{dt} \pm M \frac{dI_e}{dt} \quad (3.54)$$

Verifica-se através desta expressão que a F.E.M. é proporcional à variação da corrente do enrolamento emissor. A constante de proporcionalidade M é derivada da Equação (3.22) e geralmente é expressa através de (3.55) considerando uma ligação magnética perfeita.

$$M = k\sqrt{L_e L_r} \quad (3.55)$$

Onde L_e e L_r são respectivamente as autoindutâncias dos enrolamentos emissor e receptor, e a constante de proporcionalidade k é designada por coeficiente de acoplamento ou fator de acoplamento. Se todas as linhas de força do campo atravessam o enrolamento do receptor, o fator de acoplamento é 1. E ao contrário, se nenhuma linha de força atravessa o enrolamento secundário, então o k é igual a zero, logo o coeficiente de acoplamento varia entre zero e um.

O coeficiente de acoplamento representa também a razão entre o fluxo magnético que atravessa a bobina receptora e o fluxo total originário na bobina emissora. Naturalmente quanto maior for o campo magnético criado pela bobina emissora, maior será a tensão induzida na bobina receptora, dependendo do maior ou menor afastamento entre as duas bobinas.

Outro conceito importante é o fator de qualidade que representa do ponto de vista físico a razão entre a energia armazenada e a energia dissipada em cada ciclo de funcionamento. No que se refere a uma bobina, o fator de qualidade Q é calculado através da expressão (3.56).

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad (3.56)$$

Em que R_s , representa o valor da resistência em série com a bobina. Em relação ao capacitor o cálculo pode ser efetuado pela equação (3.57).

$$Q = \omega C R_p \quad (3.57)$$

Neste caso o valor de R_p representa a resistência em paralelo com o condensador. Associado ao fator de qualidade de um circuito RLC que é calculado pelo quociente entre a impedância total e a resistência ohmica pura do circuito, existe o coeficiente de acoplamento crítico, representado por (3.58).

$$k_0 = \frac{1}{Q_0} \quad (3.58)$$

Tendo como base este conceito, existem três níveis de acoplamento o que implica três regimes diferentes de funcionamento, subcrítico, crítico e supercrítico. No acoplamento subcrítico, o valor de k está compreendido entre:

$$0 < k < k_0 \quad (3.59)$$

Esta situação implica que a tensão de saída é reduzida, uma vez que sendo k muito pequeno implica que M também o seja, o que pode ser verificado diretamente pela equação (3.55). Este tipo de acoplamento tem um só máximo que se verifica na frequência de ressonância.

No acoplamento crítico, que ocorre quando $k = k_0$, tem também um só máximo, que é a frequência de ressonância, mas de amplitude inferior ao do acoplamento subcrítico. Neste caso, existe um mínimo de perdas, mas é difícil conseguir uma estabilidade de funcionamento, tornando-se muito instável.

O acoplamento supercrítico obedece a seguinte condição:

$$k_0 < k < 1 \quad (3.60)$$

Verifica-se que a resposta em frequência possui dois máximos, equidistantes da frequência de ressonância, dadas pelas equações (3.61) e (3.62).

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} \quad (3.61)$$

e

$$f_2 = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} \quad (3.62)$$

3.4 Eficiência

A eficiência genérica de um sistema de transmissão de energia sem fio, pode ser definido pela equação:

$$\eta = \frac{P_{\text{recebida}}}{P_{\text{transmitida}}} \quad (3.63)$$

A máxima transferência de potência que pode ser fornecida a um dispositivo ocorre quando se dá o chamado casamento de impedâncias. O circuito equivalente para WPT a partir de um circuito RLC paralelo real, é ilustrado na Figura 15.

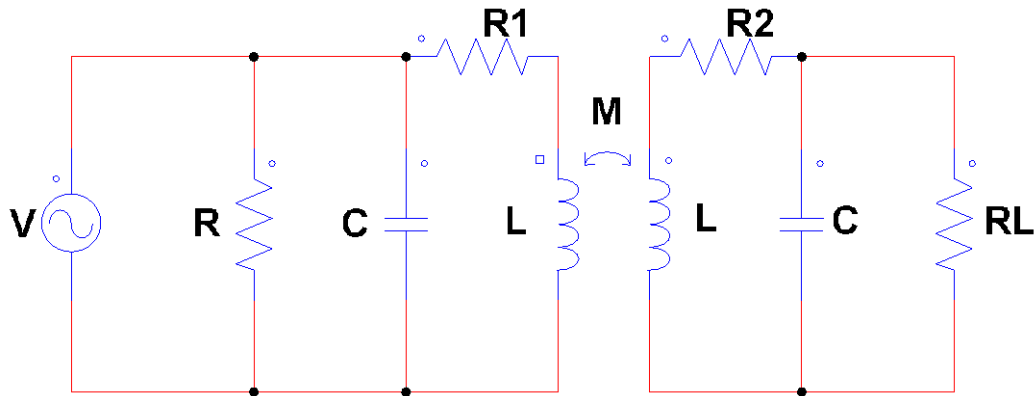


Figura 15 - Circuito RLC paralelo equivalente

Onde R_1 e R_2 representam as resistências internas das bobinas 1 e 2, respectivamente. A admitância de entrada é dada por (3.64).

$$G_i = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{R_1 + j\omega L} + G_r \quad (3.64)$$

Onde G_r é dado por (3.65).

$$G_r = \frac{\omega^2 M^2}{\frac{1}{R_L + j\omega C} + \frac{1}{R_2 + j\omega L}} \quad (3.65)$$

Considerando os componentes indutivos e capacitivos dos dois circuitos como sendo idênticos, e com algumas manipulações matemáticas, a eficiência do sistema acoplado é fornecida pela Equação (3.66)[47][48]

$$\eta = \frac{(\omega M_{12})^2 R_L}{R(R_2 + R_L)^2 + (\omega M_{12})^2 (R_2 + R_L)} \quad (3.66)$$

Onde:

M_{12} = Indutância mútua

R_L = Resistência da carga

R_1, R_2 = Resistências internas das bobinas 1 e 2 respectivamente.

A Figura 16 apresenta o comportamento da eficiência de um sistema de WPT em relação à frequência.

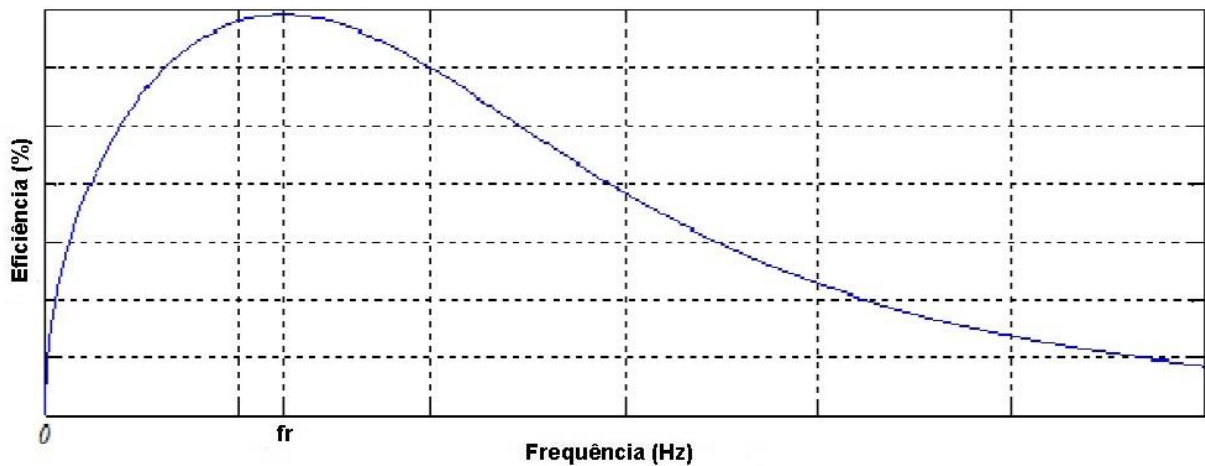


Figura 16 - Comportamento da eficiência com a variação da frequência.

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 pelos autores de [47], como sendo três:

- Operar no regime de forte acoplamento,

$$(\omega M_{12})^2 \gg R_1, R_2 \quad (3.67)$$

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

$$R_L \gg R_1, R_2 \quad (3.68)$$

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

$$R_L \approx \omega M_{12} \quad (3.69)$$

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

3.6 Síntese

Neste capítulo foram apresentados os fundamentos que permitem a transmissão de potência sem fios. Em circuitos com acoplamento magnético o que provoca a transferência de potência é o alto fator de acoplamento, devido à

indutância mútua alta. Mas em sistemas fracamente acoplados, onde o fator de acoplamento é geralmente menor do que 0.5, pode se verificar outro valor onde a transferência de potência é alta. Isto acontece devido à ressonância entre os dois sistemas, fazendo com que o fator de acoplamento não seja o principal expoente da transferência.

Quando os sistemas estão acoplados na frequência de ressonância, a impedância do receptor, refletida do emissor é o complexo conjugado da impedância do emissor, o que torna possível transferir o máximo de potência possível para o receptor. Desta forma, mesmo com um acoplamento considerado baixo, pode ser projetado um sistema para transferir potência sem a utilização de fios.

4- Funcionamento e Cálculos globais do sistema

De acordo com os fundamentos teóricos apresentados no Capítulo 3, a distância entre emissor e receptor é uma das principais especificações do sistema. As indutâncias e o fator de acoplamento magnético correspondente são utilizados no cálculo dos parâmetros do sistema. Mas antes de definir o tipo de fio a ser usados nas bobinas é necessário falar sobre o efeito das correntes de altas frequências nos condutores a serem utilizados nas bobinas.

4.1 Efeito Skin

Quando uma corrente elétrica constante flui em um fio condutor homogêneo, de seção transversal não negligenciável, ela se distribui uniformemente nesta seção. O mesmo não se pode dizer quando a corrente é alternada, esta não se distribui uniformemente e a distribuição depende da frequência, do campo elétrico, da condutividade elétrica, das dimensões e da forma geométrica do condutor. No caso de um condutor de seção transversal circular a densidade de corrente varia ao longo do raio, sendo máxima na superfície e mínima sobre o eixo.

Basicamente o efeito *skin* é a incapacidade de penetração da corrente no centro do condutor, quando se aumenta a frequência, devido à presença de correntes de *Foucault* no interior destes condutores. Dessa forma é como se o condutor fosse oco, pois a corrente não tem capacidade de utilizar toda a seção transversal do condutor se necessário. A Figura 17 ilustra essa situação.

