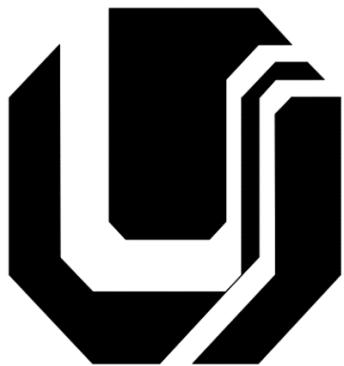


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**ANÁLISE DO RENDIMENTO EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO SEM FIO
PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS**

FABRÍCIO FERREIRA MENDONÇA

ABRIL

2019

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

**ANÁLISE DO RENDIMENTO EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO SEM FIO
PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada por Fabrício Ferreira Mendonça
ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos
requisitos para 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.

M523a Mendonça, Fabrício Ferreira, 1990-
2019 Análise do rendimento em sistemas de transmissão sem fio para
aplicação em veículos elétricos [recurso eletrônico] / Fabrício Ferreira
Mendonça. - 2019.

Orientador: Darizon Alves de Andrade.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia eletrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2019.988>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia eletrica. 2. Veículos elétricos. 3. Potência - Transferência. 4. Acoplamentos magnéticos. I. Andrade, Darizon Alves de, 1956-, (Orient.) II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Civil. III. Título.

CDU: 621.3

Glória Aparecida – CRB-6/2047

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

**ANÁLISE DO RENDIMENTO EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO SEM FIO
PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada por Fabrício Ferreira Mendonça à Universidade Federal de Uberlândia para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica em 17 de Abril de 2019 à Banca Examinadora:

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

Prof. Hélder de Paula, Dr. (UFU)

Prof. Fabrício Augusto Matheus Moura, Dr. (UFTM)

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho ao meu professor orientador, *Darizon Alves de Andrade*, e aos meus grandes amigos *Ricardo Tirone Fidelis* e *Ghunter Paulo Viajante*. Dedico também ao meu companheiro *Cassio de Oliveira* e ao meu amigo de trabalho *Pablo Soares*. Finalmente, de forma muito especial, dedico este trabalho a minha esposa, *Kely Deyse Ferreira da Silva*; e aos meus filhos, *Ingrid dos Santos Silva* e *Heitor Ferreira Mendonça*.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus por proporcionar saúde, paciência e compreensão para desenvolver todo este trabalho.

Agradeço, de forma ilustre, ao meu professor orientador Darizon Alves de Andrade pela paciência ao longo da pesquisa e por me permitir ser um de seus últimos alunos orientados no programa de mestrado, antes de sua aposentadoria.

Ao meu amigo e irmão de carreira Ricardo Tirone Fidelis por toda trajetória ao meu lado fornecendo ajuda, conhecimento, suporte e “braço amigo” nos momentos difíceis deste trabalho.

Ao meu grande professor Ghunter Paulo Viajante que em sua ausência, o início e a conclusão deste projeto não seria possível. Mostrou-me o caminho da carreira acadêmica e auxiliou-me fortemente na conquista do espaço no laboratório do IFG (Campus Itumbiara) para desenvolvimento do projeto e utilização dos materiais para coleta de dados. Obrigado aos envolvidos de forma direta e indireta do setor de administração do Instituto Federal de Goiás.

Agradeço, carinhosamente, ao meu companheiro Cassio de Oliveira que teve a gentileza de apresentar o artigo fruto desta pesquisa na INDUSCON, que ocorreu no estado de São Paulo ao qual eu não pude interagir por motivos profissionais.

Não posso me esquecer de agradecer fortemente ao meu amigo e supervisor da LACTALIS, Pablo Soares, que me permitiu realizar a pesquisa de forma parcial ao horário de trabalho, ausentando-me da função uma vez por semana em período administrativo para que pudesse acompanhar as aulas presenciais na UFU.

Finalmente, de forma muito especial, meu “muito obrigado” a minha amada esposa, Kely Deyse Ferreira da Silva, que se dedicou muito ao meu lado com apoio, amor e parceria.

RESUMO

O objetivo deste trabalho consiste em analisar o comportamento de um sistema de transferência de potência sem fios para aplicações em veículos elétricos, utilizando o princípio do acoplamento magnético. E, para alcançá-lo, foi necessário construir um circuito inversor para que a bobina emissora opere em ressonância magnética com a bobina receptora.

Foi elaborado uma rotina computacional para calcular o rendimento de um circuito ressonante, a partir dos parâmetros físicos e elétricos das bobinas. O protótipo consiste em energizar uma bobina plana primária e realizar a transferência indutiva para a bobina secundária, podendo ser de mesmo tamanho ou não.

Resultados experimentais foram coletados, tais como, curvas de rendimento em função da distância, transferência através de barreiras metálicas e não metálicas, rendimentos em função do desalinhamento entre bobinas, carga em bateria automotiva, distâncias máximas de transferência; dentre outros.

Um sistema desse tipo pode trazer muitos benefícios para aplicação no carregamento de baterias em veículos elétricos de forma prática, segura e com rendimentos satisfatórios quando realizado a transferência indutiva sem fios.

Palavras-chave: Transferência de potência sem fio, acoplamento magnético, rendimento, bobinas, veículos elétricos.

ABSTRACT

The objective of this work is to analyze the behavior of a wireless power transfer system for applications in electric vehicles, using the principle of magnetic coupling. And in order to reach it, it was necessary to construct an inverter circuit so that the sending coil operates in magnetic resonance with the receiving coil.

A computational routine was developed to calculate the efficiency of a resonant circuit, based on the physical and electrical parameters of the coils. The prototype consists of energizing a primary flat coil and performing the inductive transfer to the secondary coil, which may be the same size or not.

Experimental results were collected, such as yield curves as a function of distance, transfer through metallic and non-metallic barriers, yields due to misalignment between coils, automotive battery charge, maximum transfer distances; and others.

Such a system can bring many benefits for application in battery charging in electric vehicles in a practical way and with satisfactory yields when conducting wireless inductive transfer.

Keywords: Wireless power transfer, magnetic coupling, yield, coils, electric vehicles.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Layout representativo carregamento de veículos [autor].....	16
Figura 2 - Circuitos básicos de compensação. (a) SS. (b) SP. (c) PS. (d) PP. [1].....	17
Figura 3 - Circuito SPS [1]	17
Figura 4 - Carro com tecnologia WPT. (a) Bobinas primárias. (b) Experimento. [2].....	18
Figura 5 - Combinação de várias bobinas para estacionamento [6]	19
Figura 6 - Comparativo entre Potência e Distância [8]	20
Figura 7 - Circuito com emissor único com múltiplos receptores [8]	21
Figura 8 - Circuito representativo WPT [autor]	25
Figura 9 - Esquema de duas portas [10]	26
Figura 10 - Circuito de duas portas com fonte e carga [10]	27
Figura 11 - Circuito LC [10].....	28
Figura 12 - Circuito acoplado [10]	30
Figura 13 - Indução Eletromagnética entre duas bobinas acopladas [10]	32
Figura 14 - Sistema ressonante sem transmissão de potência [10].....	33
Figura 15 - Transferência de Potência entre dois circuitos ressonantes acoplados [10]	34
Figura 16 – Representação de dois filamentos de bobinas para o cálculo de indutância mútua	38
Figura 17 - Circuito WPT completo com circuito emissor e receptor.....	40
Figura 18 - Bobina plana coaxial.....	44
Figura 19 - Dimensões físicas das bobinas.....	45
Figura 20 - Fluxograma do Cálculo Computacional	48
Figura 21 - Indutância Mútua	49
Figura 22 - Fator Acoplamento k	50
Figura 23 - Rendimento Bobinas pequenas	51
Figura 24 - Curva de rendimento de 100KHz à 1MHz	52
Figura 25 - Rendimento Bobina 2 vs Bobina 1	53
Figura 26 - Indutância Mútua e Fator K	53
Figura 27 - Bobina 1 e Bobina 2, respectivamente.....	55
Figura 28 - Circuito emissor escolhido	56
Figura 29 - Limites de operação semicondutores [16]	56

Figura 30 - Circuito Receptor	57
Figura 31 - Circuito completo	58
Figura 32 - B1 vs B1	59
Figura 33 – Formas de onda para 1 e 3cm respectivamente.....	59
Figura 34 - Formas de onda para 4 e 9cm respectivamente	60
Figura 35 - Curva REAL vs CÁLCULO – B1 x B1	60
Figura 36 - Formas de onda retificadas para 3 e 12cm respectivamente.....	61
Figura 37 - Circuito com refletor LED - 5V -10W.....	62
Figura 38 - Bobina B2 vs B1	63
Figura 39 - Formas de onda para 1 e 5cm respectivamente	63
Figura 40 - Curva de Rendimento REAL vs CÁLCULO - B2 x B1.....	64
Figura 41 - Comportamento para diferentes configurações - 100kHz	67
Figura 42 - Melhor configuração C4 - 100kHZ até 1MHz.....	68
Figura 43 - Comparação entre frequência de Ressonância / Distância / Rendimento.....	69
Figura 44 - Frequência x Distância	69
Figura 45 - Frequência x Distância - Zonas	70
Figura 46 - Projeto bobinas	70
Figura 47 - Bobinas Grandes de Teste B2 e B4 respectivamente	71
Figura 48 - Indutância Própria B2 – Bobina Receptora	72
Figura 49 - Indutância Própria B4 – Bobina Emissora.....	72
Figura 50 - Projeto circuito eletrônico.....	73
Figura 51 - Placas circuito emissor e receptor.....	73
Figura 52 - Módulo IGBT	74
Figura 53 - Fonte de tensão variável	74
Figura 54 - Bancada Experimental Final	75
Figura 55 - Variação de distância entre as bobinas	77
Figura 56 - Curva de Rendimento vs Distância.....	78
Figura 57 - Distâncias fixas com diferentes frequências	79
Figura 58 - Bancada para distância fixa	80
Figura 59 - Teste com alvenaria	81
Figura 60 - Rendimento vs Tensão Parede.....	82

Figura 61 - Chapa de aço 3mm.....	83
Figura 62 - Chapa de aço a frente.....	84
Figura 63 - Rendimento com chapa de aço a frente	84
Figura 64 - Níveis de tensão com e sem chapa de aço	85
Figura 65 - Chapa de aço atrás	85
Figura 66 - Chapa de aço atrás (a) - 15cm.....	86
Figura 67 - Chapa de aço atrás (b) - 20cm	86
Figura 68 - Chapa metálica “encostada” e “próxima”	87
Figura 69 - Refletor LED.....	88
Figura 70 - Refletor LED energizado	88
Figura 71 - Lâmpadas LED	89
Figura 72 - Desalinhamento lateral	90
Figura 73 - Desalinhamento lateral aplicado.....	91
Figura 74 - Rendimento vs Desalinhamento lateral	91
Figura 75 - Formas de onda Desalinhamento	92
Figura 76 - Desalinhamento angular	93
Figura 77 - Inclinação angular laboratório	93
Figura 78 - Resultado eficiência vs ângulo	94
Figura 79 - Formas de onda inclinação angular	95
Figura 80 - Bancada para carga de bateria	95
Figura 81 - Tensão na bateria – Valores de Pico e RMS.....	96
Figura 82 - Valores de Carga.....	97
Figura 83 - Gráfico de rendimento - Bateria	98
Figura 84 - (a) Bobinas próximas (b) Carga	99
Figura 85 - Potência Máxima Transferida	99
Figura 86 - Frequência vs Rendimento	100

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Características construtivas das bobinas pequenas	45
Tabela 2 - Valores completos Bobinas	57
Tabela 3 - Experimentos Realizados com as Bobinas Protótipo de Bancada	65
Tabela 4 - Medidas para as bobinas grandes	65
Tabela 5 - Combinações realizadas	66
Tabela 6 - Características construtivas Bobinas Grandes de Teste	71
Tabela 7 - Aumento do nível de tensão em função da distância	89

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1.....	15
INTRODUÇÃO	15
1.1 APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS	15
1.2 OUTRAS APLICAÇÕES.....	19
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	21
CAPÍTULO 2.....	23
FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	23
2.1 TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO	23
2.2 TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO	25
2.3 EFICIÊNCIA A PARTIR DOS PARÂMETROS DA MATRIZ DE DISPERSÃO.....	25
2.4 TEORIA DOS MODOS ACOPLADOS	28
2.5 ACOPLAMENTO DE DOIS CIRCUITOS RESSONANTES SEM PERDA	30
2.6 ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA MAGNÉTICO RESSONANTE	31
2.6.1 Sistema de indução eletromagnética	31
2.6.2 Sistema de ressonância magnética	33
2.6.3 Transferência de potência por ressonância magnética	34
2.6.4 Frequência de ressonância	35
2.6.5 Fator de acoplamento.....	36
2.6.6 Indutância mútua	38
2.6.7 Rendimento.....	40
2.6.8 Considerações Finais	41
CAPÍTULO 3.....	43
PROJETO DAS BOBINAS E CÁLCULO DO PERFIL DAS INDUTÂNCIAS	43
3.1 PROJETO DAS BOBINAS RESSONANTES.....	43
3.1.1 Bobinas pequenas de bancada.....	45
3.1.2 Cálculo do fator qualidade Q	46
3.1.3 Cálculo do capacitor de ressonância	46

3.2 BOBINA 1 vs BOBINA 1	47
3.2.1 Indutância mútua.....	48
3.2.2 Fator de acoplamento K	49
3.2.3 Cálculo de rendimento	50
3.3 BOBINA 2 vs BOBINA 1	52
3.4 Considerações Finais	54
CAPÍTULO 4.....	55
IMPLEMENTAÇÃO DOS PROTÓTIPOS E RESULTADOS PRELIMINARES	55
4.1 PROTÓTIPOS PEQUENOS DE BANCADA.....	55
4.1.1 Circuito elétrico emissor	55
4.1.2 Circuito elétrico receptor	57
4.2 RESULTADOS PARA B1 VS B1	58
4.3 RESULTADOS PARA B2 VERSUS B1	62
4.4 BOBINAS GRANDES DE TESTE.....	65
4.5 IMPLEMENTAÇÃO DAS BOBINAS GRANDES DE TESTE.....	70
4.6 CIRCUITO ELETROELETRÔNICO	72
CAPÍTULO 5.....	76
5.1 AVALIAÇÃO DA CURVA DE RENDIMENTO DAS BOBINAS GRANDES EM FUNÇÃO DO CÁLCULO COMPUTACIONAL	76
5.2 VARIAÇÃO DE POTÊNCIA TRANSMITIDA COM DISTÂNCIAS FIXAS	78
5.3 ANÁLISE DA CURVA DE RENDIMENTO EM FUNÇÃO DE UMA BARREIRA FÍSICA DE ALVENARIA	80
5.4 ANÁLISE DA CURVA DE RENDIMENTO EM FUNÇÃO DE UMA BARREIRA FÍSICA METÁLICA	82
5.4.1 Chapa de aço em frente a bobina receptora	83
5.4.2 Chapa de aço atrás da bobina receptora	85
5.5 AVALIAÇÃO DO COMPORTAMENTO EM GRANDES DISTÂNCIAS UTILIZANDO LÂMPADAS LED COMO CARGA.....	87
5.6 ANÁLISE DA CURVA DE RENDIMENTO EM FUNÇÃO DE DESALINHAMENTO LATERAL ENTRE AS BOBINAS.....	90

5.7 ANÁLISE DA CURVA DE RENDIMENTO EM FUNÇÃO DE DESALINHAMENTO ANGULAR ENTRE AS BOBINAS	93
5.8 ANÁLISE DE CARGA DE BATERIA AUTOMOTIVA.....	95
5.9 VERIFICAÇÃO DA MÁXIMA POTÊNCIA TRANSFERIDA DO PRIMÁRIO PARA O CIRCUITO SECUNDÁRIO	98
5.10 ANÁLISE DO COMPORTAMENTO EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA	100
CAPÍTULO 6.....	101
CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	101
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	104

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A Transmissão de Energia sem Fio (Wireless Power Transfer – WPT) tem despertado o interesse tanto comercial, quanto acadêmico, por ser uma técnica de transferência de energia elétrica sem ocorrer contato elétrico entre a fonte emissora e receptora. Este modelo de transmissão tem aplicabilidade desde o carregamento de baterias de dispositivos eletrônicos até na utilização em veículos elétricos, havendo aplicação em vários níveis de potência.

Cada aplicação requer características específicas, como distância entre as bobinas, tamanho dos dispositivos, transferência de potência e carregamento de baterias. Umas das características principais em WPT é a operação em alta frequência; pois, na maioria das técnicas aplicadas, é necessário que os circuitos operem dentro das faixas de ressonância magnética, fazendo uso de indutores e capacitores de compensação.

Este trabalho busca verificar o rendimento do sistema para bobinas de diferentes diâmetros e números de espiras, bem como a influência da frequência de ressonância no acoplamento magnético entre o circuito emissor e receptor para aplicação em veículos elétricos.