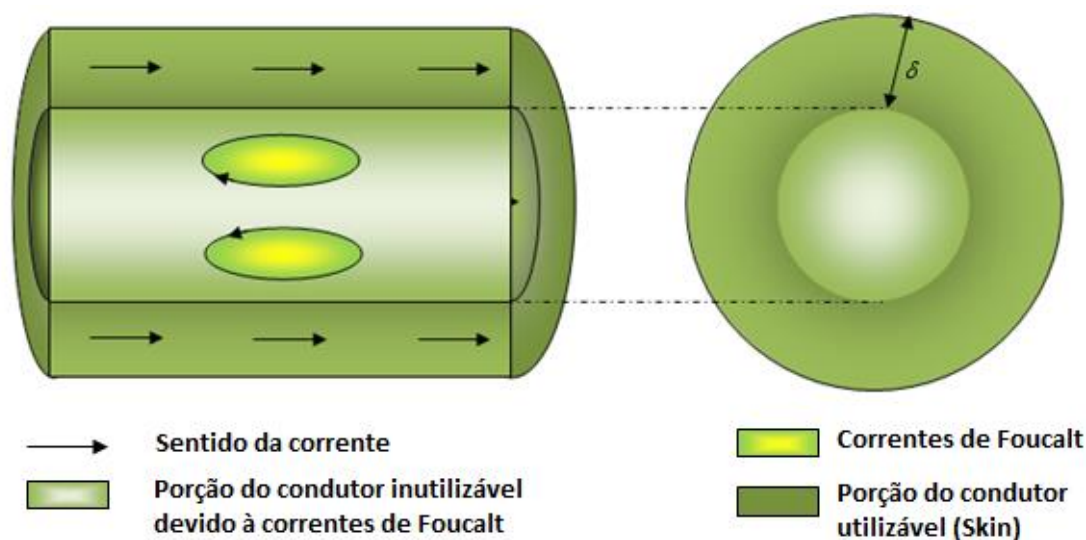


Figura 17 - Ilustração do efeito *skin* em um fio

Devido à frequência de operação dos circuitos de WPT, o efeito *skin*, é uma constante nos enrolamentos dos indutores. Para diminuir de seus efeitos, são utilizados fios especiais, como o fio de *Litz* que consiste em vários fios finos isolados e trançados, ou pode se utilizar de fios com seção transversal maior do que a necessária, ou fios ocos, sendo estes os mais difíceis de encontrar.

4.2- Projeto dos Indutores

Os indutores serão projetados para terem as mesmas características físicas tanto no emissor quanto no receptor. Mas isto não é regra para os circuitos WPT. É possível a utilização de bobinas diferentes para o emissor e para o receptor, mas devido ao caráter analítico deste projeto é vantagem os dois circuitos ressonantes serem iguais.

Diversas formas de geometria podem ser utilizadas para a construção dos indutores para WPT. Mas para uma apresentação melhor da distância entre o receptor e o indutor, foi decidido à utilização de bobinas planares. A Figura 18 ilustra os parâmetros de uma bobina espiral plana.

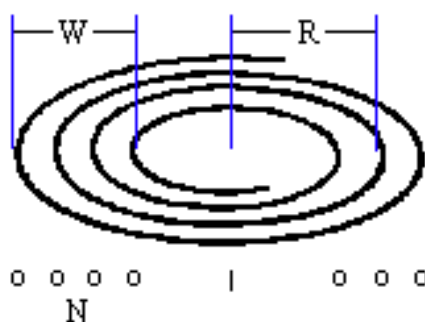


Figura 18 - Parâmetros de uma bobina espiral plana [49]

A determinação da indutância de bobinas desse tipo se dá através da fórmula de Wheeler [50], descrita por (4.1).

$$L(\mu H) = \frac{r^2 n^2}{(8r + 11w)} \quad (4.1)$$

Sendo:

r = raio médio da bobina.

w = largura do enrolamento.

n = número de voltas.

O fio utilizado para a construção das bobinas é de cobre esmaltado com diâmetro 9 AWG ($d = 2,906$ mm). Para uma bobina com 20 voltas, considerando o diâmetro do fio, o valor da largura do enrolamento deve ser em torno de 6 centímetros. Considerando um enrolamento uniforme, o raio médio deverá ter o valor de cerca de 3,5 centímetros. Através da fórmula de Wheeler, a indutância calculada para uma bobina com essas dimensões tem o valor de 20,5 μH .

O valor da resistência do fio utilizado para a construção da bobina é calculado, através dos valores do comprimento e do diâmetro do fio. O comprimento do fio pode ser calculado utilizando o modelo da espiral de Arquimedes. Para o cálculo desse comprimento foi utilizado o software Matlab®, e a Figura 19 ilustra a forma final dessa bobina.

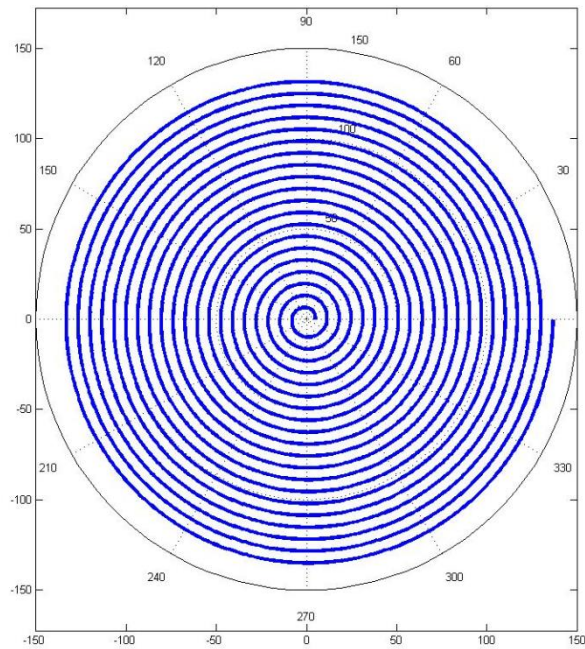


Figura 19 - Bobina Espiral para cálculo do comprimento

O comprimento calculado é de 4.2 metros. Utilizando a Segunda lei de Ohm, e considerando a resistividade do cobre como $0.0173 \, \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$, e a secção do fio 9 AWG (6.63mm^2), temos:

$$R = \rho \times \frac{L}{A} = 0.0173 \times \frac{4.2}{6.63} = 10.9 \times 10^{-3} \Omega \quad (4.2)$$

Não é considerado o efeito Skin para esse cálculo, mas na frequência de operação utilizada, o aumento da resistência por esse efeito é em torno de 3%, o que devido ao diâmetro do fio utilizado pode ser considerado desprezível. A partir da resistência obtida, calcula-se o fator de qualidade Q, das bobinas através da equação (3.56).

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi \times 25 \times 10^3 \times 20.5 \times 10^{-6}}{10.9 \times 10^{-3}} = 295.42 \quad (4.3)$$

Calcula-se então o coeficiente de acoplamento crítico para o circuito em questão, utilizando a equação (3.58).

$$k_0 = \frac{1}{Q_0} = \frac{1}{295.42} = 3.38 \times 10^{-3} \quad (4.4)$$

De posse desse dado, no momento apropriado utilizaremos esse coeficiente para verificar se o circuito estará operando no regime de funcionamento subcrítico, crítico ou supercrítico.

4.3- Circuito Ressonante do emissor

A partir dos valores dos indutores, é possível calcular o capacitor necessário para levar o circuito à ressonância na frequência de 25 kHz, que foi escolhida em função dos componentes de chaveamento. A frequência de ressonância para um circuito LC é calculada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.5)$$

O cálculo do valor do capacitor através dos valores de f_r e de L é obtido por:

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L} = \frac{1}{(25 \times 10^3)^2 \times 20.5 \times 10^{-6}} \quad (4.6)$$

$$C = 1.98 \times 10^{-6} F$$

Por causa do valor comercial possível para o capacitor, deverá ser feito novo cálculo após a construção das bobinas para obter a nova frequência ressonante. Comercialmente o valor próximo que será utilizado é de 2.2μF.

Para o acionamento do circuito ressonante, se deve utilizar um conversor para fornecer a energia a ser transmitida, na frequência desejada. Os conversores para este acionamento devem suportar as grandes variações de tensão e corrente devido ao circuito ressonante, além de trabalhar numa região de altas frequências.

Neste trabalho, foi utilizado um conversor acionado através do gerador de sinais para abranger uma ampla faixa de frequências, a fim de verificar experimentalmente o comportamento da potência transmitida através da variação de frequência. A conversão se dá através do chaveamento de um MOSFET de potência capaz de controlar a carga que é o circuito ressonante. A resistência R_s é inserida para limitar o valor da corrente do circuito. A Figura 20 ilustra o circuito do emissor.

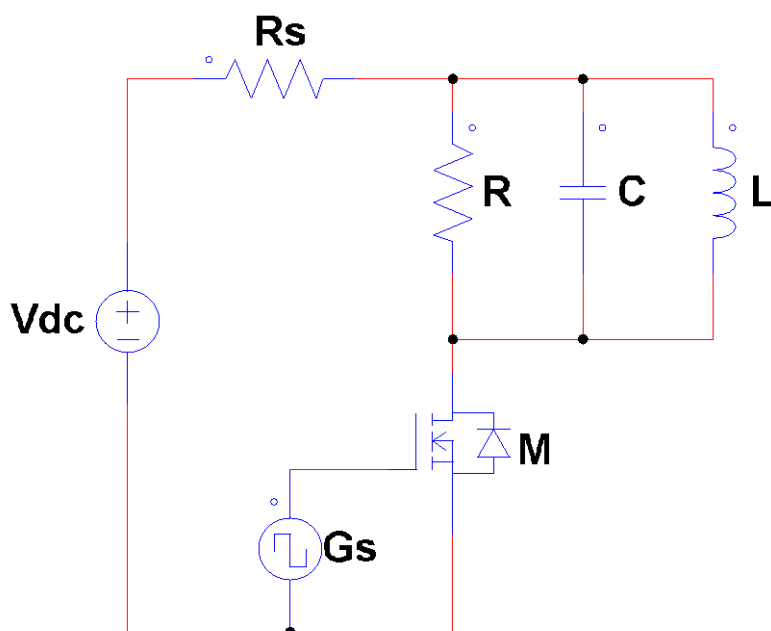


Figura 20 - Circuito Emissor WPT

4.4- Circuito do Receptor

A utilização de bobinas idênticas no emissor e receptor faz com que o capacitor de ambos os circuitos ressonantes sejam também iguais. No circuito do receptor, a tensão recebida terá valores de frequência da mesma ordem da frequência de transmissão. A utilização de tensões desta ordem de frequências não é comum, sendo, portanto necessário retificá-la para qualquer aplicação prática.

Devido à alta-frequência, é necessário o uso de diodos especiais, que tenham um tempo de recuperação rápida, para que consiga bloquear o semiciclo negativo da tensão. O circuito do receptor é ilustrado na Figura 21.

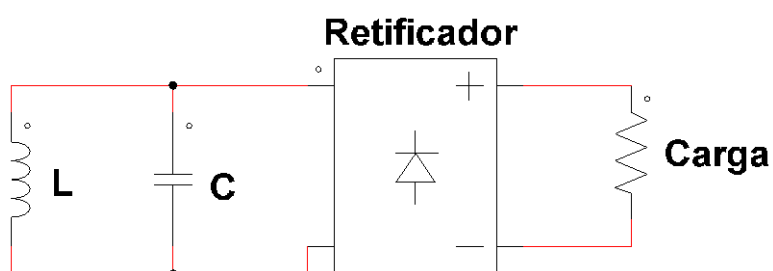


Figura 21 - Circuito Receptor

4.5- Determinação da Indutância Mútua

A indutância mútua é o fator mais importante para o acoplamento, pois seu valor afeta a mudança da frequência de ressonância, alterando o acoplamento do circuito, e consequentemente a eficiência da transmissão. Esta indutância mútua (M) é função da distância de separação entre as bobinas.

A indutância mútua é a influência que cada anel, ou volta da espira emissora, efetua na bobina receptora. Para ilustrar esta situação a Figura 22, apresenta dois anéis circulares e mostra que um mesmo ponto de um anel, afeta mais de uma região no outro.

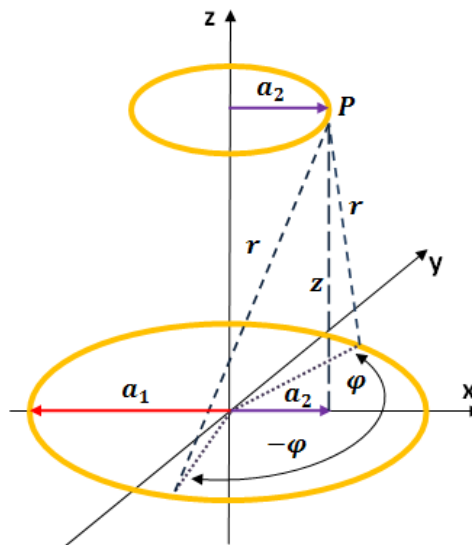


Figura 22 - Acoplamento mútuo entre anéis circulares[51].

A equação de Neumann permite determinar a indutância mútua entre dois anéis circulares coaxiais de raios a e b , separados por uma distância D [51].

$$M = \mu_0 \cdot \sqrt{a \cdot b} \cdot \left[\left(\frac{2}{g} - g \right) \cdot K(g) - \frac{2}{g} \cdot E(g) \right] \quad (4.7)$$

Onde μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo ou ar, $K(g)$ e $E(g)$ são integrais elípticas de 1ª e 2ª ordem, respectivamente, e g é um fator geométrico dado por [52]:

$$g = \sqrt{\frac{4 \cdot a \cdot b}{D^2 + (a+b)^2}} \quad (4.8)$$

Assumindo que cada espira das bobinas planas seja um anel circular e aplicando a Equação (4.7), pode-se determinar a indutância mútua entre duas bobinas planas. O somatório da contribuição da indutância mútua entre cada espira de uma bobina plana em relação a cada espira da outra, resulta na indutância mútua total do transdutor, ou seja:

$$M = \mu_0 \cdot \sum_{i=1}^{n_1} \sum_{j=1}^{n_2} \sqrt{a_i \cdot b_j} \cdot \left[\left(\frac{2}{g_{ij}} - g_{ij} \right) \cdot K(g_{ij}) - \frac{2}{g_{ij}} \cdot E(g_{ij}) \right] \quad (4.9)$$

$$g_{ij} = \sqrt{\frac{4a_i b_j}{D^2 + (a_i + b_j)^2}}$$

Onde n_1 e n_2 são o número de espiras da bobina 1 e 2, respectivamente, e a_i é o raio da i -ésima espira da bobina 1 e b_j é o raio da j -ésima espira da bobina 2.

A solução da relação entre a indutância mútua e a distância de separação (D) pode ser implementada numericamente com o auxílio de qualquer software de manipulação matemática (Excel®, MatLab®, SigmaPlot®).

Foi feito o procedimento de cálculo teórico da indutância mútua, para as duas bobinas projetadas, conforme Tabela 1.

Tabela 1 - Características das bobinas para determinação da indutância mútua teórica.

	Raio interno	Raio Externo	n
Bobina 1	10 mm	70 mm	20
Bobina 2	10 mm	70 mm	20

O raio do anel circular equivalente de cada espira da bobina 1, por exemplo, pode ser determinado pela relação:

$$a_i = a_{int} + \frac{(a_{ext} - a_{int})}{n_1 - 1} \cdot (i - 1) |_{1 \leq i \leq n_1} \quad (4.10)$$

Onde a_{int} e a_{ext} são os raios interno e externo, respectivamente. A partir dos dados da Tabela 4.1 e aplicando a Equação (4.9), para uma faixa de 10 a 150 mm

de distância de separação, obtêm-se a relação teórica entre M e D apresentada pela Figura 23.

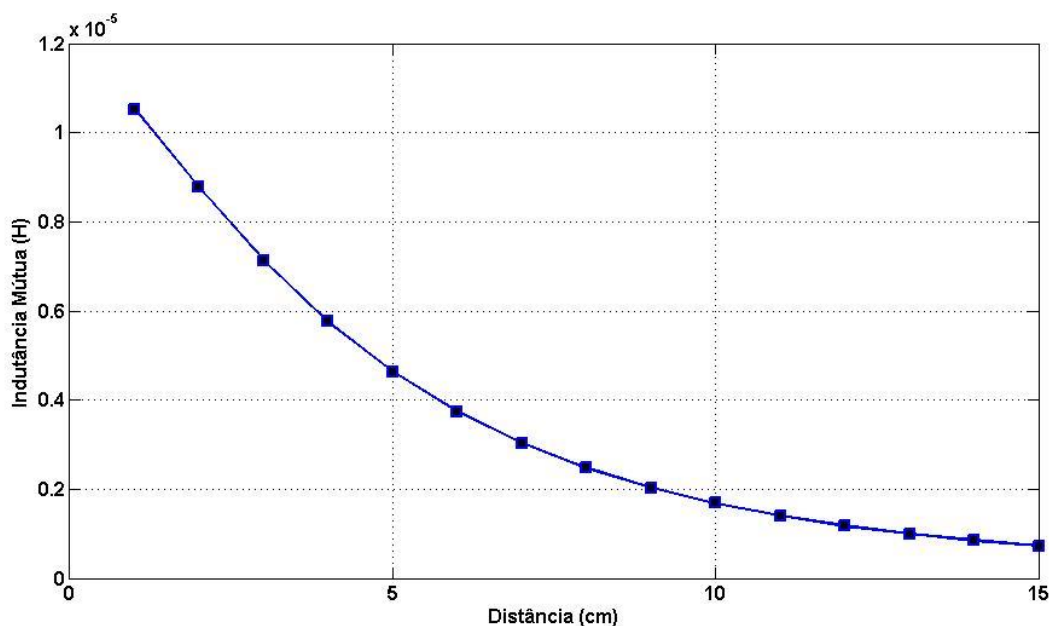


Figura 23 - Relação teórica entre a indutância mútua e a distância.

Pode observar que conforme a distância aumenta, o valor da indutância mútua diminui. Cabe ressaltar que estes valores de indutância mútua, são para cada uma das bobinas, pois o conceito de indutância mútua relaciona o efeito que a bobina 1 causa na bobina 2, e o efeito que a bobina 2 causa na bobina 1. Como as duas bobinas são iguais, temos que L_{12} , é igual L_{21} .

4.7- Determinação do Fator de Acoplamento

O comportamento dos circuitos ressonantes é altamente influenciado pelo coeficiente de acoplamento k , entre as bobinas emissora e receptora. O fator ou coeficiente de acoplamento pode ser calculado a partir da equação (3.55), que com os devidos ajustes é dado por:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Em que k é o coeficiente de acoplamento, M representa a indutância mútua e L_1 e L_2 são respectivamente as indutâncias das bobinas emissora e receptora. A

Figura 24 mostra a relação entre o fator de acoplamento e a distância, utilizando os valores obtidos para a indutância mútua.

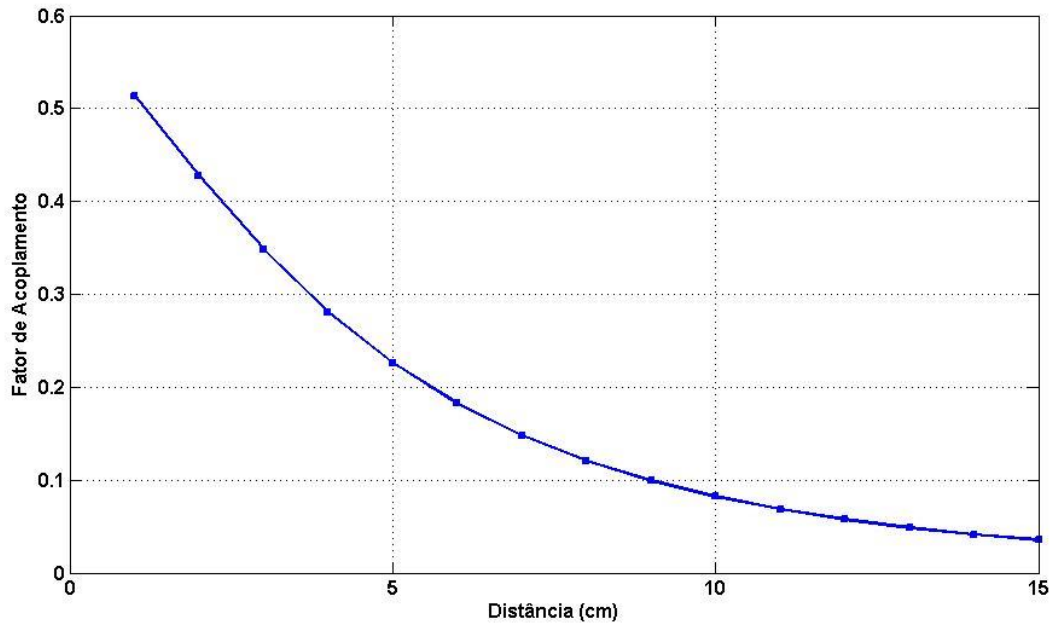


Figura 24 - Relação teórica entre o fator de acoplamento e a distância.