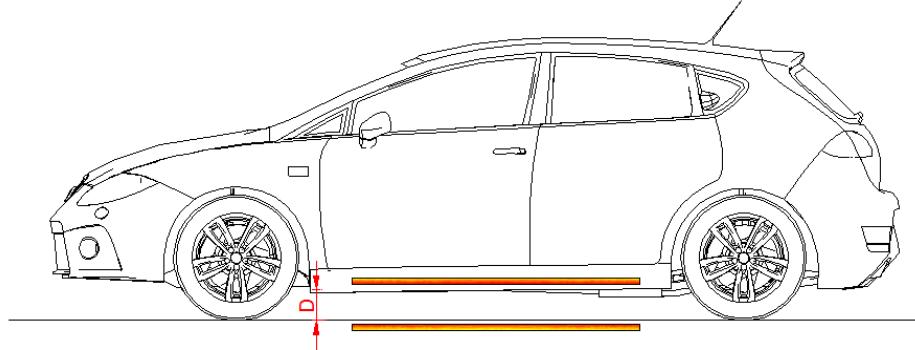
1.1 APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Um dos campos de estudo dos sistemas WPT é aplicação em carros elétricos para carregamento de bateria. Uma vez instalado um sistema de carregamento, é possível alimentar a bateria através da transmissão indutiva de potência, onde não é necessário a utilização de contatos elétricos entre o circuito emissor e receptor.

A proposta para esta aplicação é poder recarregar o veículo em estacionamentos residenciais e comerciais, visando a praticidade e facilidade, pois o acoplamento é realizado de forma magnética. Nos métodos mais convencionais, a bobina emissora é instalada no

chão e a bobina receptora instalada no assoalho do veículo que, por sua vez, alimenta o circuito elétrico do automóvel. A Figura 1 ilustra a configuração proposta.

Figura 1 - Layout representativo carregamento de veículos [autor]



A distância D é um fator importante a ser considerado, pois em sistemas de transferência de potência sem fio, quando ocorre o aumento do espaçamento entre as bobinas receptora e emissora, ocorre a diminuição do rendimento do sistema; afetando o tempo de carga e comprometendo a eficiência. Em carros populares, essa distância pode variar entre 20 e 30cm, dependendo do modelo e país de fabricação do veículo.

Para possibilitar a transferência indutiva de potência, é necessário utilizar um drive conversor e uma fonte de corrente contínua para alimentar a bobina primária em alta frequência, fazendo o sistema operar em ressonância. No entanto, um sistema WPT requer um alinhamento preciso entre as bobinas para manter os níveis de rendimento dentro dos limites desejados. Para conseguir carregamentos rápidos sem a necessidade de posicionamentos mecânicos precisos, faz-se necessário um controle da frequência de ressonância variando o fator de acoplamento, pois nesta configuração, se as bobinas não estiverem perfeitamente alinhadas, o desalinhamento pode ser compensado através da topologia do circuito elétrico adotado [1].

Basicamente, quatro técnicas são utilizadas em circuitos WPT, assim como exibido na Figura 2.

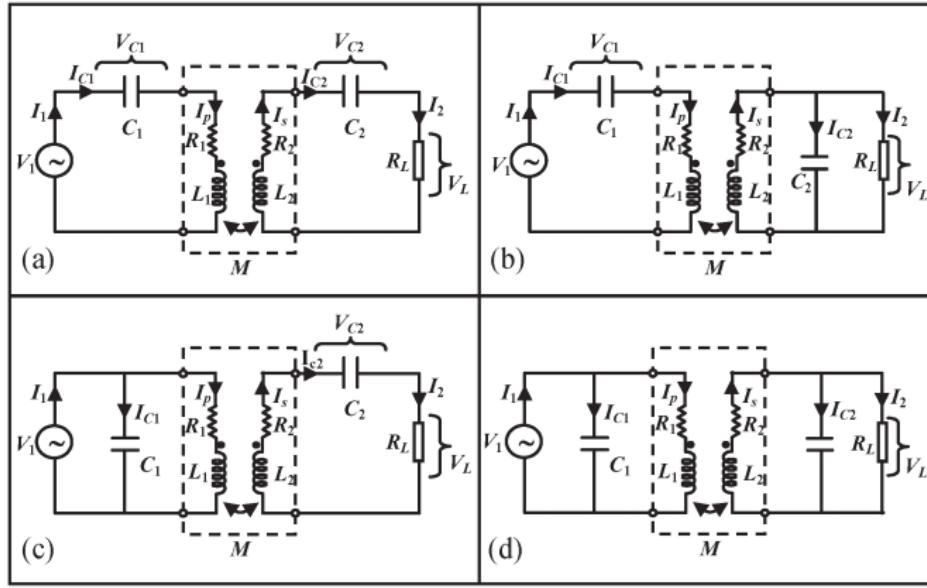
SS – Série / Série

SP – Série / Paralelo

PS – Paralelo / Série

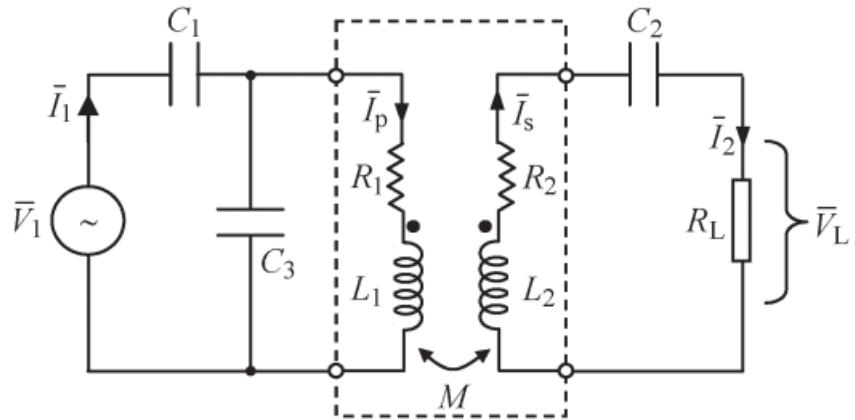
PP – Paralelo / Paralelo

Figura 2 - Circuitos básicos de compensação. (a) SS. (b) SP. (c) PS. (d) PP. [1]



Em [1] é apresentada uma nova topologia unindo as duas técnicas que apresentam melhor desempenho para desenvolver uma configuração que se comporta e fornece melhores resultados, frente aos possíveis desalinhamentos que podem ocorrer entre as bobinas. A topologia SPS (SS + PS) traz estas características. A Figura 3 exibe a configuração mencionada.

Figura 3 - Circuito SPS [1]

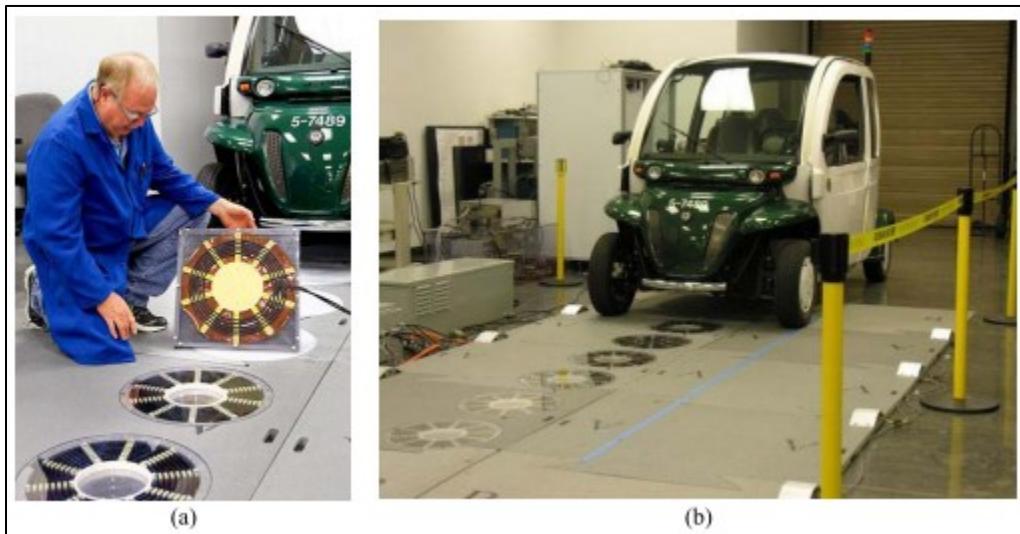


A transferência indutiva de potência também pode ser utilizada em carros sem baterias, sendo alimentados diretamente enquanto estão em movimento. Além do peso das baterias,

existe a dificuldade da comercialização, padronização destas células e dos componentes químicos a serem utilizados devido ao alto nível de carga e a rápida utilização da mesma.

Estudos nesse segmento já foram realizados nos anos 70, no qual um protótipo foi desenvolvido baseado na tecnologia sem fio, consumindo uma potência total de 8kW [2]. Desde então, os estudos foram aumentando e outras pesquisas foram desenvolvidas visando um percurso equipotencializado para transferência de potência Wireless. A Figura 4 ilustra um experimento realizado em 2011 com uma frequência de ressonância de 20kHz, potência transferida de 2,2kW com uma eficiência de 74%, limitando a fonte em 72V.

Figura 4 - Carro com tecnologia WPT. (a) Bobinas primárias. (b) Experimento. [2]

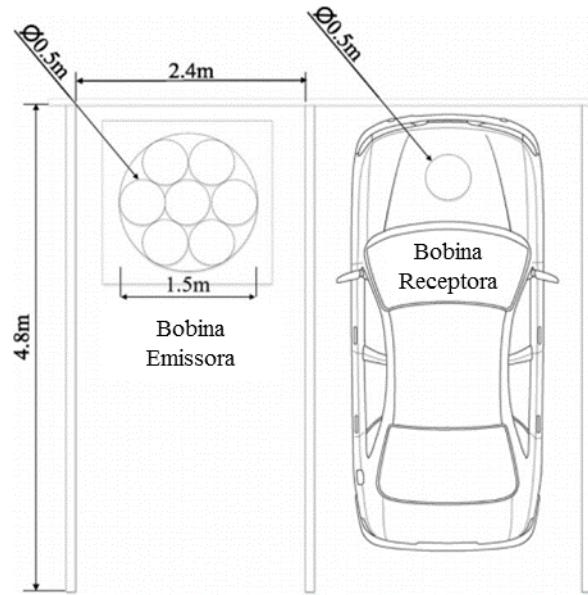


Em [3] é abordado um melhor desempenho para sistemas que operam em grandes distâncias através de capacitores multi-modulares para carregamento de baterias e frequência de ressonância elevada, acima de 6MHz, melhorando o rendimento, a taxa de transferência e diminuindo a necessidade de utilizar tensões elevadas no circuito primário. Em [4] é mostrado o comparativo utilizando bobinas planares circulares versus bobinas planares quadradas, pois existem poucas pesquisas abordando as diferentes formas geométricas de bobinas em aplicações WPT operando no mesmo circuito. Existem também aplicações em que se utilizam núcleo de ferro para obter melhores desempenhos, tal como abordado em [5], que utiliza núcleo magnético para realizar transferência de potência sem fio.

Em [6] é analisado uma combinação de bobinas planares circulares para compensar o desalinhamento físico entre as bobinas nos estacionamentos, que apresentou melhores resultados do que utilizando apenas uma bobina como emissora. Como a bobina receptora fica acima do arranjo das emissoras, somente aquela que está mais próximo do alinhamento é energizada. Para esta aplicação, faz-se necessário um algoritmo de reconhecimento de qual bobina é a indicada para energização. A Figura 5 ilustra esta configuração.

Estudos [7] revelam que apenas 5% dos veículos podem atingir alinhamentos precisos o suficiente para conseguir recargas acima de 80% de rendimento, sendo que um alinhamento perfeito pode alcançar resultados próximos a 95%. Perdas de 50% podem acontecer quando o desalinhamento ocorre em 15 a 20 cm.

Figura 5 - Combinação de várias bobinas para estacionamento [6]



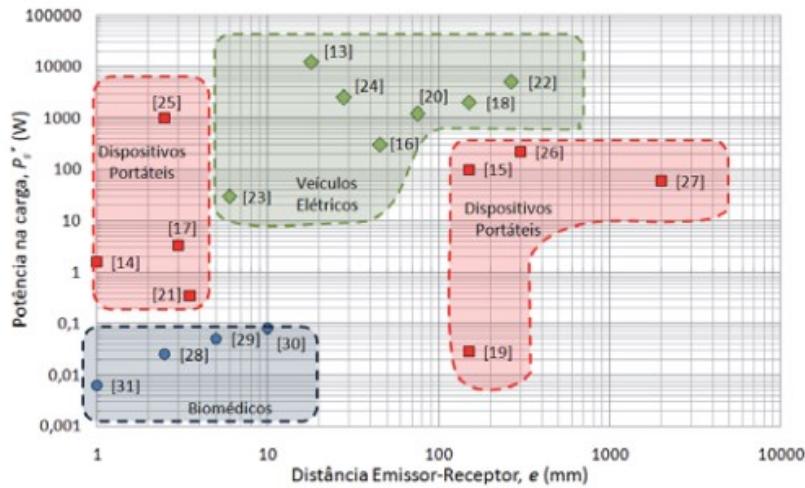
1.2 OUTRAS APLICAÇÕES

WPT não se restringe apenas a aplicações em veículos elétricos, de forma que a utilização desta técnica em dispositivos eletrônicos também se torna muito relevante. Ademais, a medicina pode fazer uso destas tecnologias e se aprofundar nos tratamentos biomédicos. A Figura 6 mostra as potências geralmente utilizadas para estas aplicações. Para aplicação em dispositivos portáteis, dois subgrupos podem ser analisados; o primeiro,

refere-se ao lado esquerdo da figura, onde se encontra os aparelhos celulares e outros dispositivos de comunicação onde a distância entre emissor e receptor é pequena e, às vezes, necessitam estar encostados. É uma topologia já existente e comercializada atualmente, denominada de *powerpads*.

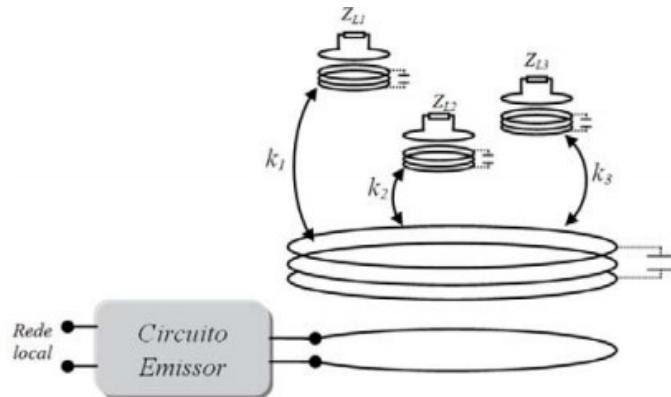
No segundo grupo, estão os aparelhos que operam através de distâncias maiores e cargas mais elevadas, como eletrodomésticos e sistemas de iluminação. Uma característica desse grupo é por trabalhar com frequências elevadas, geralmente na casa dos Mega Hertz.

Figura 6 - Comparativo entre Potência e Distância [8]



É demonstrado em [8] um arranjo para transmissão sem fio de um único emissor para múltiplos receptores, considerando que cada bobina receptora deve ser menor que a bobina emissora e esteja localizada dentro da região de fluxo na bobina primária e que as indutâncias mútuas entre as bobinas múltiplas sejam insignificantes ao ponto de não ser considerado como fator impactante na transferência de potência. Um aspecto importante, ressaltado ainda em [8], é a necessidade de corrigir a operação ao ponto em que ocorre as entradas e saídas de cargas do sistema ressonante para manter eficiência e estabilidade do circuito. A transmissão pode ocorrer diretamente da bobina emissora para as receptoras ou possuir enrolamentos de compensação, conforme ilustrado na Figura 7, que representa um circuito WPT com múltiplos receptores e bobina de compensação atribuída.

Figura 7 - Circuito com emissor único com múltiplos receptores [8]



A aplicação de transferência indutiva de potência é algo inovador para os grupos biomédicos, pois são dispositivos que operam em baixas potências e podem ser utilizados em eventos onde a substituição de baterias causam riscos; ou em procedimentos cirúrgicos, eliminando ou atrasando as necessidades de intervenções incisivas no corpo humano. Diversas outras aplicações biomédicas podem ser exploradas e se tornarem favoráveis, conforme discutido e abordado em [9].

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Nesta dissertação, é realizado um estudo de rendimento para transmissão de energia sem fio (*Wireless Power Transfer*) voltado para aplicação em veículos elétricos. O capítulo 1 abordou a revisão bibliográfica que contextualiza a utilização de sistemas sem fio, bem como trabalhos atuais em desenvolvimento e ilustra as diferentes aplicações para *Wireless Transfer*. O próximo capítulo aborda, de forma matemática, toda a fundamentação teórica sobre sistemas ressonantes acoplados magneticamente, mostrando as equações matemáticas que sintetizam, tecnicamente, os sistemas WPT.