A partir da Figura 24, é possível observar que todos os valores correspondentes para o fator de acoplamento são maiores que o coeficiente de acoplamento crítico calculado em (4.4), portanto o regime de funcionamento do circuito é na região de acoplamento supercrítico, sendo que a resposta em frequência possui dois máximos equidistantes da frequência de ressonância, e podem ser calculados pelas equações (3.61) e (3.62).

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} = \frac{25 \times 10^{-3}}{\sqrt{1-3.38 \times 10^{-3}}} = 25042 \text{ Hz} \quad (4.11)$$

E

$$f_2 = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} = \frac{25 \times 10^{-3}}{\sqrt{1+3.38 \times 10^{-3}}} = 24958 \text{ Hz} \quad (4.12)$$

4.8 Eficiência

De acordo com os valores obtidos para indutância mútua e dos parâmetros das bobinas, simulamos a eficiência do circuito proposto, através da equação (3.66). O resultado é apresentado na Figura 25.

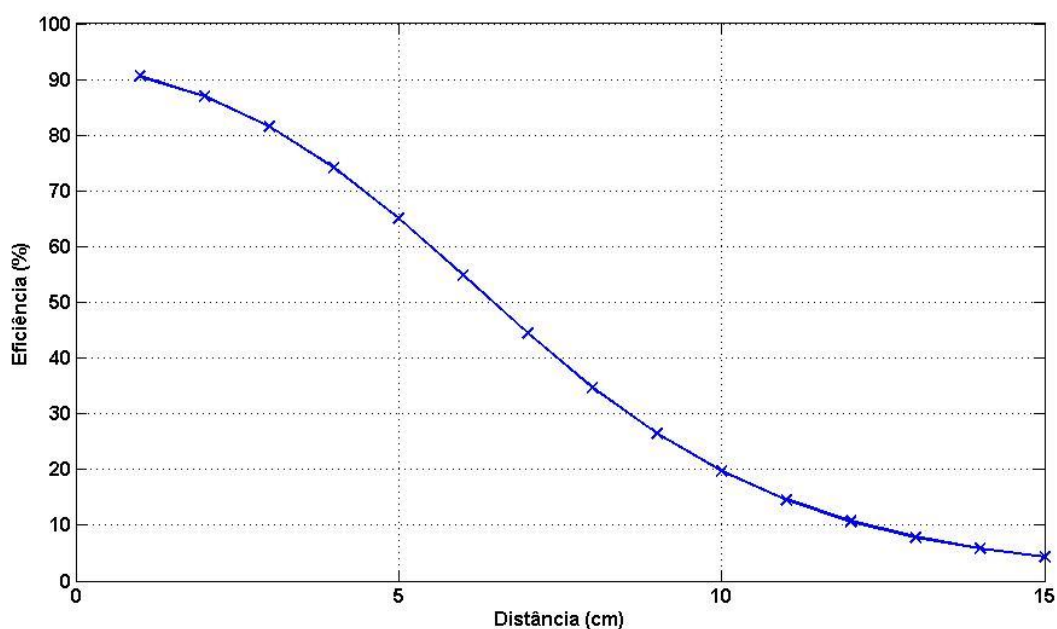


Figura 25 - Eficiência simulada em relação à distância entre as bobinas

Conforme observado na Figura 25, quanto mais próximos as bobinas estão, maior a eficiência do sistema. Isto se deve ao fato de a indutância mútua e o fator de acoplamento serem maiores, quanto mais próximos os dois indutores estão. Além disso, com a alteração da distância e consequentemente da indutância mútua, o valor da frequência de ressonância tem uma leve variação devido a variação da indutância total do sistema.

Capítulo 5 – Resultados

As bobinas transmissora e receptora foram enroladas com fio esmaltado 9 AWG, seguindo o projeto apresentado, com 20 voltas cada uma. Os valores de indutância e resistência da bobina emissora são apresentados nas Figuras 26 e 27 respectivamente.

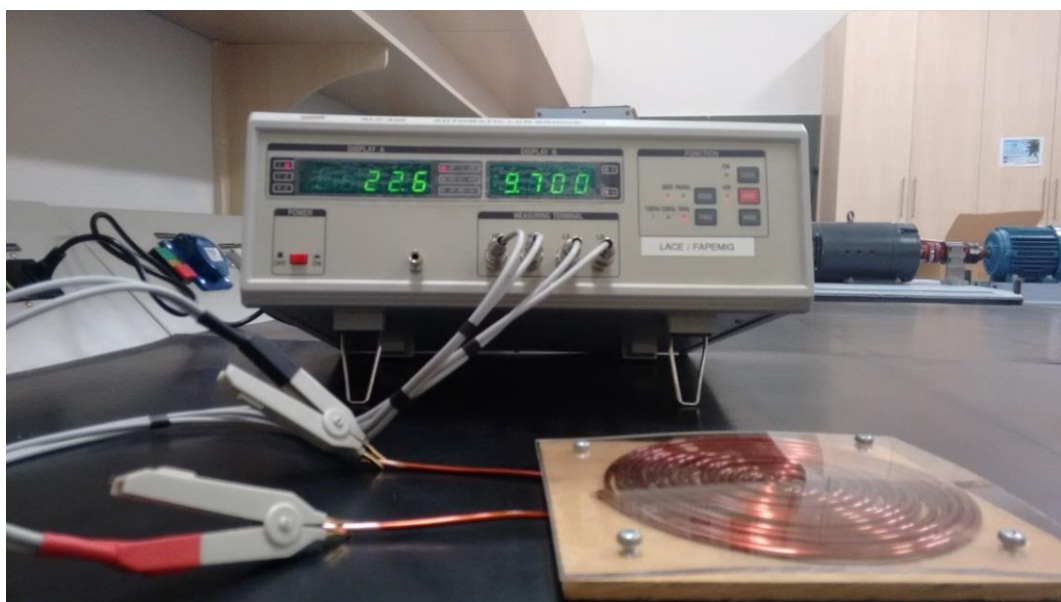


Figura 26 - Indutância medida da bobina emissora

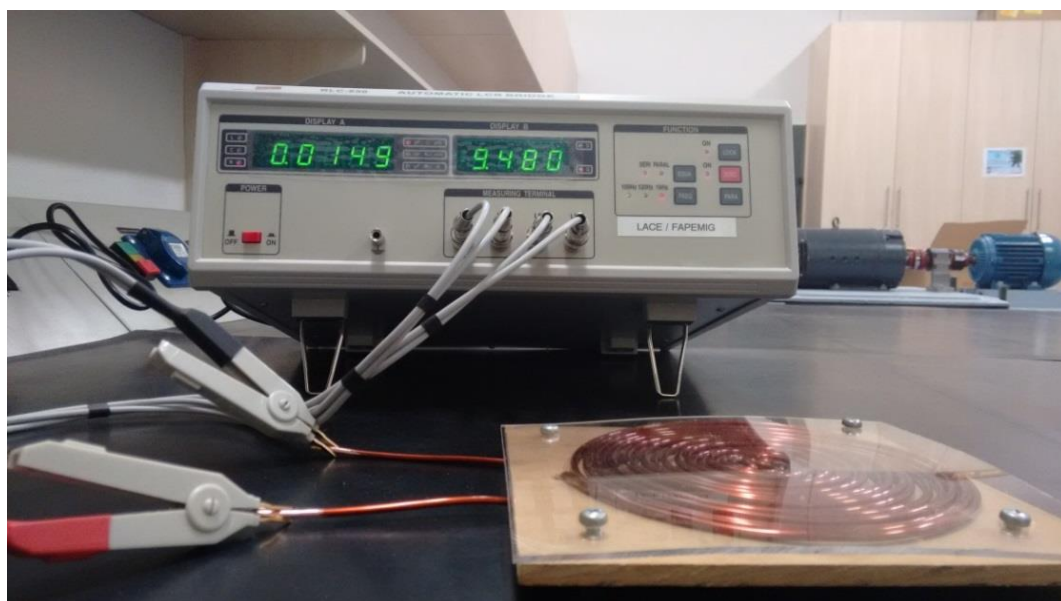


Figura 27 - Resistência medida da bobina emissora

Em relação a bobina receptora, os valores medidos da indutância e da resistência são apresentados nas Figuras 28 e 29, respectivamente.

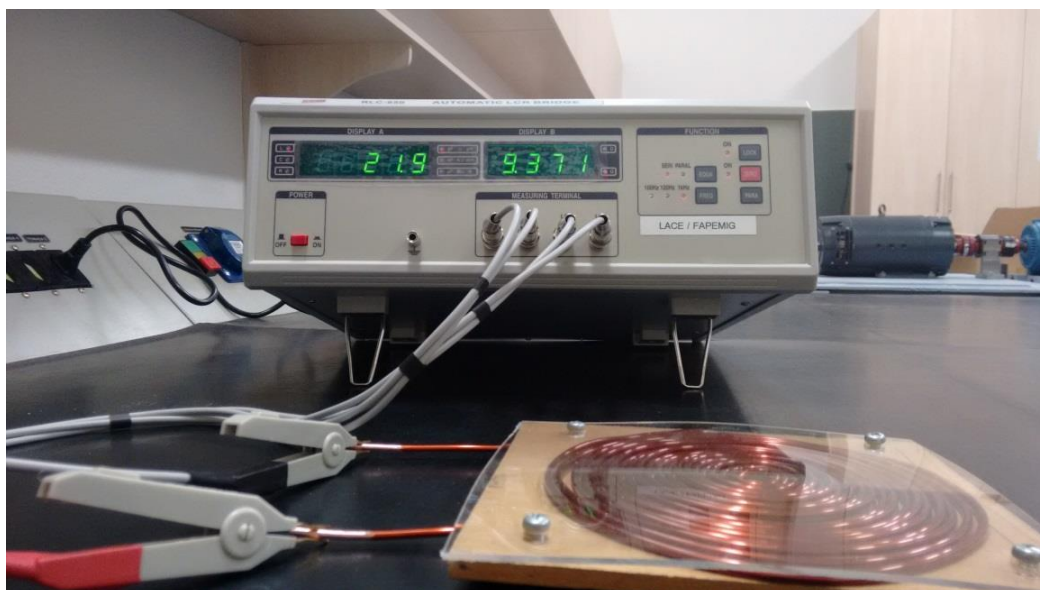


Figura 28 - Indutância medida da bobina receptora



Figura 29 - Resistência medida da bobina receptora.

A Tabela 2 faz o comparativo entre os valores calculados, e os valores medidos para a indutância e a resistência das bobinas emissora e receptora.

Tabela 2 - Comparativo dos parâmetros das bobinas medidos e calculados.

Valores Calculados		Valores Medidos			
		Bobina Emissora		Bobina Receptora	
L	R	L	R	L	R
20.5 μH	10.9 m Ω	22.6 μH	14.9 m Ω	21.9 μH	14.9 m Ω

As bobinas produzidas tiveram um valor de indutância um pouco diferente do projetado. Isto se deve a imperfeições no enrolamento, tais como a distância entre os fios não ser uniforme em todo o perímetro da bobina. Devido a esta diferença deve-se calcular novamente a frequência de ressonância do circuito. Utilizando um capacitor com valor comercial de 2.2 μF , podemos obter a nova frequência de ressonância para o emissor.

$$f_{re} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{22.6 \times 10^{-6} \times 2.2 \times 10^{-6}}} = 22571 \text{ Hz} \quad (5.1)$$

Para o receptor, a frequência de ressonância, utilizando um capacitor do mesmo valor será:

$$f_{rr} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{21.9 \times 10^{-6} \times 2.2 \times 10^{-6}}} = 22929 \text{ Hz} \quad (5.2)$$

O fator de qualidade das bobinas emissora e receptora é respectivamente:

$$Q_e = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi \times 22571 \times 22.6 \times 10^{-6}}{14.9 \times 10^{-3}} = 215.10 \quad (5.3)$$

$$Q_r = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi \times 22929 \times 21.9 \times 10^{-6}}{14.9 \times 10^{-3}} = 211.74 \quad (5.4)$$

Devido à diferença entre as frequências de ressonância de cada bobina, a frequência de trabalho será definida como a média aritmética entre elas que é 22750 Hz. O coeficiente de acoplamento crítico, e os valores dos máximos para resposta em frequência do emissor são:

$$k_{oe} = \frac{1}{Q_e} = 4.64 \times 10^{-3} \quad (5.5)$$

$$f_{1e} = \frac{f_{re}}{\sqrt{1-k_{oe}}} = 22624 \text{ Hz} \quad (5.6)$$

$$f_{2e} = \frac{f_{re}}{\sqrt{1+k_{oe}}} = 22518 \text{ Hz} \quad (5.7)$$

Similarmente, o coeficiente de acoplamento crítico, e os valores dos máximos para resposta em frequência do receptor são:

$$k_{or} = \frac{1}{Q_r} = 4.72 \times 10^{-3} \quad (5.8)$$

$$f_{1e} = \frac{f_{re}}{\sqrt{1-k_{oe}}} = 22983 \text{ Hz} \quad (5.9)$$

$$f_{2e} = \frac{f_{re}}{\sqrt{1+k_{oe}}} = 22875 \text{ Hz} \quad (5.10)$$

5.1-Indutância mútua e fator de acoplamento

Após a construção das bobinas, o passo seguinte corresponde ao cálculo experimental da indutância mútua e do coeficiente de acoplamento entre as mesmas. Para isso construiu-se o circuito que pode ser representado pela Figura 30.

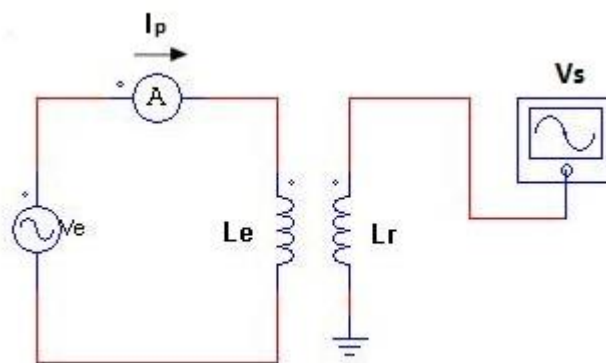


Figura 30 - Circuito montado para calcular a indutância mútua.

Através de um amperímetro conectado ao circuito primário e um osciloscópio ao circuito secundário, pode se verificar as respectivas correntes e tensões eficazes. A bobina primária foi energizada por uma fonte de tensão variável de 60 Hz. Em seguida, variou-se a distância entre as bobinas e, a cada distância, variou-se a tensão de alimentação.

A partir das medidas obtidas, tornou-se possível a realização de uma regressão linear entre a tensão de saída e a corrente de entrada, a fim de efetuar o

cálculo da indutância mútua entre as bobinas para cada distância. Para isso, a Equação (5.11) foi útil.

$$M = \frac{V_s}{\omega I_p} \quad (5.11)$$

Uma vez obtida a indutância mútua M , o coeficiente de acoplamento pode ser obtido a partir da Equação (3.55). Os valores obtidos experimentalmente para a indutância mútua e para o coeficiente de acoplamento são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 - Valores medidos da indutância mútua e fator de acoplamento.

Distância	Indutância Mútua	Coeficiente de Acoplamento
1 cm	10.7 μH	0.48
5 cm	5.5 μH	0.24
10 cm	1.4 μH	0.062
15 cm	0.9 μH	0.04

Comparando os resultados obtidos experimentalmente e os calculados analiticamente, observa-se que a diferença é pequena, sendo que esta pode ser causada por diversos fatores, inclusive dos equipamentos e métodos de medição.

5.2- Eficiência com alteração da distância

Para o cálculo da eficiência da transmissão foram retirados dados da tensão e corrente do circuito emissor através do osciloscópio. As Figuras 31 a 33 apresentam os resultados experimentais com o circuito do receptor sem carga, para as distâncias de 5, 10 e 15 centímetros. Para todos os casos apresentados, o canal 1 corresponde ao emissor, e o canal 3 ao receptor.

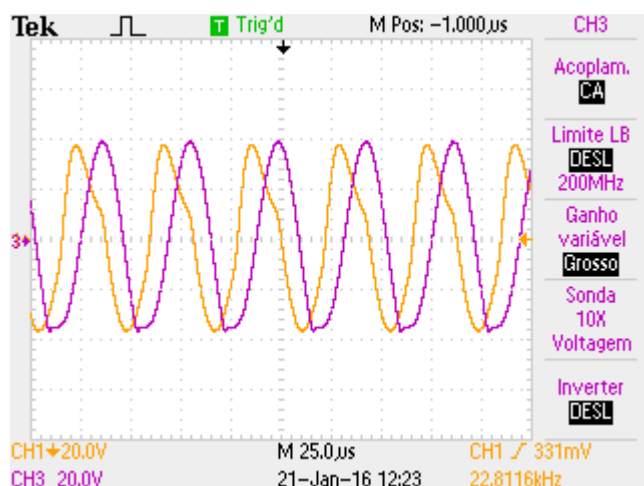


Figura 31 - Tensões emissor receptor à distância de 5 cm.

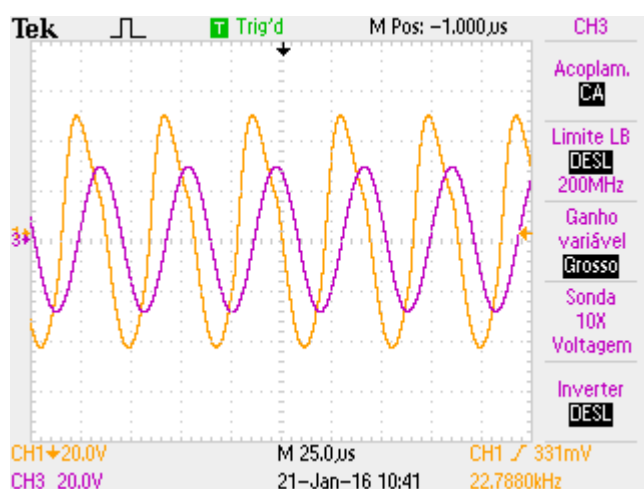


Figura 32 - Tensões emissor receptor à distância de 10 cm

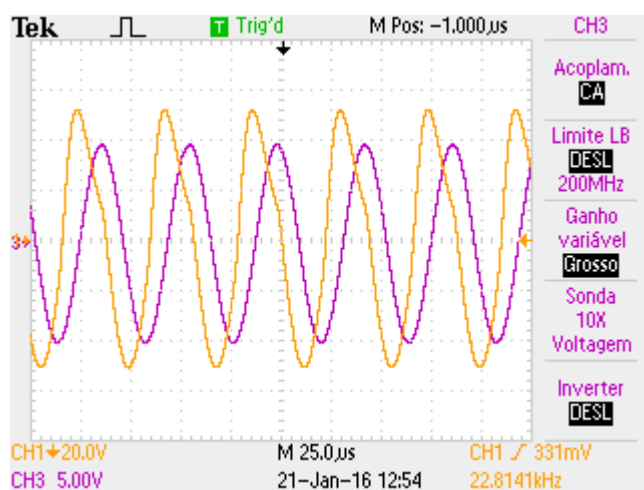


Figura 33 - Tensões emissor receptor à distância de 15 cm

A Tabela 4 apresenta a variação dos picos de tensão induzida no receptor sem carga, em função da distância.

Tabela 4 - Variação da tensão induzida em relação à distância.

Distância	Tensão Induzida (pico)
5 cm	40 V
10 cm	28.8 V
15 cm	9.8 V

Com a inserção de uma carga resistiva de $48\ \Omega$, fez-se a medição dos sinais de entrada e saída. Alguns dos resultados são apresentados nas Figuras 34 a 36. O canal 1 corresponde à tensão do emissor, o canal 2 é a corrente do emissor e o canal 3 a tensão do receptor.

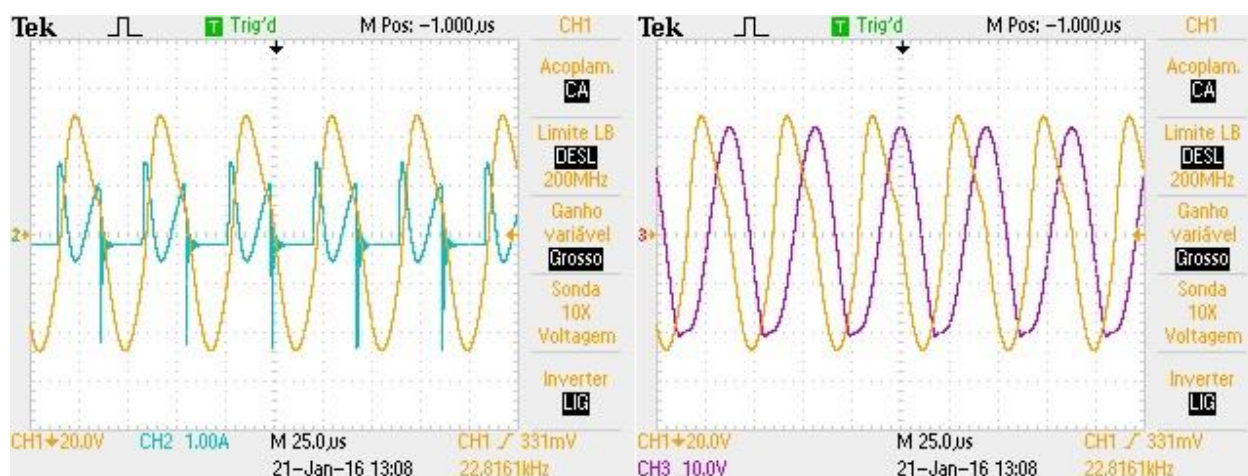


Figura 34 - Resultados experimentais para a distância de 5 cm.