O capítulo 3 mostra como foi elaborado o cálculo computacional para projetos que envolvem bobinas em forma de espiras coaxiais planas, mostrando resultados gráficos acerca da eficiência, com diferentes tamanhos de bobina, comparando com a distância e variações da frequência de chaveamento.

Duas bobinas pequenas foram construídas primeiramente para validar os resultados computacionais para que, então, pudessem ser construídas as bobinas grandes para a aplicação em veículos elétricos reais. As bobinas iniciais foram chamadas de **bobinas pequenas de bancada**, enquanto as bobinas finais foram nomeadas de **bobinas grandes de teste**. A implementação física destes protótipos é apresentada no capítulo 4 assim como a construção de toda bancada e os meios utilizados.

Os resultados experimentais são exibidos no capítulo 5, trazendo diversas configurações e aplicações para a utilização em veículos. São mostrados valores de eficiência em casos de desalinhamento entre as bobinas, carregamento de bateria, máxima transferência de potência do projeto, impactos negativos e positivos com barreiras físicas de concreto, chapa metálica; dentre outros.

A conclusão e trabalhos futuros são apresentados no capítulo 6.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO

Atualmente, diversas formas de transferência de energia sem fio podem ser aplicadas a partir dos fenômenos abaixo [10]:

- Laser: O feixe luminoso raio laser possui características de transporte de energia de um ponto específico para outro em grandes elevadas, além de ser um mecanismo muito eficiente. A NASA aplica em suas tecnologias e propõe a utilização em satélites, pois em algumas aplicações outro dispositivo não se torna viável. Geralmente, um laser é energizado e direcionado para uma célula fotovoltaica sensível a infravermelho, que opera como circuito coletor.
- Piezoelétrico: Utiliza transdutores capazes de emitir e coletar ondas vibratórias, tornando-se viável para transferência de energia sem contatos elétricos.
- Ondas de rádio: Já é conhecido por emitir ondas de longo alcance através de micro-ondas. Também existem trabalhos que mostram o desenvolvimento de antenas para coletar energia das ondas de rádio.
- Acoplamento Indutivo: Funciona baseado no acoplamento ressonante entre duas bobinas operando em um circuito LC. Conforme as bobinas se aproximam, o rendimento do sistema aumenta.
- Ressonância eletromagnética: Necessita de um forte campo magnético ressonante para conseguir transferência de energia. Normalmente possui um alto custo de implementação.

Desde o início dos trabalhos com transferência de energia sem fio baseado na utilização de campos magnéticos, vem surgindo questões sobre os impactos ou consequências para saúde humana. Por mais que a população venha convivendo com todo acervo tecnológico com dispositivos eletrônicos, comunicação via rádio, televisão, etc.,

ainda existem aspectos a serem estudados para validar a influência da radiação magnética no organismo.

Vários estudos foram realizados em 2009 sobre os efeitos das ondas eletromagnéticas, em particular dos telefones celulares, verificando apenas nos níveis superiores de segurança internacional, onde podem ter encontrado alguns efeitos nos genes humanos. Por outro lado, outros estudos também mostram que não é possível determinar efeitos nocivos à saúde devido a exposição eletromagnética, como as emitidas por aparelhos eletrônicos [10].

Em 2008 [10] foi realizado um estudo envolvendo 10.497 fuzileiros navais da Marinha da Noruega, sendo que o resultado para os que trabalharam a 10 metros de estações de radiodifusão ou radares, foi um aumento na infertilidade e uma maior taxa de natalidade de mulheres do que de homens. Este aumento de infertilidade coincide com outro estudo (Irgens A & M -1999), que determinou que a qualidade do sêmen decai em homens que, por razões de emprego (eletricistas, soldadores, técnicos, etc.), estão expostos a radiações eletromagnéticas constantes, incluindo micro-ondas. Tal estudo pôde concluir que alguns efeitos sobre o ser humano ocorrem, de fato, principalmente em altas frequências.

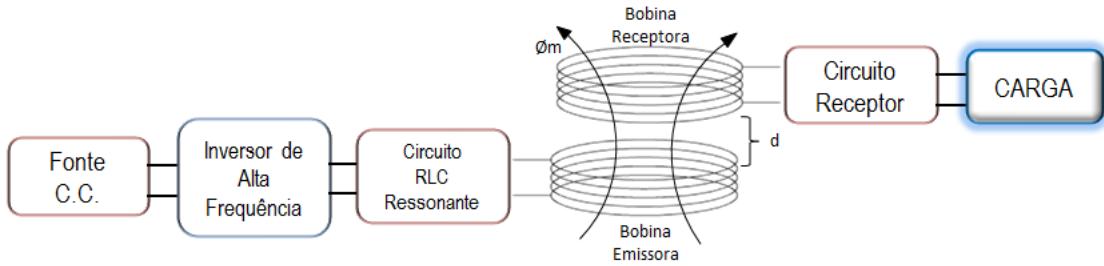
O fenômeno *ressonância* é muito conhecido na física e consiste em aplicar a um objeto uma ação periódica vibratória com um período vibratório que corresponda à máxima taxa de absorção de energia do objeto. Essa frequência é conhecida como frequência de ressonância [10]. Esse efeito pode ser destrutivo para alguns materiais rígidos, como quando um vidro quebra ao som da voz de um tenor ou, em casos extremos, até mesmo uma ponte ou um prédio pode entrar em colapso devido à ressonância que é causado pelo vento ou por um terremoto.

A ressonância também está presente na eletricidade e pode ser usada para transferir energia sem fio com duas vantagens principais: a taxa de absorção máxima é garantida e pode funcionar em baixas frequências (menos perigosa para humanos). Quando dois objetos têm a mesma frequência de ressonância, eles podem ser acoplados de maneira magnética, fazendo com que um objeto transfira energia (de maneira eficiente) para o outro. Este princípio pode ser explorado para transmitir energia de um ponto a outro, por meio de um campo eletromagnético.

2.2 TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO

No circuito mostrado na Figura 8, a reatância indutiva e capacitativa de cada bobina devem ter igual magnitude em relação à frequência de ressonância, provocando oscilação entre o campo magnético do indutor e o campo elétrico do capacitor. A transmissão de energia ocorre devido à interação do campo magnético entre a bobina emissora e bobina receptora. Duas abordagens matemáticas podem ser apresentadas, sendo elas a Matriz de Dispersão ou a Teoria dos Modos Acoplados.

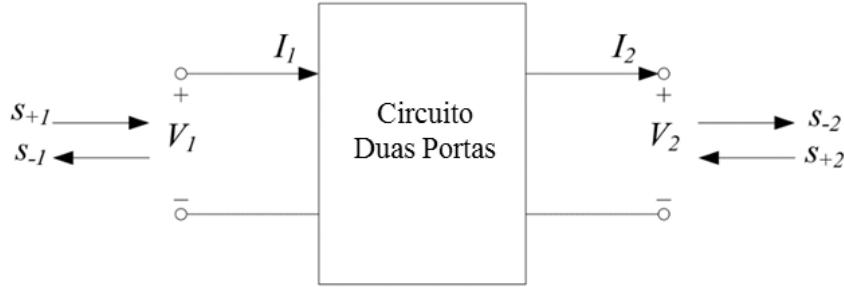
Figura 8 - Circuito representativo WPT [autor]



2.3 EFICIÊNCIA A PARTIR DOS PARÂMETROS DA MATRIZ DE DISPERSÃO

A transmissão de energia sem fio pode ser analisada através do esquema do circuito de duas portas, como ilustrado na Figura 9. Um circuito de duas portas possui dois pares de terminais atuando como pontos de acesso. Tais circuitos são úteis em comunicação, sistemas de controle, sistemas de potência e eletrônica. Caracterizar um circuito de duas portas requer uma relação entre as quantidades V_1 , V_2 , I_1 e I_2 nos terminais, dos quais dois termos são independentes. Os vários termos que estabelecem relações entre essas tensões e correntes são chamados *parâmetros* [11]. Esses parâmetros podem ser relacionados em forma de sistema ou na forma matricial, como representado em (2.1).

Figura 9 - Esquema de duas portas [10]



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}}_{\text{Matriz Transferência}} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}}_{\text{Matriz Impedância}} \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

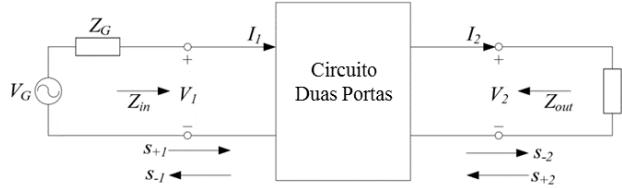
Onde V_1 e V_2 representam as tensões de entrada e saída e I_1 e I_2 as correntes, respectivamente. A entrada da matriz de dispersão é relacionada como $(S_{+1,2})$ e as formas de onda da saída, como $(S_{-1,2})$ do sistema matricial em (2.2).

$$\begin{bmatrix} S_{-1} \\ S_{-2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}}_{\text{Matriz Dispersão}} \begin{bmatrix} S_{+1} \\ S_{+2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Para a análise matemática do circuito elétrico, as matrizes de transferência e impedância são muito utilizadas, mas a medição de coeficientes torna-se difícil em frequências elevadas. Já a matriz de dispersão proporciona a utilização de analisadores de rede, que permitem medir os parâmetros da matriz de dispersão em uma ampla faixa de frequências.

A Figura 10 mostra um circuito de duas portas conectado a uma fonte e carga.

Figura 10 - Circuito de duas portas com fonte e carga [10]



A partir da análise da matriz de dispersão, a expressão (2.3) pode ser obtida para tensão e corrente em termos das formas de onda variáveis, onde Z_0 é o valor da impedância de referência, geralmente fixada em 50Ω [10].

$$\begin{aligned} V_1 &= \sqrt{Z_0}(S_{+1} + S_{-1}) \\ V_2 &= \sqrt{Z_0}(S_{+2} + S_{-2}) \\ I_1 &= \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(S_{+1} - S_{-1}) \\ I_2 &= \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(S_{+2} - S_{-2}) \end{aligned} \quad (2.3)$$

A eficiência da transferência de potência pode ser deduzida através da potência de entrada, P_{in} , e da potência na carga, P_L . Para o sistema da Figura 10, as potências podem ser relacionadas como [10]:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_G|^2 R_{in}}{|Z_{in} + Z_G|^2} \quad P_L = \frac{1}{2} \frac{|V_G|^2 R_L |Z_{21}|^2}{|(Z_{11} + Z_G)(Z_{out} + Z_L)|^2} \quad (2.4)$$

Onde R_{in} e R_L correspondem à parte real do número complexo, V_g tensão na fonte, Z_g impedância interna da fonte, Z_{in} e Z_{out} impedância de entrada e saída do circuito, respectivamente. A partir de (2.4), pode-se verificar que a condição para máxima entrega de potência da fonte para a entrada do circuito de duas portas é dada por (2.5) e, similarmente, a máxima potência entregue para carga é representada por (2.6):

$$Z_{in} = Z_G^* \quad (2.5)$$

$$Z_L = Z_{out}^* \quad (2.6)$$

Logo, a eficiência representada pelos parâmetros S , a partir de [10], pode ser representada por (2.7).

$$\eta_1 = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2))}{|(1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad (2.7)$$

Γ_G e Γ_L são coeficientes de reflexão dados por (2.8) e (2.9).

$$\Gamma_G = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0} \quad (2.8)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.9)$$

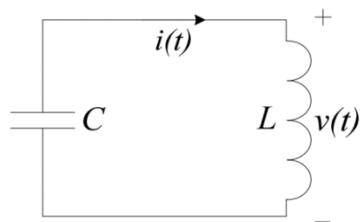
Nesta configuração, se as impedâncias da fonte e da carga forem iguais a impedância de referência Z_0 ($Z_G = Z_L = Z_0$), a equação (2.7) pode ser simplificada em (2.10):

$$\eta_1 = |S_{21}|^2 \quad (2.10)$$

2.4 TEORIA DOS MODOS ACOPLADOS

O fenômeno ressonante pode ocorrer através do acoplamento ressonante mecânico, ressonância acústica, ressonância eletromagnética, ressonância nuclear, ressonância de rotação de elétrons; dentre outras. Em sistema de transmissão de energia sem fio, a ressonância magnética é utilizada. O circuito simples, ideal e sem perdas é apresentado na Figura 11.

Figura 11 - Circuito LC [10]



O circuito pode ser representado pela equação de primeira ordem (2.11) e expresso em segunda ordem por (2.12).

$$i = -C \frac{dv}{dt} \quad v = L \frac{di}{dt} \quad (2.11)$$

$$\frac{d^2v}{dt^2} + \omega^2 v = 0 \quad (2.12)$$

Onde ω é a frequência de ressonância em um circuito LC mostrado em (2.13).

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.13)$$

Em vez de um conjunto de duas equações diferenciais acopladas em (2.11), duas equações diferenciais desacopladas podem ser derivadas, definindo as novas variáveis complexas apresentadas em (2.14).

$$a_{\pm} = \sqrt{\frac{c}{2}} (v \pm j \sqrt{\frac{L}{c}} i) \quad (2.14)$$

Para obter a energia armazenada no circuito, é necessário analisar (2.15) e (2.16) para aplicar em (2.14). Para tanto, $|V|$ é o módulo da amplitude da tensão representada na Figura 11.

$$v(t) = |V| \cos(\omega_0 t) \quad (2.15)$$

$$i(t) = \sqrt{\frac{c}{L}} |V| \sin(\omega_0 t) \quad (2.16)$$

O resultado é mostrado por (2.17) e simplificado em (2.18), onde W é a energia armazenada no circuito:

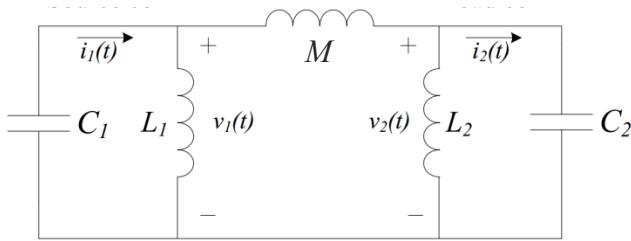
$$a_{\pm} = \sqrt{\frac{c}{2}} (|V| \cos(\omega_0 t) + j |V| \sin(\omega_0 t)) = \sqrt{\frac{c}{2}} |V| e^{j\omega_0 t} \quad (2.17)$$

$$|a_{\pm}|^2 = \frac{c}{2} |V|^2 = W \quad (2.18)$$

2.5 ACOPLAMENTO DE DOIS CIRCUITOS RESSONANTES SEM PERDA

A Figura 12 mostra a representação do circuito elétrico de um sistema com duas bobinas acopladas. Supondo que a_1 e a_2 são as amplitudes dos modos das bobinas ressoantes e ω_1 e ω_2 as frequências de cada circuito, então se as bobinas ressonantes forem perturbadas por algum fenômeno físico, neste caso a indutância mútua M , o primeiro ressonador pode ser expresso por (2.19) e o segundo ressonador por (2.20).

Figura 12 - Circuito acoplado [10]



$$\frac{da_1}{dt} = j\omega a_1 + k_{12}a_2 \quad (2.19)$$

$$\frac{da_2}{dt} = j\omega a_2 + k_{21}a_1 \quad (2.20)$$

Os coeficientes de acoplamento entre os circuitos são representados por k_{21} e k_{12} . Os valores exatos de k_{21} e k_{12} poderiam ser obtidos por meio de considerações de conservação de energia. A partir da equação (2.20), a potência transferida da primeira bobina ressonante para a segunda, através da indutância mútua M , pode ser avaliada como (2.21).

$$P_{21} = \frac{d|a_2|^2}{dt} = k_{21}a_1a_2^* + k_{21}^*a_1^*a_2 \quad (2.21)$$

Analizando o circuito da figura 12, o fluxo de potência pode ser obtido da seguinte forma:

$$P_{21} = i_2 M \frac{d(i_1 - i_2)}{dt} \quad (2.22)$$

Introduzindo os números complexos $I_1(t)$, $I_2(t)$ pode-se escrever a expressão (2.23) abaixo:

$$i_1(t) = \frac{1}{2}(I_1(t)e^{j\omega_1 t} + I_1^*(t)e^{-j\omega_1 t}) \quad (2.23)$$

Aplicando (2.23) em (2.22), através de aproximação, tem-se a expressão que pode ser escrita como (2.24):

$$P_{21} = \frac{1}{4}(j\omega_1 M I_1 I_2^* e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} - j\omega_1 M I_1^* I_2 e^{-j(\omega_1 - \omega_2)t}) \quad (2.24)$$

Logo, comparando (2.24) com (2.21) e definindo $a_n = \sqrt{\frac{L_n}{2}} I_N e^{j\omega_n t}$, onde $n=1,2$, o fator de acoplamento pode ser derivado de (2.25).

$$k_{21} = \frac{j\omega_1 M}{2\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.25)$$

2.6 ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA MAGNÉTICO RESSONANTE

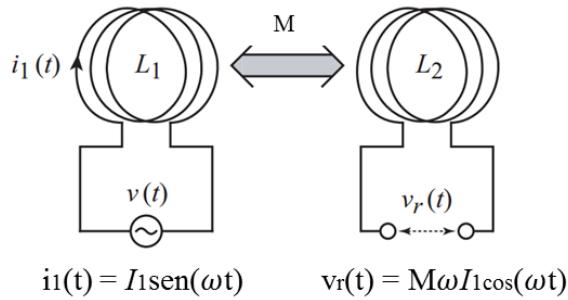
Através da análise dos parâmetros dos circuitos ressonantes, a importância da utilização de cada elemento se torna mais clara. Otimizar os parâmetros e maximizar a eficiência de transmissão ou aumentar a transferência efetiva de potência ativa são metas cruciais em sistemas sem fio.

2.6.1 Sistema de indução eletromagnética

Em sistemas de indução eletromagnética é comum utilizar uma fonte de tensão alternada variante no tempo para gerar tensão induzida na bobina emissora para receptora,

onde cada uma pode ou não possuir diferentes números de espiras. Nestas condições, a indutância mútua entre os circuitos se apresenta em níveis elevados em função da proximidade entre as bobinas e na utilização de materiais ferromagnéticos preenchendo o espaço entre elas, tornando as linhas de fluxo magnético mais concentradas em regiões específicas. Esta configuração é comumente encontrada em transformadores convencionais, que apresentam elevado índice de rendimento. A Figura 13 mostra um circuito comum para sistemas baseados em indução eletromagnética, com um par de bobinas e diferentes valores de indutância L_1 e L_2 .

Figura 13 - Indução Eletromagnética entre duas bobinas acopladas [10]



Essa configuração possui um forte acoplamento magnético e elevado valor de indutância mútua M . Neste sistema, a tensão $v(t)$ é aplicada nos terminais do circuito emissor, fazendo circular a corrente $i_1(t)$ nas espiras da bobina primária, sendo que, quase todo fluxo, é transferido para os enrolamentos da bobina secundária. Esse fluxo concatenado Φ é derivado por $i_1(t)$ e a indutância mútua M das bobinas como $\Phi = Mi(t)$.

$$v_r(t) = \frac{d}{dt}\Phi = M \frac{di_1(t)}{dt} = M\omega I_1 \cos(\omega t) \quad (2.26)$$

Em sistemas de transmissão eletromagnética, a tensão de saída produzirá corrente e potência ativa quando uma carga é conectada em seus terminais. Isso ocorre devido à indutância mútua entre as bobinas possuir valores elevados, em função no núcleo de aço que concentra as linhas de fluxo em seu meio. Caso as bobinas se separem, o fluxo magnético gerado pela bobina emissora sofre o efeito de dispersão devido à falta de interação magnética do núcleo e isso enfraquece a indutância mútua, M , ocasionando

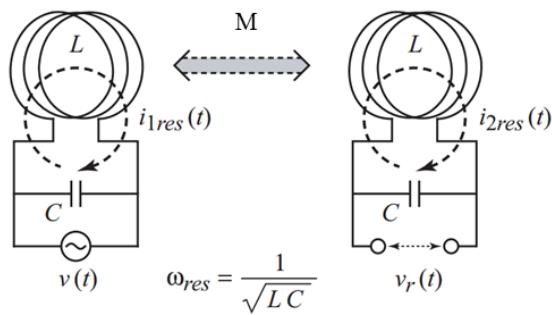
baixos valores em $vr(t)$, mesmo com carga conectada impossibilitando a transferência de potência. O sistema que opera com o princípio da ressonância magnética compensa o problema de baixos valores de M .

2.6.2 Sistema de ressonância magnética

No caso de circuitos em que as bobinas são separadas, conforme ilustrado na figura 13, a indutância mútua M se torna pequena, ocasionando baixos valores na tensão de saída de acordo com a equação (2.26). No entanto, essa queda pode ser compensada com o aumento da frequência de trabalho w ou com altos valores de corrente i_1 no circuito emissor. Normalmente, em transformadores que utilizam a transferência de energia a partir somente do princípio eletromagnético, a frequência de trabalho é definida e em valores pequenos. Nestes casos, se a frequência for aumentada, produzirá uma radiação eletromagnética que dissiparia potência e ocasionaria mais perdas.

O sistema magnético ressonante utiliza outros parâmetros da equação (2.26) para compensar o decaimento da indutância mútua, sendo que o aumento da corrente i_1 é uma delas. Essa teoria é mostrada na Figura 14, onde assume-se que as duas bobinas possuem o mesmo valor de L e que a indutância mútua possui baixos valores [10]. Um capacitor C é conectado em cada bobina para permitir ambos circuitos operarem em ressonância através do circuito LC que, nesta configuração, pode gerar correntes com valores mais elevados. Esse aumento da corrente que circula nas bobinas permite conectar carga nos terminais da bobina receptora $vr(t)$.

Figura 14 - Sistema ressonante sem transmissão de potência [10]



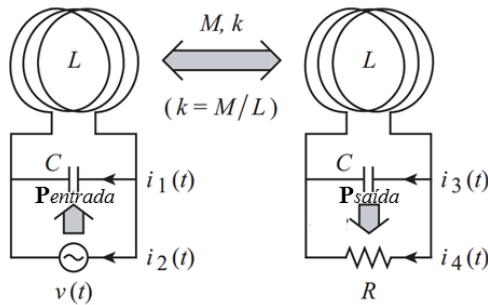
Na primeira fase, a frequência de trabalho adotada e a corrente $i_1(t)$ que circula pela bobina emissora gera fluxo magnético alternado que concatena com a bobina receptora, a qual produz um fluxo contrário e gera a corrente $i_2(t)$. Na segunda, o fluxo contrário da bobina secundária induz tensão alternada na bobina emissora. Este retorno negativo de fluxo contrário diminui a alternância dentro da bobina emissora, atenuando sua reatância indutiva. Em função do decaimento da reatância no circuito primário, a corrente $i_1(t)$ aumenta gerando mais fluxo magnético e o processo retorna a primeira fase. Este processo continua até o sistema atingir um regime estacionário, algo que depende da ressonância magnética no circuito LC. Quando w se aproxima da frequência de ressonância w_{res} , as correntes aumentam e atingem os valores de $i_{1res}(t)$ no emissor e $i_{2res}(t)$ no receptor, onde o circuito LC converge sincronicamente para w_{res} . Isso é chamado de Ressonância Magnética porque a indutância mútua é mantida através do acoplamento magnético entre as bobinas. Quando isso ocorre, $v_r(t)$ pode ser dado por (2.27).

$$v_r(t) = M \frac{d}{dt} i_{1res}(t) + L \frac{d}{dt} i_{2res}(t) \quad (2.27)$$

2.6.3 Transferência de potência por ressonância magnética

O sistema da Figura 15 mostra um circuito convencional para transferência indutiva de potência a partir de um acoplamento ressonante. A diferença para a figura 14 são as novas correntes adotadas e a denotação do fator k , referente ao acoplamento do sistema, onde M/L resulta em um valor entre 0 e 1 e serve como indicador de desempenho do circuito.

Figura 15 - Transferência de Potência entre dois circuitos ressonantes acoplados [10]



Desde que o circuito da figura 15 esteja em regime permanente, o sistema pode ser representado por (2.28).

$$\begin{cases} V = j\omega\{L(I_1 + I_2) + M(I_3 + I_4)\} \\ V = -I_1/(j\omega C) \\ 0 = RI_4 + j\omega\{L(I_3 + I_4) + M(I_1 + I_2)\} \\ RI_4 = I_3/(j\omega C) \end{cases} \quad (2.28)$$

Onde as potências de entrada P_{entrada} e saída $P_{\text{saída}}$ podem ser derivadas em (2.29), sendo $R(I_2)$ a parte real de I_2 :

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2}VR(I_2) \quad P_{\text{out}} = \frac{1}{2}R|I_4|^2 \quad (2.29)$$

De acordo com a lei de conservação de energia, P_{entrada} e $P_{\text{saída}}$ devem ser iguais. Isso ocorre devido a radiação eletromagnética ou pelo consumo de potência pelas resistências internas das bobinas, que não é exibido na figura 15, nem mencionado em (2.28). Pode ser confirmado calculando em (2.29) I_2 e I_4 derivados de (2.28). Neste caso, a potência P pode ser obtida em (2.30). Essa expressão é válida para qualquer frequência angular ω , no entanto, para sistemas magnéticos ressonantes deve-se trabalhar com ω_{res} [10].

$$P = P_{\text{in}} = P_{\text{out}} = \frac{1}{2} \frac{V^2 k^2 R}{L^2(1-k^2)^2 \omega^2 + \{1-CL(1-k^2)\omega^2\}^2 R^2} \quad (2.30)$$

2.6.4 Frequência de ressonância

O circuito equivalente da transmissão de energia sem fio, que é mostrado na figura 15, possui seus elementos armazenadores de energia, onde L representa a indutância própria das bobinas, C a capacidade e M a indutância mútua entre elas. Como o sistema não diz respeito a um mecanismo ressonante, a frequência de ressonância determinada por L , M e C será considerada como sendo [10]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.31)$$

Quando duas bobinas são acopladas entre si, ocorrem dois pontos limites considerados como f_{odd} e f_{even} , representados em (2.32).

$$f_{odd} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L+M)}} \quad f_{even} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L-M)}} \quad (2.32)$$

No caso do ressonante do modo ímpar f_{odd} , a polaridade da corrente na bobina emissora é a mesma que na bobina receptora, a indutância própria é adicionada à indutância mútua. Assim, f_{rmodd} se torna menor que f_0 . No caso do modo ressonante par, a polaridade da corrente entre as bobinas é oposta, de forma que a indutância própria é substituída pela indutância mútua. Assim, o f_{rmodd} é superior a f_0 [10].

Considerando $k = M/L$, a frequência de ressonância do modo ímpar e par pode ser obtido em (2.33) substituindo k em (2.32).

$$f_{odd} = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} \quad f_{even} = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} \quad (2.33)$$

2.6.5 Fator de acoplamento

Derivando a equação (2.25), é possível associar a correlação entre indutância mútua e o fator de acoplamento. A derivada resultante é representada por (2.34), onde L_e e L_r são as indutâncias próprias dos enrolamentos da bobina emissora e receptora, respectivamente, e k é denominado fator de acoplamento ou coeficiente de acoplamento.

$$M = k\sqrt{L_e L_r} \quad (2.34)$$

Caso o acoplamento seja forte e a bobina emissora receba todas as linhas de fluxo, pode-se dizer que o coeficiente k é igual a 1. Caso o acoplamento seja fraco e nenhuma linha de força atravesse a bobina receptora o coeficiente k é 0, fazendo k uma unidade

variável entre 0 e 1, dependendo da distância entre as bobinas que compõem o sistema de transmissão [12].

Um conceito que também é geralmente analisado é o fator de qualidade, representado pela razão entre a energia armazenada e a energia dissipada durante os ciclos. O fator de qualidade Q pode ser definido pela equação (2.35), onde R_s representa a resistência em série com a bobina.

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad (2.35)$$

Quando uma resistência R_p é colocada em série com o capacitor de compensação C , o fator Q pode ser encontrado a partir de (2.36).

$$Q = \omega C R_p \quad (2.36)$$

Associado ao fator qualidade dos circuitos RLC , existe também o coeficiente de acoplamento crítico k_0 , que pode ser encontrado em (2.37).

$$k_0 = \frac{1}{Q} \quad (2.37)$$

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

Acoplamento subcrítico - Possui apenas um ponto máximo situado na frequência de ressonância. Nessa situação, a tensão de saída pode ser reduzida, pois permite que o sistema opere com baixos valores de k , implicando também em baixos valores de M conforme exibido pela equação (2.34).

$$0 < k < k_0$$

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

$$k = k_0$$

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

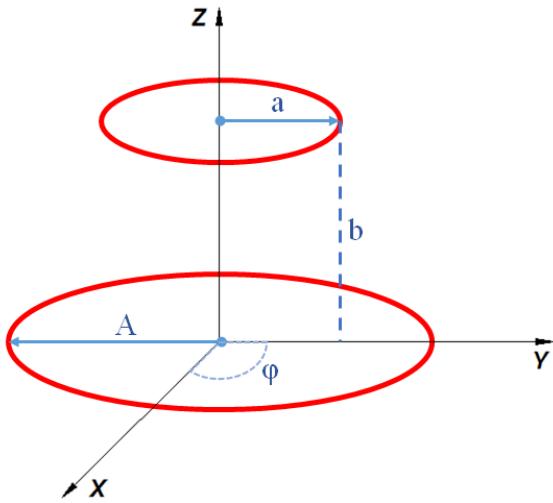
$$k_0 < k < 1$$

Os pontos de operação máximo e mínimo podem ser adquiridos a partir de (2.33).

2.6.6 Indutância mútua

Os circuitos de transmissão sem fio, utilizando duas bobinas separadas pelo ar, apresentam a configuração ilustrada pela Figura 16. Duas bobinas são posicionadas entre si por uma distância b para que ocorra o acoplamento eletromagnético.

Figura 16 – Representação de dois filamentos de bobinas para o cálculo de indutância mútua



Na figura 16, as bobinas estão representadas por filamentos, pois a indutância mútua entre duas espiras pode ser calculada pela fórmula de Neumann [13], exibida em (2.38).

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \int \frac{\overrightarrow{ds} \cdot \overrightarrow{ds'}}{r} \quad (2.38)$$

Onde ds e ds' são seções incrementais dos filamentos e μ_0 a permeabilidade magnética do ar. O ponto significa produto escalar e r a distância entre eles. A integral exata é obtida em uma parametrização adequada da geometria dos filamentos.

A indutância mútua entre dois filamentos circulares, um de raio A e outra de raio a , espaçados por uma distância b , pode ser calculada como:

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \int \frac{\cos(\varepsilon)}{r} ds ds'$$

$$r = \sqrt{A^2 + a^2 + b^2 - 2Aa\cos(\varphi - \varphi')}$$

$$\varepsilon = \varphi - \varphi'$$

$$ds = ad\varphi$$

$$ds' = Ad\varphi'$$

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{Aa\cos(\varphi - \varphi') d\varphi d\varphi'}{\sqrt{A^2 + a^2 + b^2 - 2Aa\cos(\varphi - \varphi')}} \quad (2.39)$$

Resolvendo a integral (2.39), obtém-se (2.40) na respectiva forma exata:

$$M_{12} = -\mu_0\sqrt{Aa} \left[\left(k - \frac{2}{k} \right) K + \frac{2}{k} E \right] \quad (2.40)$$

$$k = \frac{2\sqrt{Aa}}{\sqrt{(A+a)^2 + b^2}}$$

Onde K e E são integrais elípticas do sistema do primeiro e segundo filamentos, com módulo k representado em (2.41).

$$K = F(k, \pi/2) = F(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2(\varphi)}} \quad (2.41)$$

$$E = E(k, \pi/2) = E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2(\varphi)} d\varphi$$

Para se calcular a indutância mútua entre duas bobinas de n espiras, as bobinas 1 e 2 são primeiro decompostas em conjuntos de voltas fechadas circulares, n_1 e n_2 , e a indutância mútua total é obtida em (2.42), sendo que M_{ij} representa a indutância mútua entre as voltas i e j .

$$M_{total} = \sum_{i=1}^{n_1} \sum_{j=1}^{n_2} M_{ij} \quad (2.42)$$

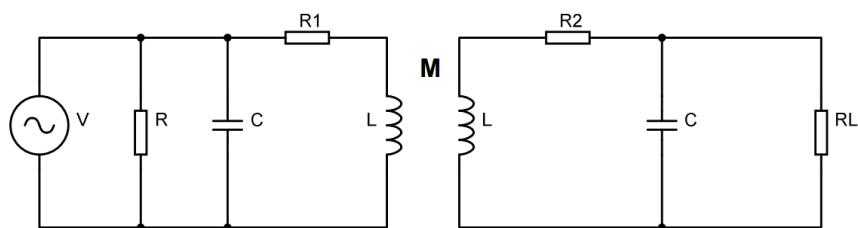
2.6.7 Rendimento

Em circuitos elétricos, a eficiência de um sistema pode ser medida considerando a razão entre a potência de entrada no sistema e a potência entregue na carga.

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} \quad (2.43)$$

Sendo que em situações onde as impedâncias do sistema possuem valores iguais é possível extrair a máxima potência do circuito. Em transmissão de energia sem fio o circuito equivalente WPT, a partir dos componentes RLC, é exibido pela Figura 17, onde RL representa a resistência elétrica da carga, C os capacitores de compensação e $R1$ e $R2$, a resistência interna da bobina emissora e receptora, respectivamente.