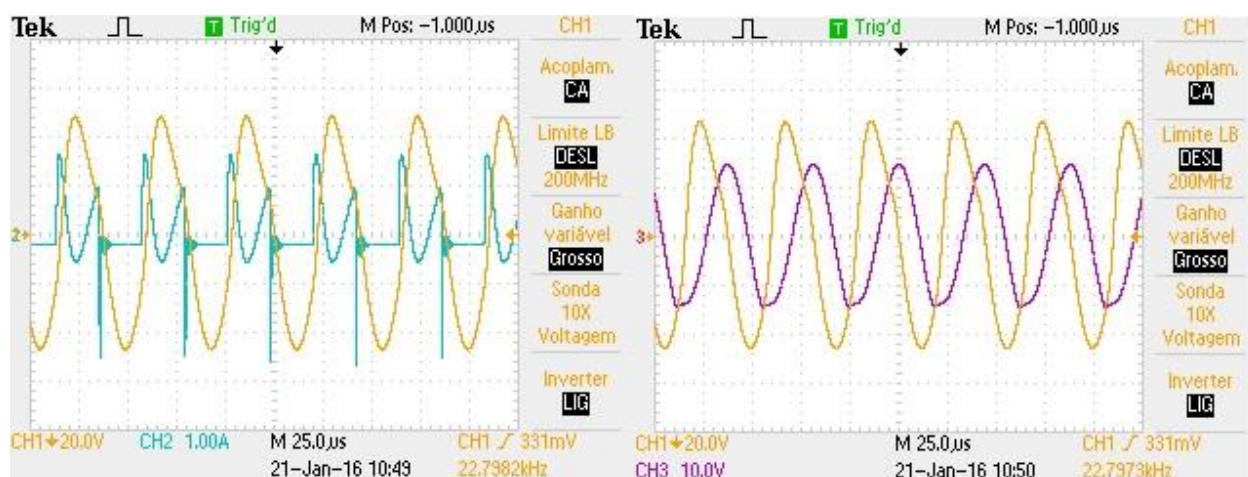


Figura 35 - Resultados experimentais para a distância de 10 cm.

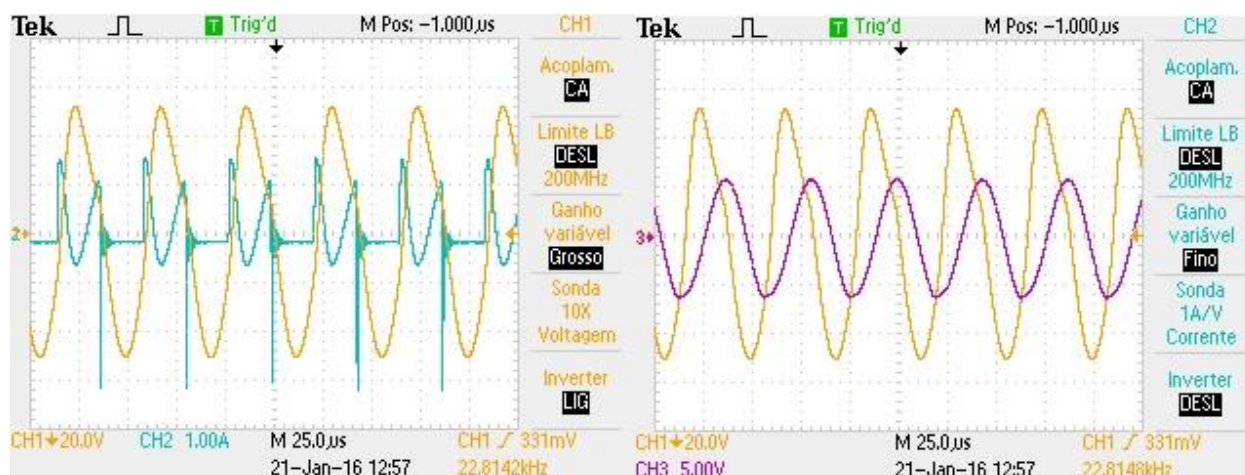


Figura 36 - Resultados experimentais para a distância de 15 cm.

Pode se observar que ao aumentar a distância de separação entre as bobinas, a tensão induzida no receptor diminui consideravelmente. Também existe uma pequena variação na tensão do emissor, devido à mudança na indutância mútua. A Figura 37 apresenta a variação da potência transmitida em relação à distância de separação entre as bobinas.

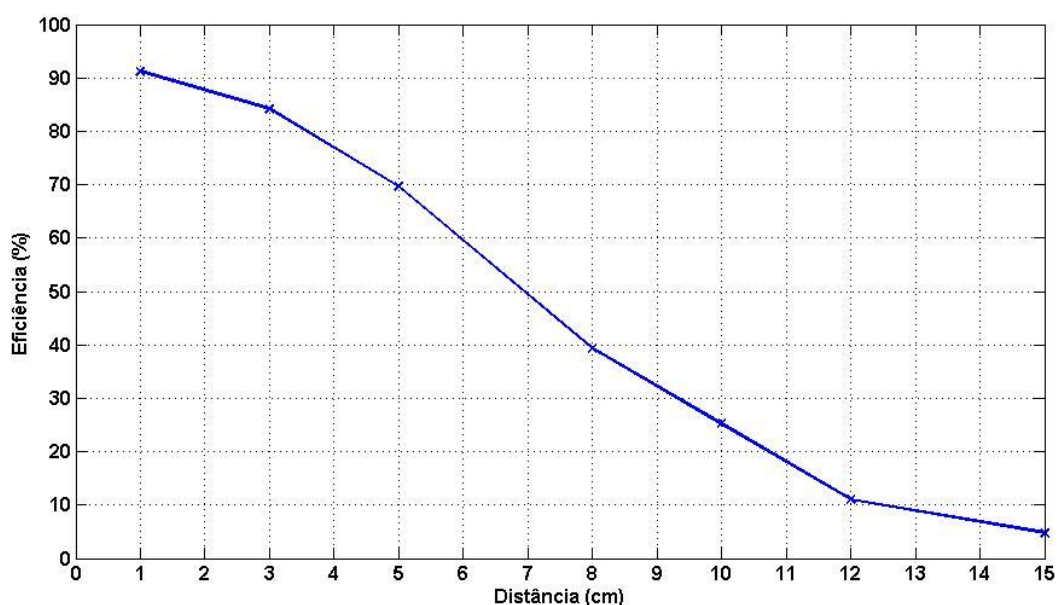


Figura 37 - Variação da eficiência de transmissão em relação à distância.

Comparando os valores apresentados na Figura 25 e a Figura 37, se observa que os valores de rendimento calculados e o real são próximos para o circuito em

questão. É possível verificar que à distância abaixo de cinco centímetros o rendimento é alto. Isto se deve ao campo magnético do emissor ser maior nas regiões próximas. Para uma comparação foi efetuado um teste com as bobinas formando um transformador com núcleo a ar, na frequência da rede. Foi verificado que o rendimento desse transformador não ultrapassou 10%, reforçando a teoria de acoplamento ressonante.

5.3- Eficiência com alteração da frequência

Também foi realizado o ensaio para verificar a influência da frequência no processo de transmissão de potência sem fio. Foi fixada a distância de dez centímetros, e variou-se a frequência para valores acima da frequência de ressonância. Alguns dos resultados são apresentados nas Figuras 38 e 39.

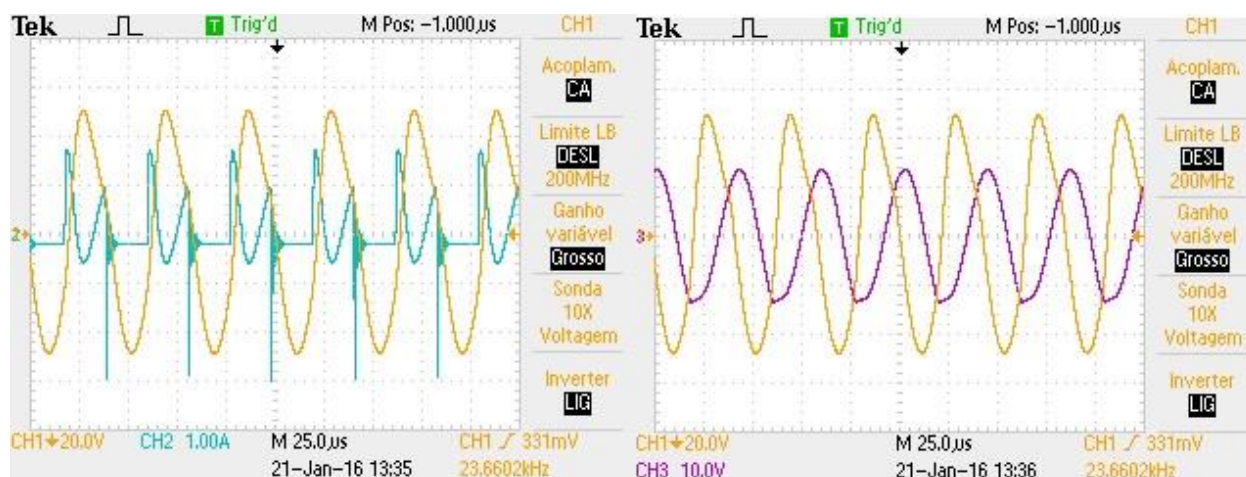


Figura 38 - Resultados experimentais para a frequência de 23.6 kHz.

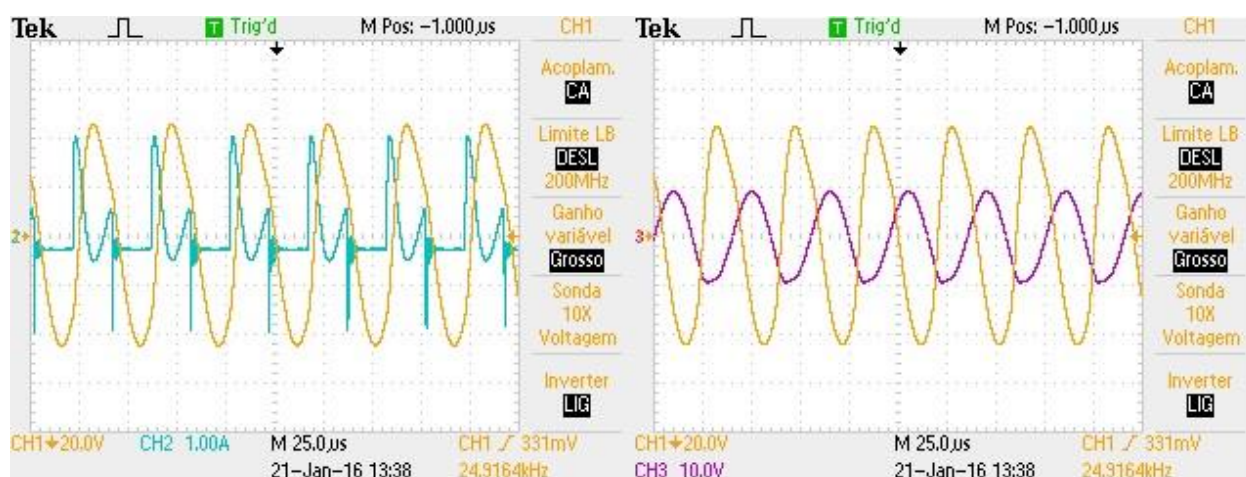


Figura 39 - Resultados experimentais para a frequência de 24.9 kHz.

As Figuras 40 e 41 apresentam alguns dos resultados para variação de frequência abaixo da frequência de ressonância.

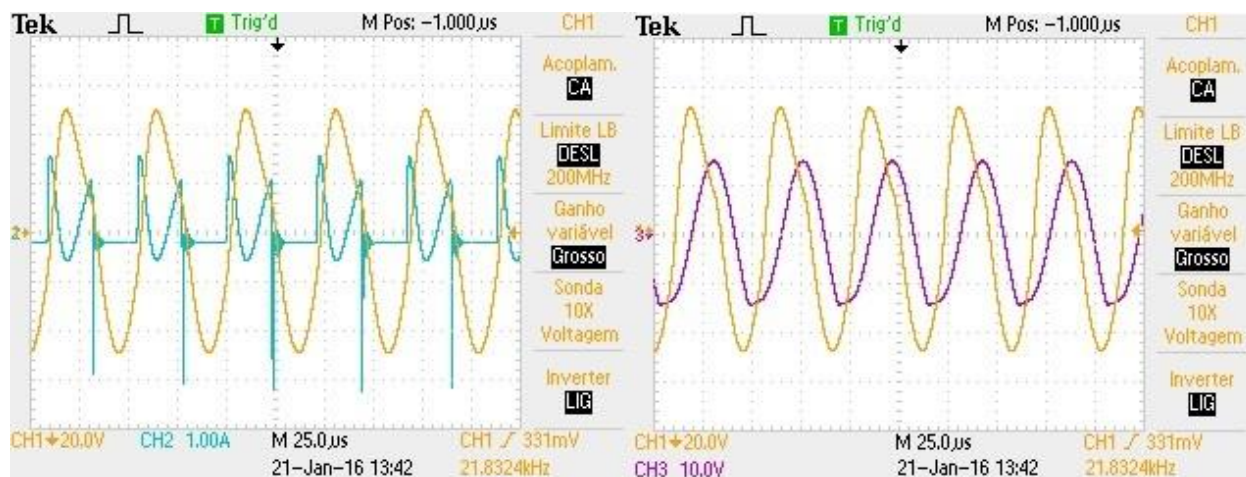


Figura 40 - Resultados experimentais para a frequência de 21.8 kHz.

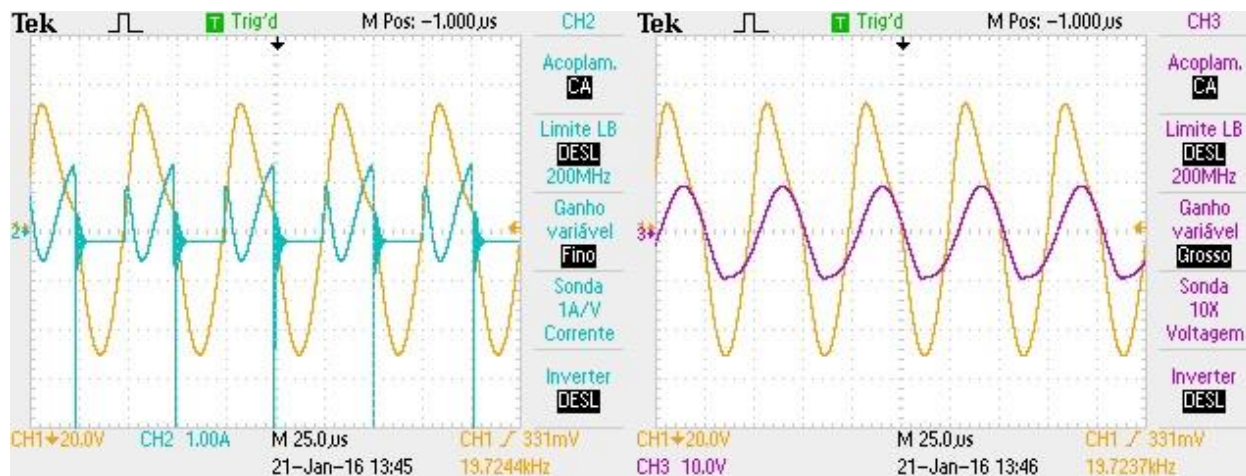


Figura 41 - Resultados experimentais para a frequência de 19.7 kHz.

A Figura 42 apresenta o gráfico com a relação entre a frequência e a eficiência da transmissão de potência obtida experimentalmente.

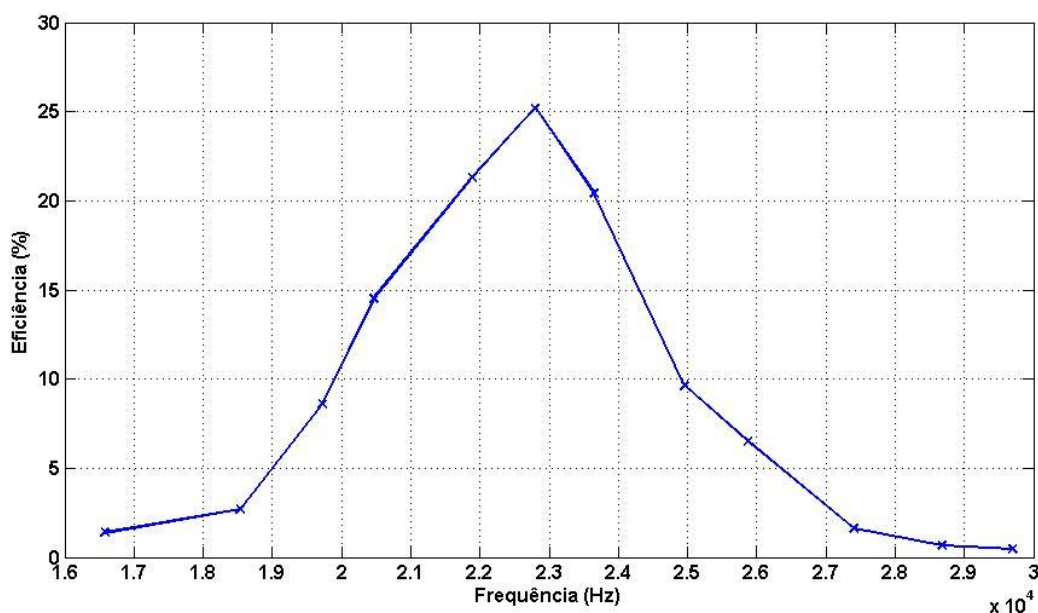


Figura 42 - Variação da eficiência de transmissão em relação à frequência.

Em relação à frequência, pode-se observar que a causa principal da transmissão de potência sem fios é o acoplamento ressonante, pois nos dois extremos fora da frequência de ressonância os valores de potência transmitida são irrisórios.

É interessante salientar que este sistema pode ser aprimorado para ter uma melhor eficiência. Mudar a frequência de ressonância através da alteração do capacitor pode ser uma alternativa, pois conforme a bibliografia mostra quanto às condições para se melhorar a eficiência é operar no chamado regime de forte acoplamento, o que depende de $(\omega M)^2 \gg R_1, R_2$. Em nosso caso à distância de 10 centímetros o valor de $(\omega M)^2$ é de cerca de 36 vezes o valor da resistência das bobinas.

Outra forma de se aumentar a eficiência do sistema é alterando o valor da carga como é mostrado pela condição $R_L \approx \omega M_{12}$. Para esse caso o valor da carga deveria diminuir em relação ao que foi ensaiado. Mas o termo ωM_{12} é bem pequeno, tornando difícil essa tarefa. Dessa forma se alterasse a frequência de ressonância para um valor superior, poderia resolver as duas situações para melhorar a eficiência.

Para demonstração da melhora da eficiência com uma carga menor, modificamos a carga para uma lâmpada de Led de 10W, 12V, que é cerca de quatro vezes menor do que o utilizado durante os ensaios. A Figura 43 apresenta o resultado desse ensaio.

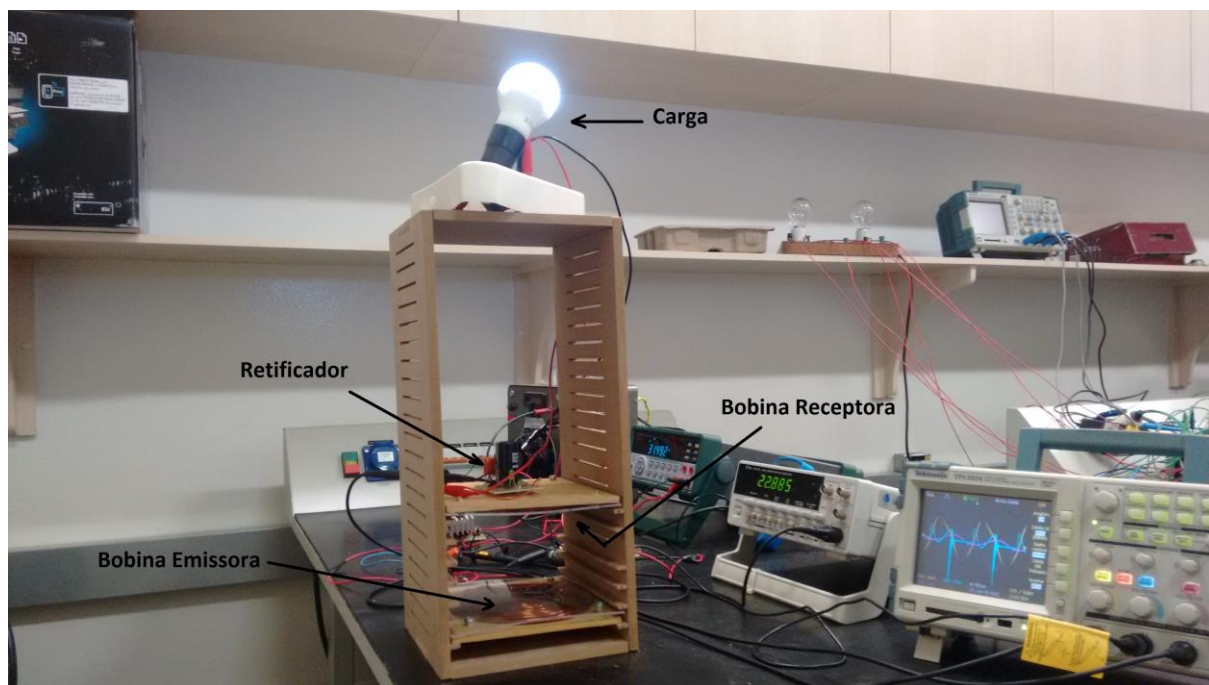


Figura 43 - Ensaio com lâmpada de LED.