Figura 17 - Circuito WPT completo com circuito emissor e receptor



Onde R1 e R2 representam as resistências internas das bobinas. A admitância do circuito é dada por [12] e representado em (2.44).

$$G_i = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{R_1 + j\omega L} + G_r \quad (2.44)$$

Onde Gr é dado por (2.45).

$$G_r = \frac{\omega^2 M^2}{\frac{1}{R_L} + j\omega C + \frac{1}{R_2 + j\omega C}} \quad (2.45)$$

Assumindo que os elementos armazenadores de energia, L e C, são iguais para operar em regime de máxima transferência, a partir de [14], obtém-se o cálculo do rendimento (2.46). Vale ressaltar que M_{12} é a indutância mútua entre as bobinas e R_L a carga do circuito.

$$\eta = \frac{(\omega M_{12})^2 R_L}{R_1(R_2 + R_L)^2 + (\omega M_{12})^2(R_2 + R_L)} \quad (2.46)$$

Para maiores índices de eficiência em circuitos WPT, [14] define 3 parâmetros que permitem aumentar o rendimento do sistema:

Regime de forte acoplamento: $(\omega M_{12})^2 \gg R_1 \text{ e } R_2$ (2.47)

Carga maior que as resistências internas: $R_L \gg R_1 \text{ e } R_2$ (2.48)

Carga equivalente à indutância mútua: $R_L \approx \omega M_{12}$ (2.49)

2.6.8 Considerações Finais

Este capítulo abordou, de forma científica, as equações que regem os princípios de um sistema acoplado magneticamente. São equações importantes para o desenvolvimento

de projetos de circuitos ressonantes, pois o cálculo de indutância mútua demonstra ser de grande valor para determinar o rendimento do circuito conforme mostrado em (2.46).

O cálculo matemático acerca da indutância mútua mostra ser mais complexo do que as demais equações apresentadas, pois para cada enrolamento das bobinas acopladas, faz-se necessário calcular a integral descrita em (2.40) e, respectivamente, aborda as equações elípticas em (2.41). O somatório apresentado em (2.42) se torna viável de ser calculado se utilizado um software matemático como apoio para determinar de forma rápida os valores necessários para o cálculo de rendimento.

O próximo capítulo mostra como foi implementado o algoritmo computacional deste trabalho para determinar os valores de indutância mútua, rendimento, fator de acoplamento K (2.25) e fator qualidade Q (2.35), a partir da frequência de ressonância pré-determinada e das características geométricas das bobinas ressonantes.

CAPÍTULO 3

PROJETO DAS BOBINAS E CÁLCULO DO PERFIL DAS INDUTÂNCIAS

Antes de se realizar a implementação física do circuito elétrico para transmissão *wireless*, é necessário calcular os parâmetros relevantes para analisar o desempenho e o comportamento dinâmico do sistema. No caso do trabalho desenvolvido, foi realizado um cálculo computacional no MATLAB para validar o conteúdo teórico e coletar resultados referentes ao circuito proposto.

Foi escolhido o tipo de bobina a ser empregada da transmissão de energia sem fio para, então, se definir os parâmetros físicos a serem utilizados no algoritmo, ou seja, um projeto dos indutores deve ser elaborado, primeiramente. Após a definição da forma geométrica das bobinas, seus parâmetros são submetidos a interações computacionais com o objetivo de extrair as principais informações do circuito ressonante; como rendimento, indutância mútua e fator de acoplamento magnético K. Estes dados são extraídos em forma de gráfico na medida em que a distância entre a bobina emissora e receptora aumenta. Esta é uma importante análise no tocante ao rendimento, pois, são os parâmetros obtidos a partir do cálculo computacional que validam a implementação física do projeto, além de confrontar o conteúdo teórico com o resultado experimental.

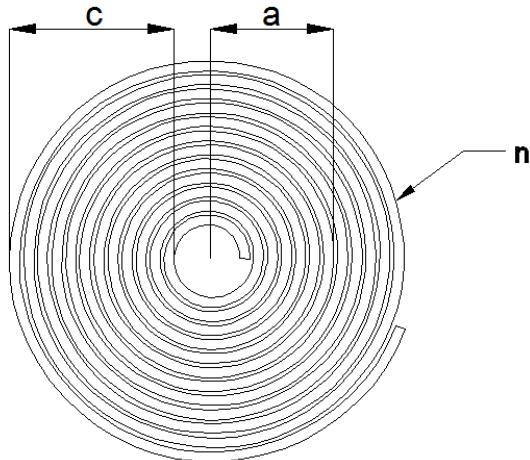
Neste capítulo, o projeto das bobinas é definido, o cálculo matemático é realizado e os resultados computacionais são exibidos.

3.1 PROJETO DAS BOBINAS RESSONANTES

Primeiramente, foi necessário escolher o tipo de bobina a ser utilizada no projeto, pois, para cada configuração geométrica de espiras, existem diferentes métodos de cálculo de sua indutância própria. No cálculo em questão, bem como na implementação física, o tipo de bobina escolhida foi a coaxial plana, que é exibida na Figura 18. Esta configuração atende os requisitos para aplicação em veículos elétricos, pois o objetivo é realizar o

carregamento das baterias automotivas a partir de estacionamentos, garagens ou pavimentos onde o espaço físico a ser ocupado pelas espiras não comprometa a viabilidade de implementação. Bobinas planas se adequam melhor no assoalho de um veículo do que uma bobina helicoidal, por exemplo.

Figura 18 - Bobina plana coaxial



É possível determinar a indutância própria desta bobina a partir da equação de Wheeler [15] descrita em (3.1).

$$L = \frac{a^2 \cdot n^2}{8a + 11c} [\mu\text{H}] \quad (3.1)$$

Onde:

a – Raio médio da bobina;

n – Número de espiras;

c – Largura da bobina.

Inicialmente, foram escolhidas bobinas de pequenos diâmetros para realizar os testes em bancada, para então, a partir dos resultados obtidos, validar os cálculos e executar a construção de bobinas maiores. Neste contexto, a escolha do projeto das bobinas pode ser dividida em duas partes, sendo elas:

1. Bobinas pequenas de bancada;
2. Bobinas grandes de teste.

3.1.1 Bobinas pequenas de bancada

Para o primeiro cálculo computacional, foram escolhidas as “Bobinas pequenas de bancada” para comparar com o desempenho dinâmico teórico. Foram utilizados os parâmetros de espiras compostas por um fio esmaltado 10 AWG, que possui um diâmetro circular de aproximadamente 2 mm, valor este utilizado no cálculo para obter a resistência elétrica do condutor.

Foi considerada a utilização de duas bobinas de diferentes diâmetros, conforme exibido na Tabela 1, para analisar o comportamento de bobinas de mesmo tamanho e também de tamanhos diferentes. Aquela que apresentasse o melhor resultado seria considerada para a montagem das “Bobinas grandes de teste”. A Figura 19 ilustra as características encontradas da Tabela 1.

Tabela 1 - Características construtivas das bobinas pequenas

Bobina	A [mm]	B [mm]	D [mm]	Comprimento [m]	Espiras	Indutância Própria [μ H]	Resistência [m Ω]
1	6,0	38	2,0	1586	11	3,56	8,73
2	8	68	3	4344	18	15,8	10,63

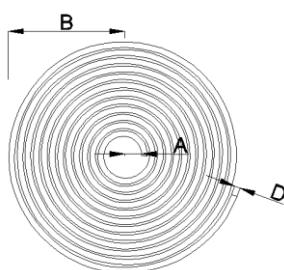
Figura 19 - Dimensões físicas das bobinas

Onde:

A - Raio interno;

B - Raio Externo;

D - Diâmetro do fio.



O cálculo do comprimento pode ser realizado através de softwares específicos, sendo que, neste caso, o valor foi encontrado através do AutoCAD. Com a determinação do

comprimento e o diâmetro do fio, é possível encontrar a resistência elétrica da bobina através de (3.2).

$$R = \rho \cdot \frac{L}{A} \quad (3.2)$$

Este é um fator importante para determinar o rendimento do sistema conforme exibido em (2.46).

3.1.2 Cálculo do fator qualidade Q

Através da equação (2.35), é possível determinar o fator qualidade Q do circuito ressonante a partir da frequência de ressonância estabelecida. Para o desenvolvimento computacional, foi adotada a frequência de chaveamento de 200kHz para os primeiros testes, encontrando assim:

BOBINA 1:

$$Q = \frac{\omega r \cdot L}{R_s} = \frac{2\pi f \cdot L}{R} = \frac{2 \times \pi \times 200 \cdot 10^3 \times 3,56 \cdot 10^{-6}}{8,73 \cdot 10^{-3}} \quad Q = 513$$

BOBINA 2:

$$Q = \frac{\omega r \cdot L}{R_s} = \frac{2\pi f \cdot L}{R} = \frac{2 \times \pi \times 200 \cdot 10^3 \times 15,8 \cdot 10^{-6}}{10,63 \cdot 10^{-3}} \quad Q = 1868$$

Onde $\omega = 2\pi f$

3.1.3 Cálculo do capacitor de ressonância

Em (2.31), é exibida a equação para a frequência de ressonância entre duas bobinas em função da indutância própria e capacitância do circuito. Como a indutância já foi

determinada por (3.1) e a frequência de trabalho escolhida, é possível encontrar o valor do capacitor ajustando (2.31) para obter (3.3).

$$C = \frac{1}{\omega r^2 \cdot L} \quad (3.3)$$

BOBINA 1:

$$C = \frac{1}{\omega r^2 \cdot L} = \frac{1}{(2 \times \pi \times 200.10^3)^2 \times 3,56.10^{-6}} \quad C = 1,77.10^{-7} \text{ ou } 177nF$$

BOBINA 2:

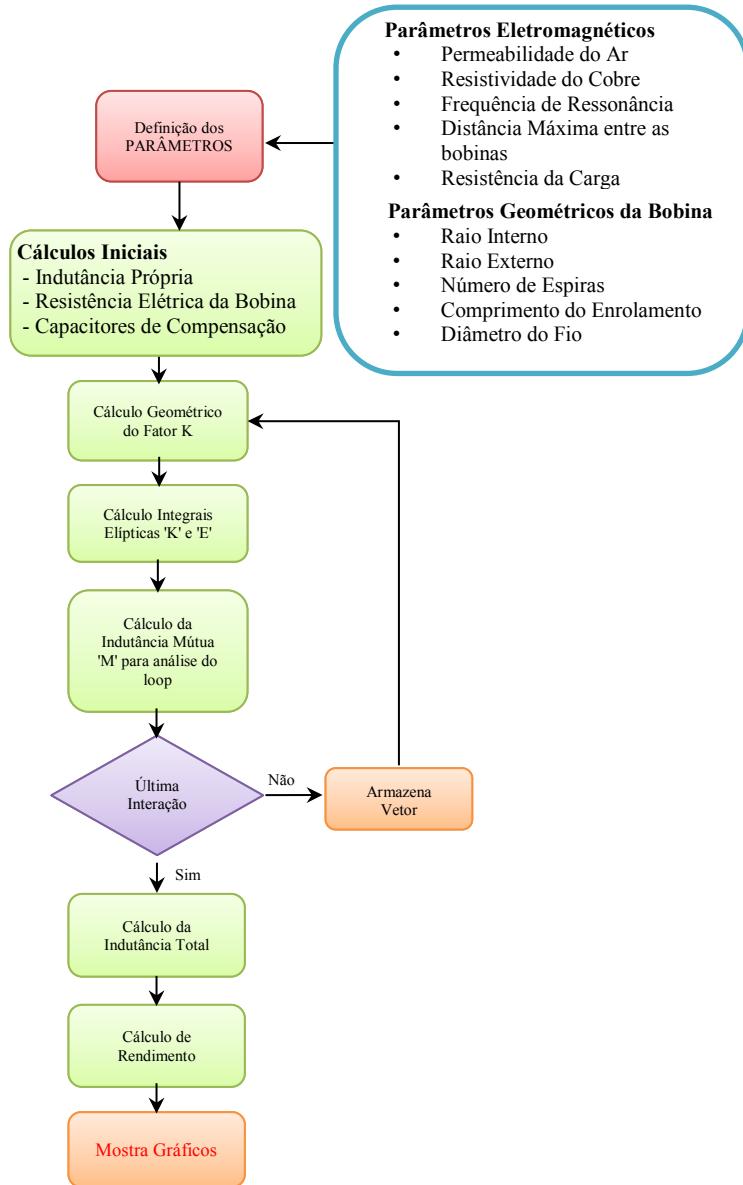
$$C = \frac{1}{\omega r^2 \cdot L} = \frac{1}{(2 \times \pi \times 200.10^3)^2 \times 15,8.10^{-6}} \quad C = 4,002.10^{-8} \text{ ou } 40nF$$

3.2 BOBINA 1 vs BOBINA 1

Para o cálculo da indutância mútua entre as bobinas, utilizou-se um processo iterativo empregando-se o MATLAB, pois, conforme exibido no capítulo anterior, a indutância mútua M depende das funções integrais elípticas do sistema bem como a variação do número de espiras entre elas. Esse cálculo pode ser realizado a partir de uma distância fixa entre $L1$ e $L2$ ou variando a distância ao término de cada iteração.

A primeira rotina aplicada foi considerando duas bobinas de tamanhos e características construtivas iguais, nesse caso a bobina 1. Nota-se que haverá o mesmo valor de indutância própria para ambas; logo, o mesmo valor do capacitor pode ser considerado. O fluxograma da Figura 20 ilustra a rotina de programação adotada para execução dos cálculos.

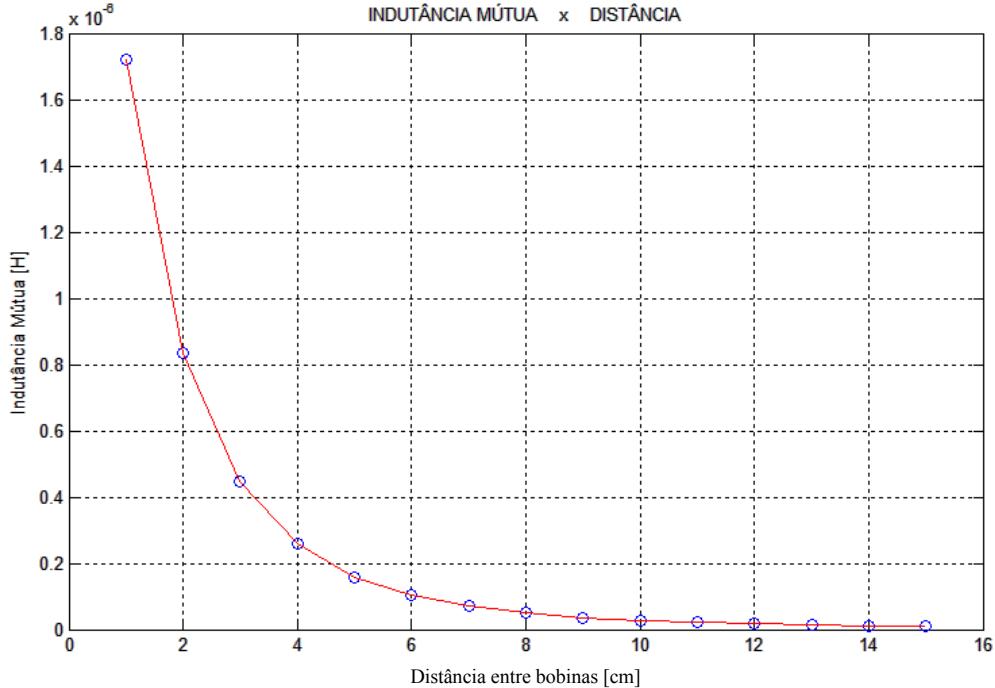
Figura 20 - Fluxograma do Cálculo Computacional



3.2.1 Indutância mútua

Após a implementação dos valores na rotina de programação, a equação (2.38) é utilizada para encontrar a indutância mútua M em função da variação da distância entre as bobinas emissora e receptora, cujo o resultado é ilustrado na Figura 21.

Figura 21 - Indutância Mútua



Nota-se o decaimento da indutância mútua à medida em que a distância entre elas é aumentada. Este comportamento é o resultado dos efeitos da indutância da bobina 1 na bobina 2 e vice-versa onde, neste caso, L_{12} é igual L_{21} .

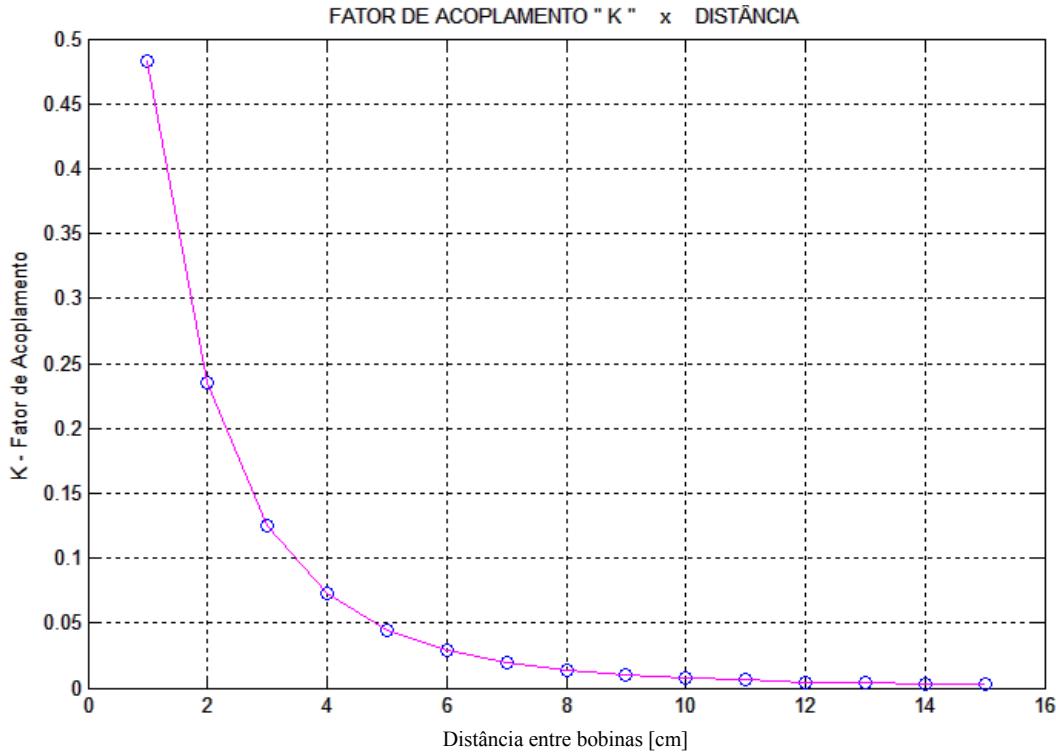
3.2.2 Fator de acoplamento K

Uma vez definidos os valores da indutância mútua M , é possível identificar o fator de acoplamento K para o circuito ressonante. Em (2.34) é mostrada a equação que relaciona a indutância M , fator k e as indutâncias próprias de cada bobina, podendo ser escrita da seguinte forma:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (3.4)$$

A Figura 22 mostra os valores obtidos para o fator de acoplamento em função dos valores obtidos para a indutância mútua M .

Figura 22 - Fator Acoplamento k



Vale salientar que, conforme discutido no capítulo anterior, existem três regimes de acoplamento k (subcrítico, crítico e supercrítico), que são dependentes k_0 .

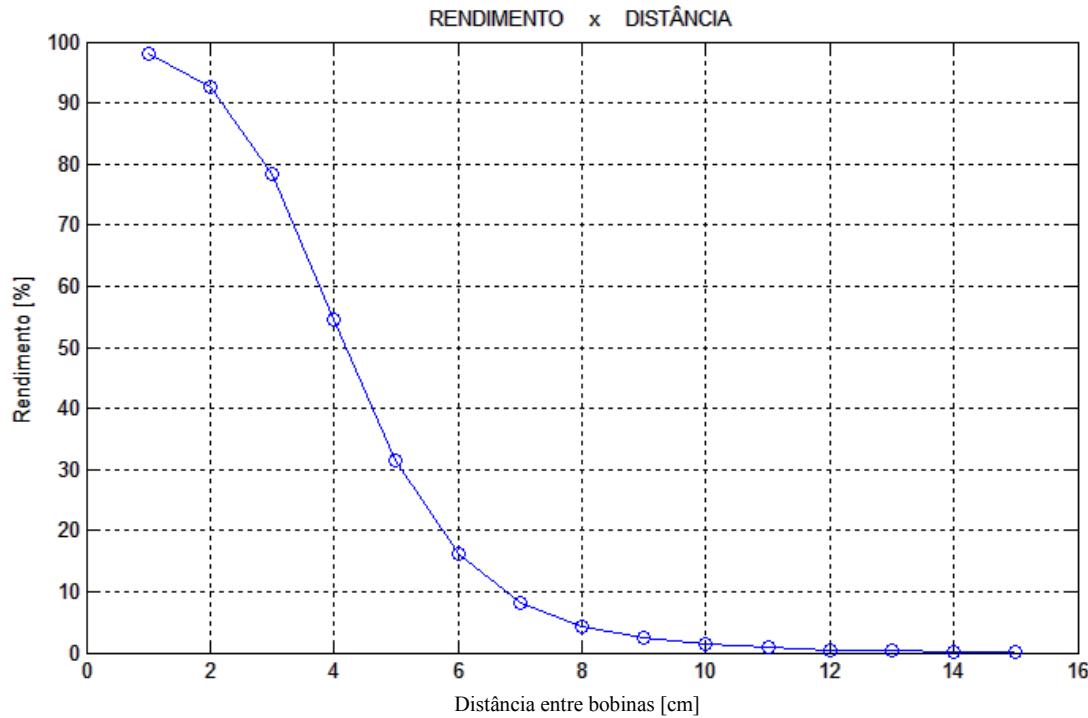
$$k_0 = \frac{1}{Q} = \frac{1}{513} \quad k_0 = 0,019 \quad (3.5)$$

Para o fator k encontrado neste experimento, observa-se que em todas as distâncias calculadas, k , é maior que k_0 e menor do que 1; logo, obteve-se um acoplamento supercrítico, no qual $k_0 < k < 1$.

3.2.3 Cálculo de rendimento

A partir de (2.46) e com os valores obtidos nos cálculos anteriores é possível determinar o nível de eficiência alcançado pelo circuito ressonante. A Figura 23 exibe este comportamento.

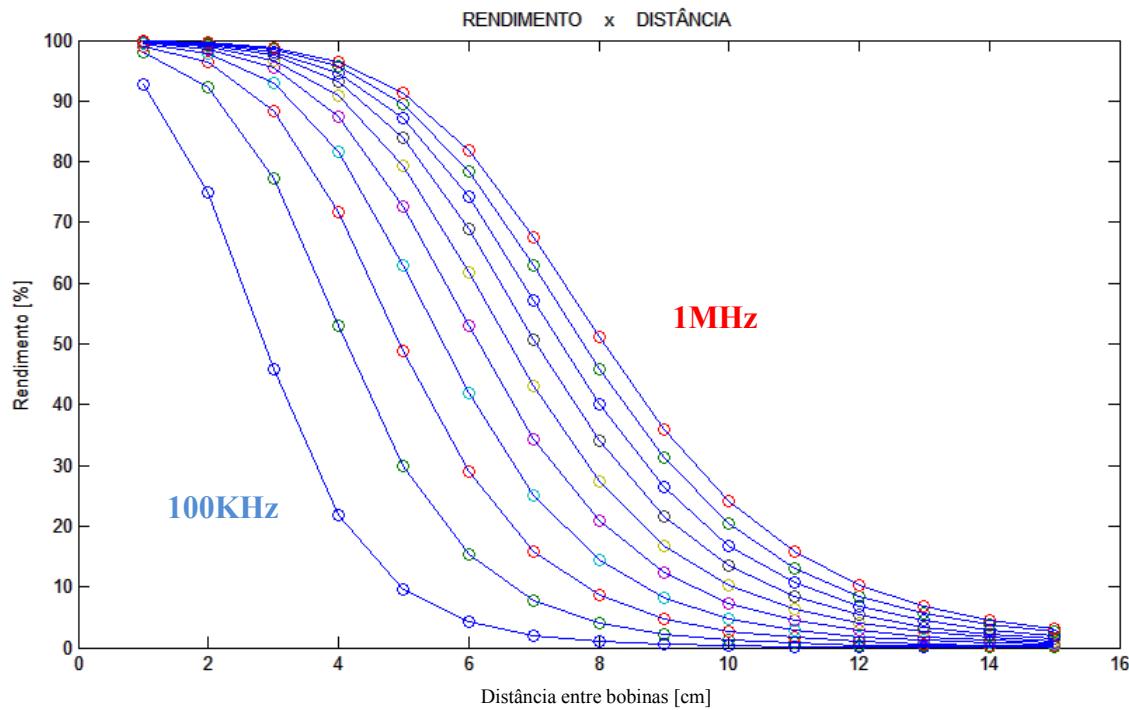
Figura 23 - Rendimento Bobinas pequenas



Como esperado, conforme a distância entre as bobinas aumenta, o rendimento diminui, devido à diminuição do acoplamento magnético para maiores distâncias, ou seja, quanto mais próximas estiverem as bobinas, melhor é o aproveitamento energético do circuito.

Para aumentar o rendimento em distâncias maiores do que as obtidas no cálculo, deve-se alterar as resistências das bobinas ou alterar a sua indutância mútua, conforme rege a equação (2.46). Uma forma de melhorar o desempenho de um circuito ressonante sem fio pode ser obtida através do aumento da frequência de ressonância e pela alteração dos capacitores de compensação. A título ilustrativo, a Figura 24 exibe as curvas de rendimento para uma variação de 100KHz até 1MHZ das frequências de ressonância, para se verificar o comportamento dinâmico do circuito magnético.

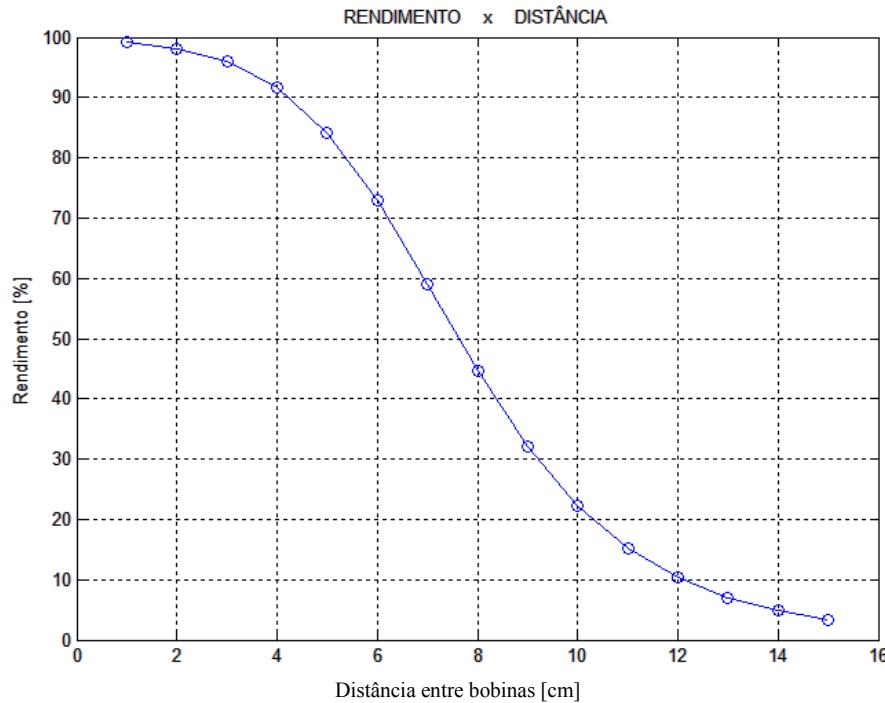
Figura 24 - Curva de rendimento de 100KHz à 1MHz



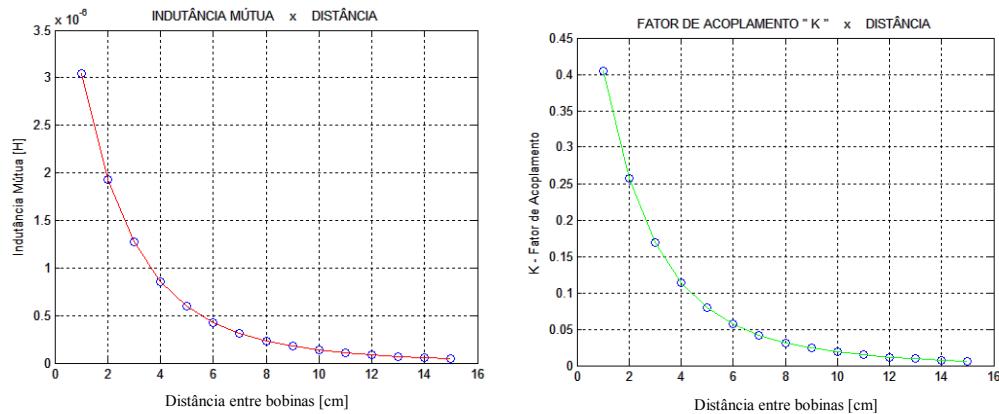
Nota-se que, com o aumento da frequência de chaveamento, é possível conseguir melhores resultados no qual seria possível obter rendimentos acima de 90%, operando em 1MHz a uma distância de 4cm, valor este que estaria abaixo de 60% se comparado com a frequência de 200kHz.

3.3 BOBINA 2 vs BOBINA 1

Fazendo uso da bobina 2, que possui características construtivas maiores que a bobina 1 em tamanho e em número de espiras, foram realizados os mesmos testes computacionais para avalizar seu comportamento. O objetivo é verificar o rendimento e comparar com os resultados obtidos quando utilizadas bobinas de mesmo tamanho. A Figura 25 mostra a curva de eficiência quando utilizada uma bobina maior como emissora do que a receptora.

Figura 25 - Rendimento Bobina 2 vs Bobina 1

Nesta combinação, nota-se uma melhora significativa no decaimento da curva devido a maior concentração de linhas de força e melhor acoplamento magnético. Como a bobina emissora é maior, o alcance é melhorado em função da indutância mútua que também possui valores elevadas, como exibido na Figura 26.

Figura 26 - Indutância Mútua e Fator K

Mesmo com o aumento da indutância mútua entre as duas bobinas, o fator de acoplamento se manteve no regime supercrítico. Isso implica que existirão frequências de

máximo e mínimo a serem trabalhadas. Fora dessa margem, o sistema se torna instável e o acoplamento magnético não acontece de forma eficiente para se transmitir potência elétrica.

$$f_{máx} = \frac{f_0}{\sqrt{1 - k}} = \frac{200 \cdot 10^3}{\sqrt{1 - 79,5 \cdot 10^{-3}}} \quad f_1 = 208,46 \text{kHz} \quad (3.6)$$

$$f_{mín} = \frac{f_0}{\sqrt{1 + k}} = \frac{200 \cdot 10^3}{\sqrt{1 + 79,5 \cdot 10^{-3}}} \quad f_1 = 192,49 \text{kHz} \quad (3.7)$$

Onde:

$f_{máx}$ = Frequência máxima de chaveamento;

$f_{mín}$ = Frequência mínima de chaveamento;

f_0 = Frequência de Ressonância;

k = Fator acoplamento.

No caso do cálculo das equações (3.6) e (3.7), o fator de acoplamento k utilizado foi referente a uma distância de 5cm, onde, para esta magnitude, as frequências máximas e mínimas de operação para se obter um forte acoplamento magnético devem estar entre 192,49kHz e 208,46kHz;

3.4 Considerações Finais

O cálculo computacional mostrou ser eficaz no auxílio de desenvolvimento de novos projetos de bobinas resonantes, pois, através das rotinas de programação, foi possível verificar o comportamento teórico do sistema *wireless*. Esta etapa mostra ser fundamental para a escolha do tipo de bobina a ser trabalhada, podendo-se visualizar de forma rápida e dinâmica o rendimento em função da distância como fator determinante para a validação da construção de um protótipo experimental.

Na sequência, o capítulo 4 traz o desenvolvimento experimental para os cálculos apresentados e exibe o comparativo do software versus implementação física. Desenvolve também as “bobinas grandes de teste” que serão utilizadas como modelo de coleta de dados e análise principal da dissertação.

CAPÍTULO 4

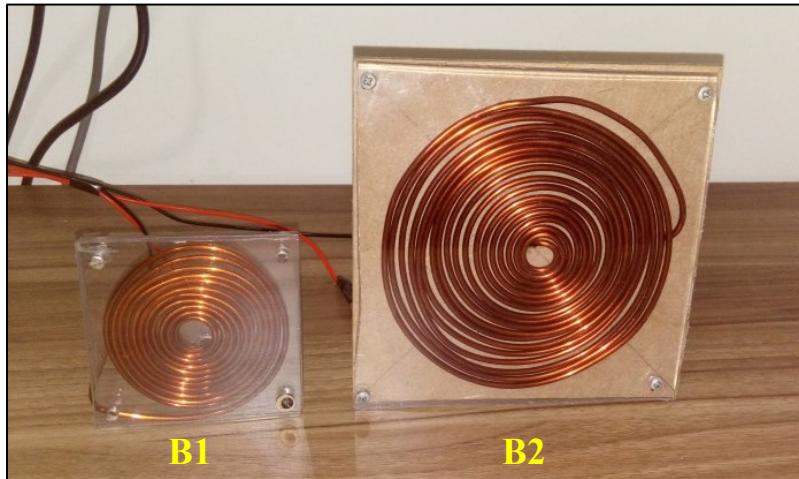
IMPLEMENTAÇÃO DOS PROTÓTIPOS E RESULTADOS PRELIMINARES

4.1 PROTOTIPOS PEQUENOS DE BANCADA

Uma vez realizado o cálculo computacional e obtido o melhor comportamento para as diferentes combinações de tamanhos de bobinas, faz-se necessário implementar fisicamente o projeto para validar as informações obtidas.