Para esta distância e com esta nova carga, a eficiência aumentou em torno de 15%, demonstrando que o sistema pode ser aprimorado através da mudança do valor da carga, aproximando-se da condição definida pela equação (3.69).

Capítulo 6 – Conclusão e trabalhos futuros

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 foram muitas a iniciar da revisão bibliográfica e da compreensão da teoria de modos acoplados.

Foi possível observar o comportamento do sistema com as variações de distância e frequência de modo a comprovar os efeitos teóricos apresentados. A distância de separação entre as bobinas é um fator determinante para quantificar a eficiência na transmissão de potência sem fios, assim como trabalhar na frequência de ressonância.

Cabe ressaltar que a utilização desta tecnologia em aplicações práticas muitas vezes acontece com uma distância pré-determinada, o que obriga a concepção do circuito ser realizada após o conhecimento desta grandeza. Com isso é possível diminuir as perdas devido à diferença de frequências de ressonância entre os circuitos.

A verificação experimental através do protótipo executado, abre oportunidades para novos trabalhos. A otimização deste próprio sistema avaliando resultados pra ressonância em outras frequências é uma delas. Também pode ser analisado o efeito da compensação através de dispositivos ativos inseridos no circuito.

Outro trabalho futuro a se desenvolver é a simulação computacional de um sistema de WPT, de forma a analisar a influência de todos os fatores possíveis para melhora da eficiência do sistema, inclusive do conversor ressonante.

Uma das possibilidades para os sistemas de WPT é o fornecimento de energia a múltiplos receptores. A utilização destes sistemas analisando a transferência de potência individual e os efeitos de várias indutâncias mútuas no

dispositivo emissor, bem como a distribuição espacial do enlace magnético , é outro tema interessante a se desenvolver.

Referências Bibliográficas

- [1] TESLA, Nikola. *Minhas invenções - A autobiografia de Nikola Tesla*. Editora Unesp, 2012.
- [2] Kurs, André, “Power Transfer Through Strongly Coupled Resonances”, MIT, September 2007.
- [3] Moffatt, Robert Alexander, “Wireless Transfer of Electric Power”, MIT, June 2009.
- [4] Haus, H. A. “Waves and Fields in Optoelectronics”, Ed. Prentice-Hall, 1984.
- [5] Disponível na URL <http://www.tsgc.utexas.edu/tadp/1996/general/wpt.html>, acessada no dia 18/01/16.
- [6] Disponível na URL <http://witricity.com/pages/technology.html>, acessada no dia 15/12/15.
- [7] Hayes, J., J.T. Hall, M.G. Egan, J.M.D. Murphy, *Full-bridge series-resonant converter supplying the SAE J-1773 EV inductive charging interface*, IEEE Conference PESC’97, pp. 1913-1918, 1997.
- [8] Laouamer, R., M. Brunello, J. Ferrieux, O. Normand, N. Buchheit, *A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling*, IECON 97, vol.2, pp. 792-797, 1997.
- [9] Kutkut, N., D.M. Divan, D.W. Novotny, R.H. Marion, *Design considerations and topology selection for a 120-kW IGBT converter for EV fast charging*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, Nº1, pp.169-178, January 1998.
- [10] Hori, 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
- [11] J.L. Villa, J. Sallán, J.F.S. Osorio, A. Llombart, “High-Misalignment Tolerant Compensation Topology for ICPT Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 945-951, February 2012.
- [12] Hata, T., T. Ohmae, *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.

- [13] Covic, G., G. Elliot, O. Stielau, R. Green, J. Boys, *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.
- [14] Miller, J. M.; Onar, O. C.; White, C.; Campbell, S., "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.
- [15] G.A.J. Elliott, J.T. Boys, A.W. Green, "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.
- [16] G.A. Covic, J.T. Boys, M.L.G. Kissin, H.G. Lu, "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.
- [17] Chen, M., D. Xu, D. Zhou, X. Wu, *Inductive power transferring in Maglev using harmonic injection method*, Conference APEC'04, pp. 1165-1170, 2004.
- [18] Song, B., R. Kratz, S. Gurol, *Contactless inductive power system for Maglev applications*, IEEE – IAS Annual Meeting, vol.3, pp. 1586-1591, 2002.
- [19] S.Y.R. Hui, W.W.C. Ho, "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.
- [20] Hatanaka, K., F. Sato, H. Matsuki, S. Kikuchi, J. Marakami, M. Kawase, T. Satoh, *Power transmission of a desk with a cord-free power supply*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.38, N°5, pp. 3329-3331, September 2002.
- [21] B. Choi, J. Nho, H. Cha, T. Ahn, S. Choi, "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.
- [22] S. Valtchev, B. Borges, K. Brandisky, J.B. Klaassens, "Resonant Contactless Energy Transfer with Improved Efficiency", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 685-699, March 2009.
- [23] E. Waffenschmidt, T. Staring, "Limitation of Inductive Power Transfer for Consumer Applications", in *Proc. Of IEEE European Conference on Power Electronics and Application*, pp. 1–10, 2009.
- [24] S.H. Lee, R.D. Lorenz, "Development and Validation of Model for 95%-Efficiency 220-W Wireless Power Transfer Over a 30-cm Air Gap", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 2495-2504, December 2011.

- [25] S.A. Mirbozorgi, H. Bahrami, M. Sawan, B. Gosselin "A Smart Multicoil Inductively Coupled Array for Wireless Power Transmission", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 6061-6070, November 2014.
- [26] B.L. Cannon, J.F. Hoburg, D.D. Stancil, S.C. Goldstein, "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.
- [27] K.K. Ean, B.T. Chuan, T. Imura, Y. Hori, "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.
- [28] Y. Zhao, M. Nandra, C.C. Yu, Y.C. Tai, "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.
- [29] S.Y. Lee, M.Y. Su, M.C. Liang, Y.Y. Chen, C.H. Hsieh, C.M. Yang, H.Y. Lai, J.W. Lin, Q. Fang, "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.
- [30] Catrysse, M., B. Hermans, R. Puers, *An inductive power system with integrated bi-directional data-transmission*, *Sensors and Actuators, A* 115, pp. 221-229, 2004.
- [31] D.C. Ng, C.E. Williams, P.J. Allen, S. Bai, C.S. Boyd, H. Meffin, M.E. Halpern, E. Skafidas, "Wireless Power Delivery for Retinal Prostheses" in *Proc. of IEEE Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 8356-8360, 2011.
- [32] P. Li, R.A. Bashirullah, "A Wireless Power Interface for Rechargeable Battery Operated Medical Implants", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 54, no. 10, pp. 912-916, October 2007
- [33] Fernández, C., O. García, R. Prieto, J. Cobos, J. Uceda, *Overview of different alternatives for the contactless transmission of energy*, *IEEE Conference IECON'02*, vol.2, pp. 1318-1323, 2002.
- [34] Leuerer, T., W. Mokwa, *Planar coils with magnetic layers for optimized energy transfer in telemetric systems*, *Sensor and Actuators, A* 116, pp. 410-416, 2004.
- [35] 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.

- [36] J.H.C. Chang, Y. Liu, D. Kang, M. Monge, Y. Zhao, C.C. Yu, A.E. Neyestanak, J. Weiland, M. Humayun, Y.C.Tai, "Packaging Study for a 512-Channel Intraocular Epiretinal Implant", in *Proc. of IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp.1045-1048, 2013.
- [37] Z. Wang, S. Mai, C. Zhang, "Power Issues on Circuit Design for Cochlear Implants", in *Proc. of IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Applications*, pp. 163-166, 2008.
- [38] R. Bashirullah, "Wireless Implants", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 7, pp. S14-S23, December 2010.
- [39] A.E. Umenei, "Understanding Low-Frequency Non- Radiative Power Transfer." Fulton Innovation, LLC. Relatório Técnico, 2011.
- [40] A. Kurs, "*Power Transfer Through Strongly Coupled Resonances*", dissertação de mestrado, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, EUA, 2007.
- [41] D. Schneider, "A critical look at wireless power," *IEEE Spectrum.*, vol. 47, no. 5, pp. 34–39, May, 2010.
- [42] H.H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, D. Bronson, "A 90 Percent Efficient 5kW Inductive Charger for EVs", in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 275-282, 2012.
- [43] M. Budhia, G.A. Covic, J.T. Boys, "Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3096-3108, 2011.
- [44] N.S. Artan, X. Li, R. Patel, C. Ning, N. Ludvig, H.J. Chao, "Multi-Layer Coils for Efficient Transcutaneous Power Transfer", in *Proc. of IEEE Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 3031-3034, 2011.
- [45] S. J. Orfanidis "Electromagnetic waves and antennas", ECE Department Rutgers University, NJ 08854-8058, 2008.
- [46] Karalis, A.; Joannopoulos, J.D. e Soljacic, M. "Efficient wireless non- radiative mid-range energy transfer", *ANNALS OF PHYSICS*, Vol. 323 (2006).
- [47] Thomas, E.M.; Heebl, J.D. e Grbic, A. "Shielded loops for wireless non-radiative power transfer", *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2010.
- [48] Thomas, E.M.; Heebl, J.D.; Pfeiffer, C. e Grbic, A. "A Power Link Study of Wireless Non-Radiative Power Transfer Systems Using Resonant Shielded Loops", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2012.

- [49] Disponível na URL <http://teslacoils4christ.org/TCFormulas/TCFormulas.htm> acessada no dia 13/10/15.
- [50] Wheeler, H.A. ; Hazeltine Corporation, Hoboken, N.J. "Simple Inductance Formulas for Radio Coils." Radio Engineers, Proceedings of the Institute of, v.16, n. 10, p. 1398-1400, 1928.
- [51] Grover, F.W. "Inductance Calculations", Ed. Dover Publications, INC, 2009.
- [52] 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.