As bobinas calculadas possuem as dimensões que foram exibidas na tabela 1, logo, foram construídas duas bobinas de tamanhos diferentes conforme ilustrado na Figura 27.

Figura 27 - Bobina 1 e Bobina 2, respectivamente

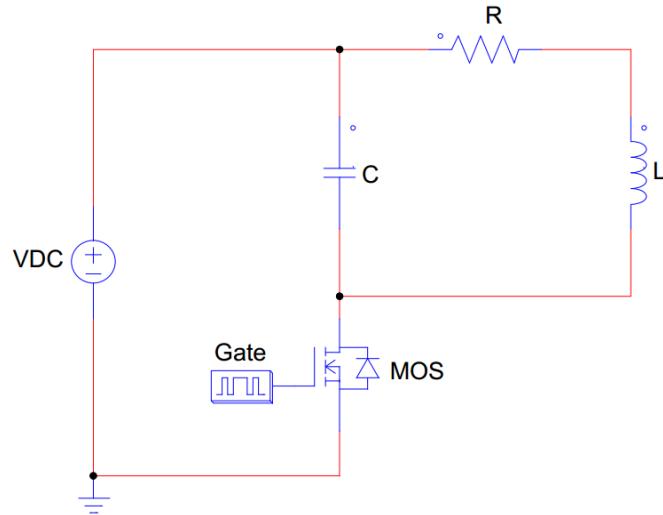


4.1.1 Circuito elétrico emissor

Após a definição e o desenvolvimento das bobinas que serão utilizadas, foi necessário calcular os capacitores de compensação para colocar o circuito emissor em ressonância com o circuito capacitor. Como os valores dos capacitores já foram encontrados em (3.3), basta determinar a fonte de tensão e o dispositivo de chaveamento.

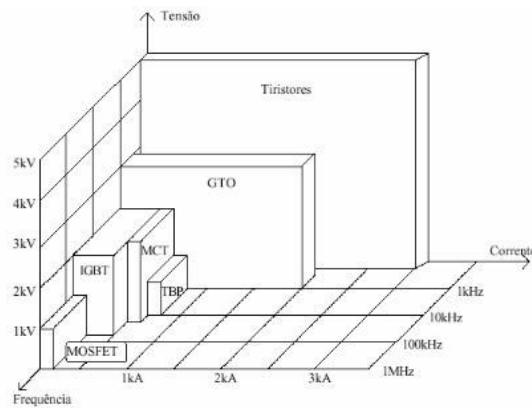
No experimento foi utilizado um conversor CC/CA para possibilitar a geração de ondas em alta frequência através um gerador de sinal. Um MOSFET foi conectado a este gerador com o objetivo de operar o sistema em 200kHz, calculados no capítulo anterior. A Figura 28 exibe o conversor utilizado e os dispositivos que compõem o sistema do circuito emissor.

Figura 28 - Circuito emissor escolhido



Devido à necessidade de trabalhar em altas frequências, o MOSFET foi escolhido para realizar o chaveamento do conversor. Conforme ilustrado na Figura 29, estes semicondutores podem operar em regiões de até 1MHz.

Figura 29 - Limites de operação semicondutores [16]

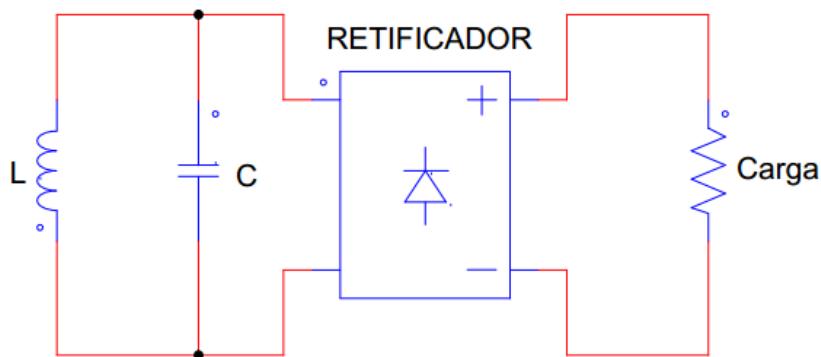


4.1.2 Circuito elétrico receptor

Caso a bobina emissora e receptora sejam iguais, a utilização do mesmo capacitor pode ser também utilizadas nos dois lados. Para bobinas diferentes, os capacitores de compensação devem ser recalculados conforme a frequência de ressonância estabelecida.

No circuito receptor a tensão recebida será na mesma ordem e frequência do que no circuito emissor, portanto, para aplicações práticas, foi utilizado um retificador monofásico para converter a tensão C.A. em tensão C.C. e aplicar à carga. Devido à alta frequência de trabalho do circuito magnético, diodos especiais de alta frequência foram utilizados para compor o retificador. A Figura 30 mostra a configuração do circuito receptor.

Figura 30 - Circuito Receptor



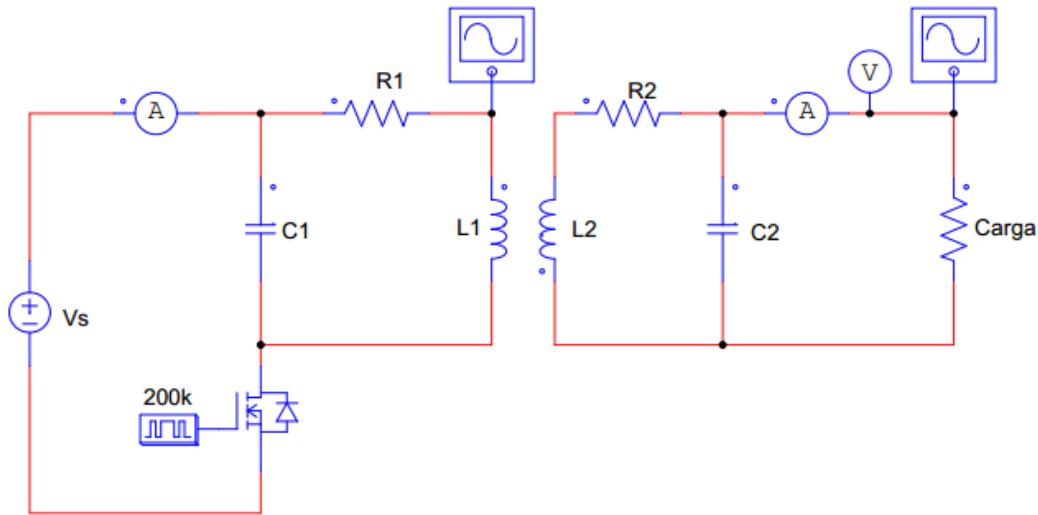
A Tabela 2 exibe os dados finais para os componentes que compõem o experimento com as bobinas pequenas. Nota-se que os capacitores não são correspondentes com os valores comerciais, logo, para cada bobina foi montado um banco de capacitores com associações série-paralelo com o objetivo de alcançar o valor calculado em (3.3).

Tabela 2 - Valores completos Bobinas

Bobina	Raio Interno [mm]	Raio Externo [mm]	Diâmetro Fio [mm]	Comprimento [m]	Espiras	Indutância Própria [μ H]	Resistência [m Ω]	Capacitor [nF]	Fator Qualidade Q
1	6,0	38	2,0	1586	11	3,56	8,73	177	513
2	8	68	3	4344	18	15,8	10,63	40,0	1868,0

Para medição das grandezas, foram inseridos no lado primário e secundário voltímetros, amperímetros e pontas para osciloscópio com a finalidade de monitorar o circuito elétrico montado. A Figura 31 exibe a distribuição dos componentes de medição. Para fonte de corrente contínua “Vs”, foi utilizado uma fonte chaveada 24V com capacidade de 10A.

Figura 31 - Circuito completo

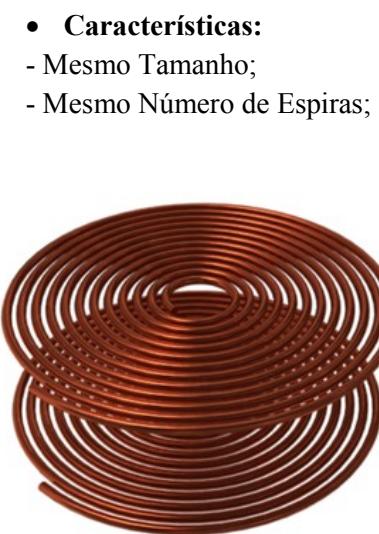


4.2 RESULTADOS PARA B1 VS B1

Após configurado e montado o circuito eletroeletrônico, foi iniciado os testes de energização e coleta de resultados. As bobinas escolhidas para este teste foram as duas menores, ou seja, um teste comparando duas bobinas de mesmo diâmetro e número de espiras. De acordo com a tabela 2, as duas bobinas utilizadas terão as características construtivas de B1. A Figura 32 exibe as bobinas em questão.

Para construção das bobinas foram utilizadas chapas de acrílico 4mm como sustentação das espiras. Este material foi escolhido devido sua composição física não possuir material ferromagnético; não interferindo, neste caso, na formação e dispersão das linhas de campo magnético formadas pelo circuito emissor e absorvidas pelo circuito receptor.

Figura 32 - B1 vs B1

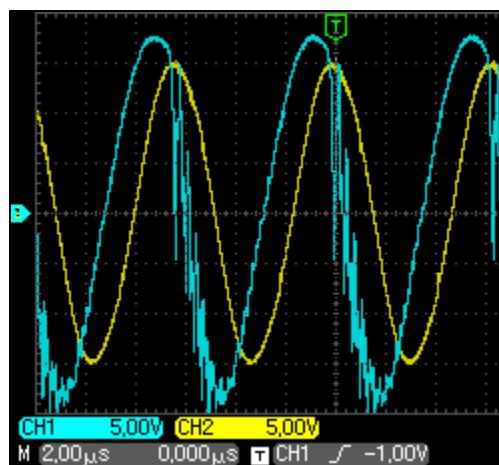


As Figuras 33 e 34 exibem as formas de onda coletadas pelo osciloscópio para diferentes variações de distância, onde:

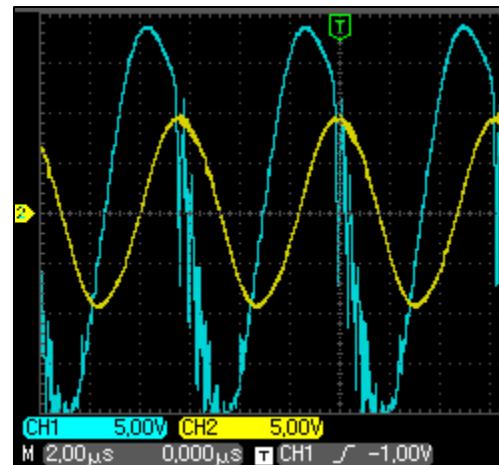
Azul: Tensão circuito emissor;

Amarelo: Tensão circuito receptor ou na carga;

Figura 33 – Formas de onda para 1 e 3cm respectivamente



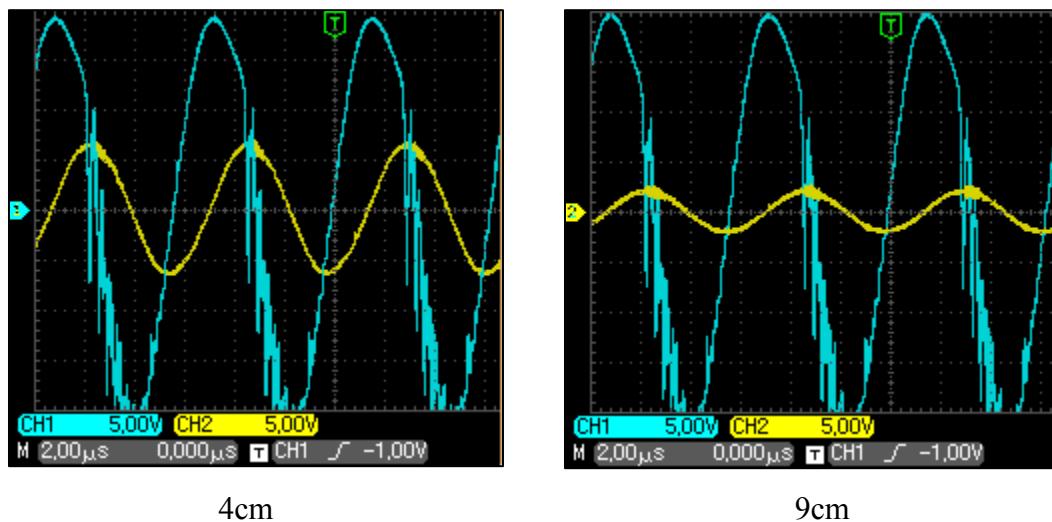
1cm



3cm

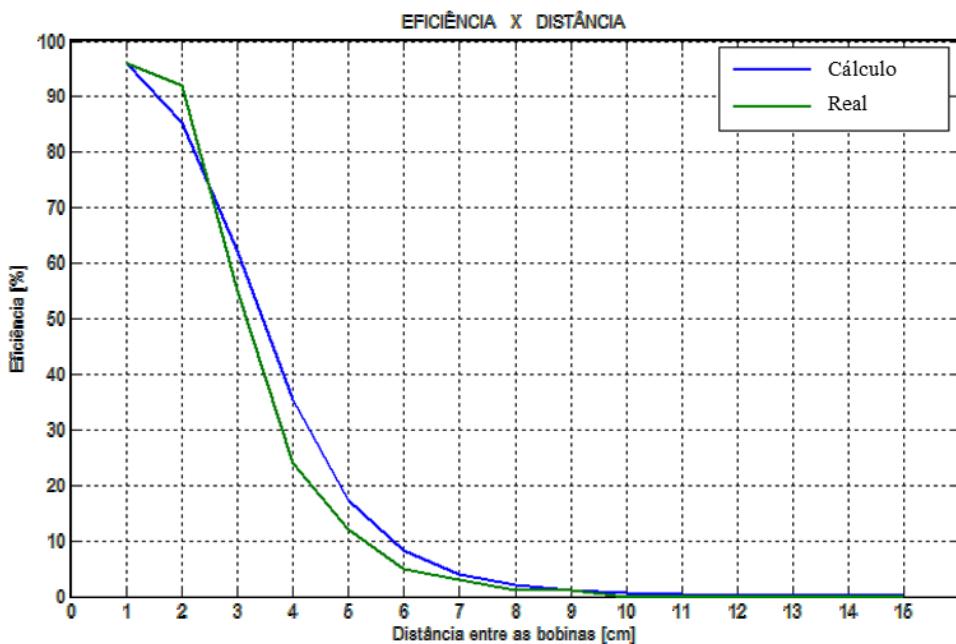
É possível observar o decaimento do pico máximo da tensão de saída quando a distância entre as bobinas é aumentada.

Figura 34 - Formas de onda para 4 e 9cm respectivamente



A Figura 35 exibe a curva de rendimento do circuito implementado comparando com os dados calculados computacionalmente para esta fase experimental. Para cada amostragem de distância, os valores de corrente e tensão foram coletados para o cálculo de potência de entrada e saída, obtendo dessa forma, o rendimento do circuito. Nesta etapa do circuito, a potência transmitida foi aproximadamente 10W, utilizando uma carga resistiva de 12Ω .

Figura 35 - Curva REAL vs CÁLCULO – B1 x B1



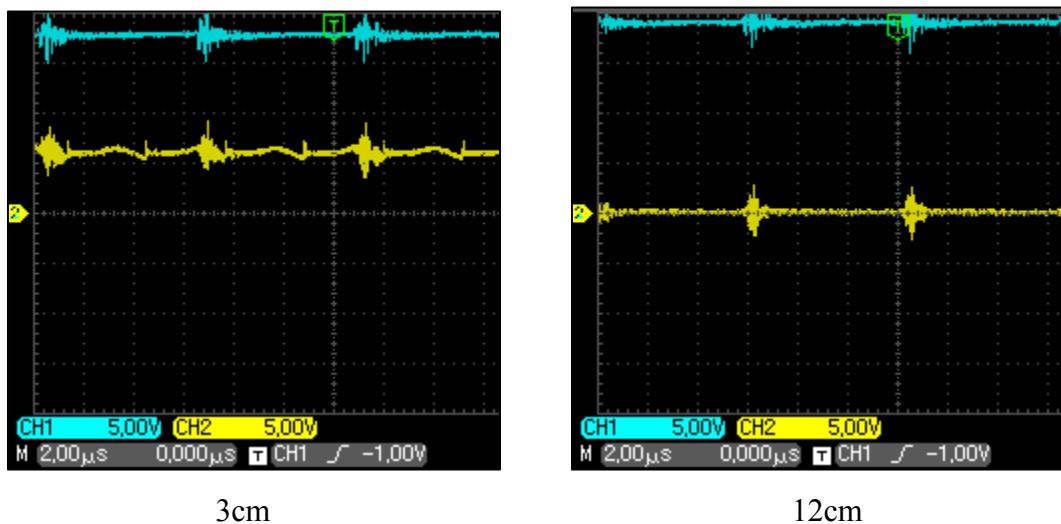
Verifica-se uma proximidade entre as duas curvas de rendimento, onde ambas apresentam valores acima de 50% nas distâncias entre 3 e 4cm. Na implementação Real, a diferença de valores pode ser em função de arredondamentos e casas decimais da instrumentação, onde para o cálculo computacional, não houve arredondamentos matemáticos.

A Figura 36 mostra as formas de onda retificadas tanto para o emissor, quanto para o circuito receptor. Nota-se que para longas distâncias, como 12cm, a tensão de saída é praticamente zero, pois são distâncias longas para este tipo de bobina e frequência de ressonância.

Azul: Tensão circuito emissor;

Amarelo: Tensão circuito receptor ou na carga;

Figura 36 - Formas de onda retificadas para 3 e 12cm respectivamente

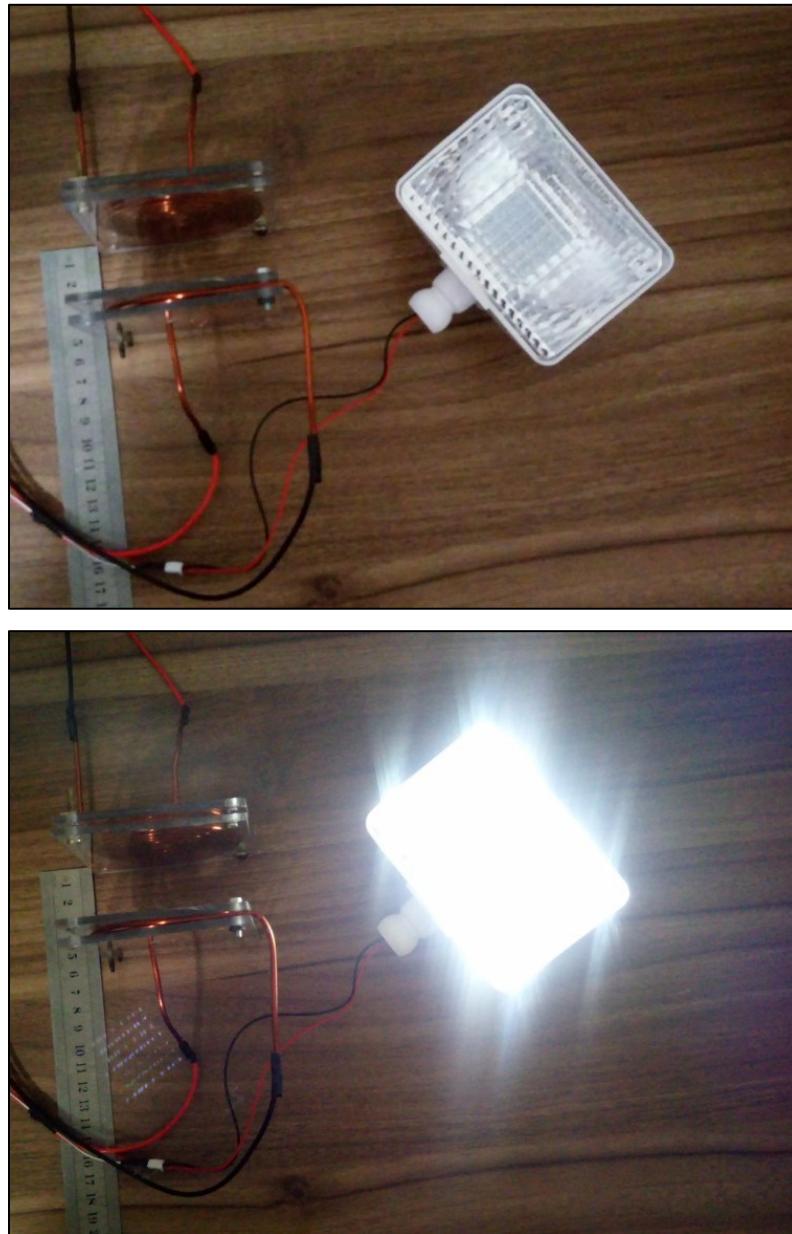


Ainda fazendo uso das bobinas pequenas B1 vs B1, foi conectado um refletor de LED na saída do circuito, substituindo a carga resistiva por um sistema pequeno de iluminação. O resultado desta implementação é mostrado na Figura 37 considerando uma distância de 4cm entre bobinas.

É possível notar o ofuscamento ou clareamento luminoso do refletor em função da variação da distância entre as bobinas, onde para cada centímetro aumentado, é

enfraquecido o acoplamento magnético e os níveis de tensão transmitidos são reduzidos consequentemente.

Figura 37 - Circuito com refletor LED - 5V -10W

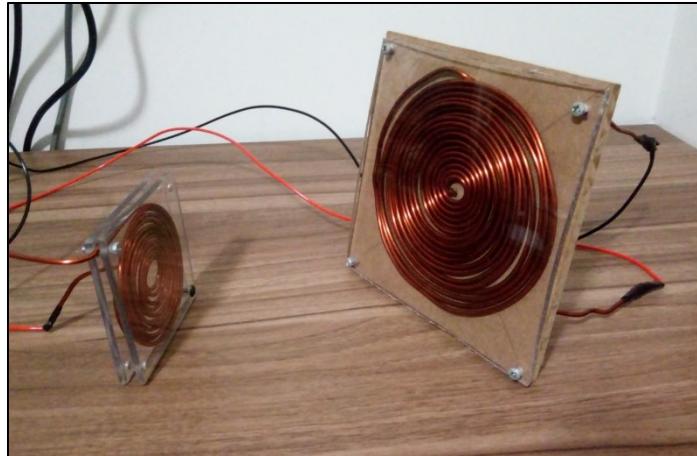


4.3 RESULTADOS PARA B2 VERSUS B1

No capítulo anterior, trabalhando com bobina emissora maior do que a receptora, foram obtidos melhores desempenhos perante a configuração com bobinas de tamanhos

iguais. O objetivo de implementar este modelo é interessante pois, em aplicações onde o alinhamento entre as bobinas pode ser um fator problemático, ainda será possível trabalhar sob regimes de bons rendimentos. A Figura 38 mostra o tipo de bobina utilizada.

Figura 38 - Bobina B2 vs B1

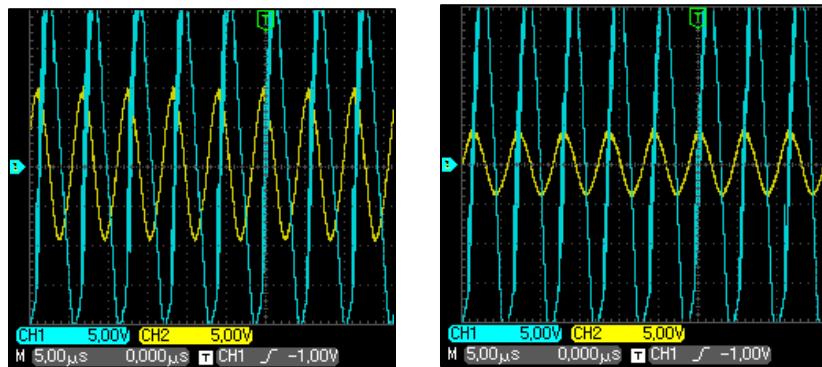


Neste experimento, a bobina 2 (maior) foi conectada no circuito emissor, assim como seus respectivos capacitores de compensação exibidos na Tabela 2. Não houve alterações no circuito receptor, pois foi considerada a utilização da mesma bobina B1. A Figura 39 exibe as formas de onda para esta fase de implementação, onde:

Azul: Tensão circuito emissor;

Amarelo: Tensão circuito receptor;

Figura 39 - Formas de onda para 1 e 5cm respectivamente

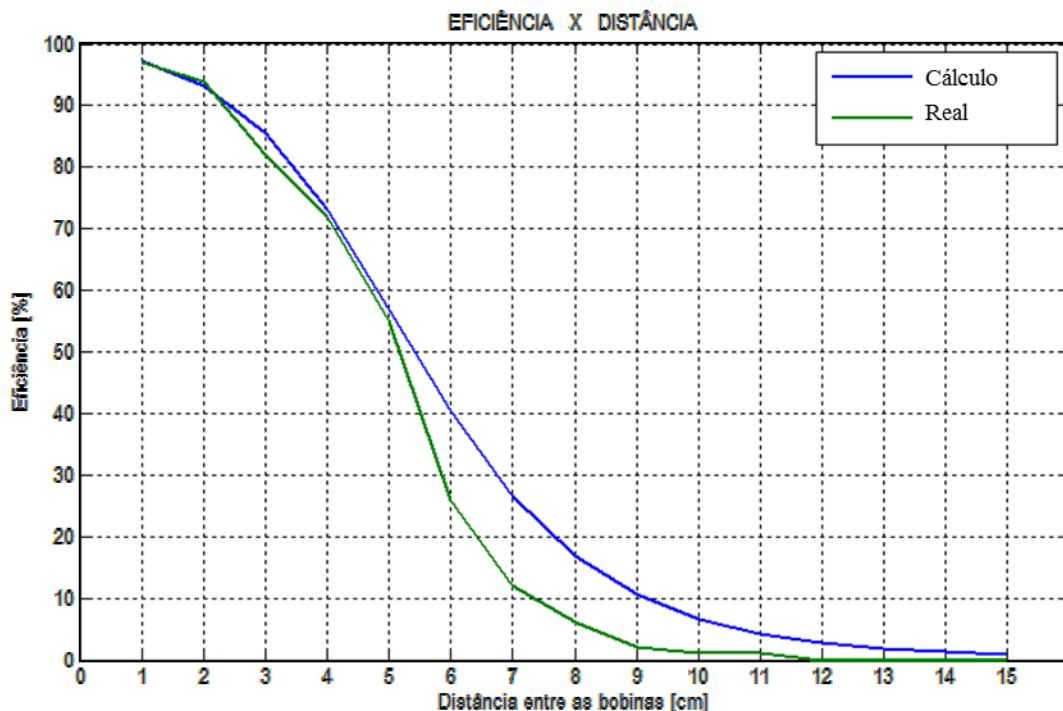


1cm

5cm

No gráfico da Figura 40 é exibido a curva de rendimento para este tipo de configuração. Conforme esperado, utilizando uma bobina emissora maior do que uma bobina receptora, é possível alcançar maiores distâncias considerando a mesma carga e potência. Enquanto no circuito anterior a rampa de descida ultrapassava abaixo de 50% de eficiência entre as distâncias de 3 e 4cm, nesta configuração essa mesma característica se estende para as distâncias entre 5 e 6cm.

Figura 40 - Curva de Rendimento REAL vs CÁLCULO - B2 x B1



Conforme evidenciado pelo cálculo matemático do capítulo anterior (Figura 25), esta configuração apresenta melhores resultados quando comparado com bobinas do mesmo diâmetro e mesmo número de espiras. O teste com as **BOBINAS PROTÓTIPO DE BANCADA** comprovaram a eficiência e confiabilidade dos cálculos considerados. A Tabela 3 mostra os valores correspondentes a cada experimento realizado com as bobinas protótipo de bancada.

Tabela 3 - Experimentos Realizados com as Bobinas Protótipo de Bancada

	<i>Experimento 1</i>	<i>Experimento 2</i>	<i>Experimento 3</i>
<i>Bobina Emissora:</i>	B1	B1	B2
<i>Bobina Receptora:</i>	B1	B1	B1
<i>Tensão Vs:</i>	20VDC	20VDC	20VDC
<i>Frequência:</i>	200kHz	200kHz	200kHz
<i>Carga:</i>	12Ω	Refletor LED	12Ω
<i>C1:</i>	180nF	180nF	47nF
<i>C2:</i>	180nF	180nF	180nF
<i>L1:</i>	$3,56\mu H$	$3,56\mu H$	$15,82\mu H$
<i>L2:</i>	$3,56\mu H$	$3,56\mu H$	$3,56\mu H$

4.4 BOBINAS GRANDES DE TESTE

Mesmo que o teste com as bobinas pequenas mostre um bom comportamento quando utilizadas bobinas de diferentes tamanhos, é importante determinar o projeto construtivo das **bobinas grandes** para incluir na programação e realizar novamente um cálculo computacional para verificar o comportamento das curvas de rendimento nesta nova configuração. A Tabela 4 mostra os dados escolhidos para nova interação computacional.

Tabela 4 - Medidas para as bobinas grandes

Bobina	Raio Interno [mm]	Raio Externo [mm]	Diâmetro Fio [mm]	Comprimento [m]	Espiras	Indutância Própria [μH]	Resistência [m Ω]
1	25,0	250	5,0	21,94	25	110,6	19,3
2	13,5	250	1,5	41,52	50	427,0	406,5
3	9,25	250	0,75	101,85	125	2630,0	3980000
4	25,0	500	5,0	74,65	45	692,3	65,7
5	13,5	500	1,5	161,40	100	3340,0	1,60

Nesta etapa, foram escolhidas para interação 3 bobinas com 250mm de raio (0,5m de diâmetro) e 2 bobinas de 500mm de raio (1m de diâmetro) com diferentes números de espiras. Estas medidas foram escolhidas devido ao dimensionamento físico de um

automóvel popular padrão, onde bobinas maiores do que as apresentadas na tabela 4 poderiam não caber no assoalho de um veículo.

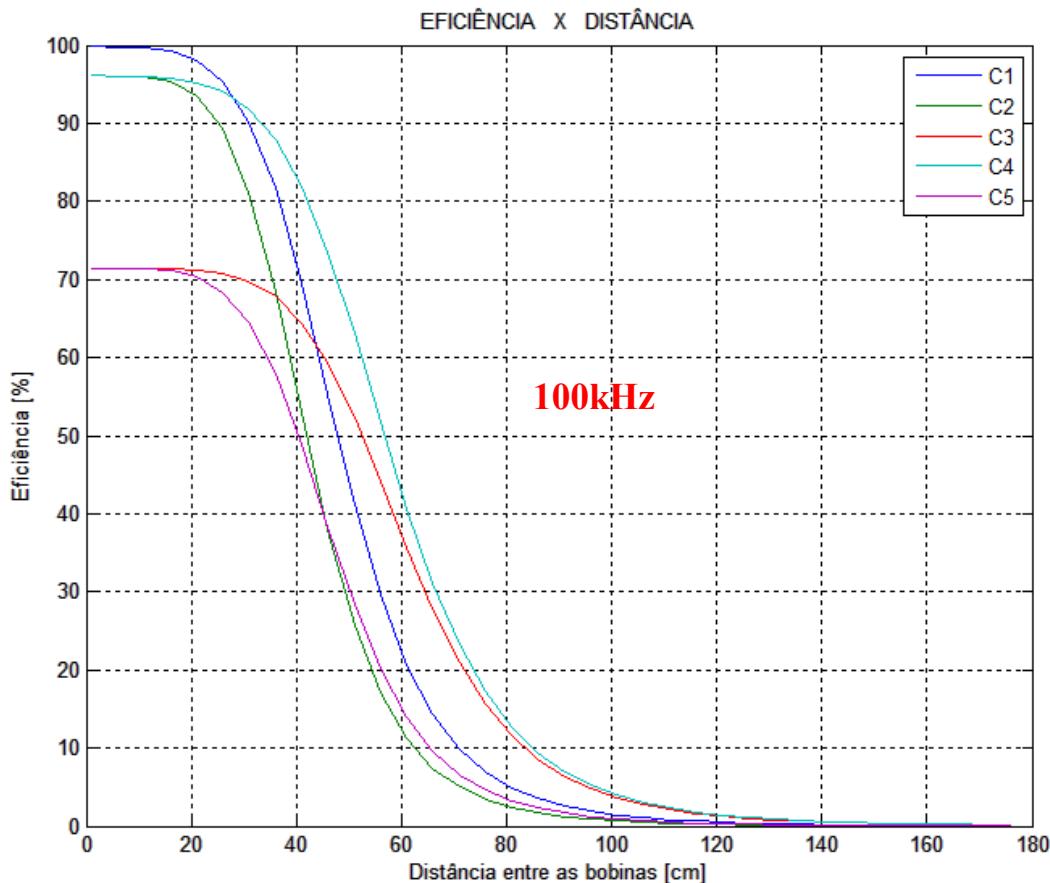
Foram realizadas 5 interações diferentes para verificar o comportamento dinâmico entre as bobinas, sendo elas apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 - Combinações realizadas

CONFIGURAÇÃO	BOBINA EMISSORA	BOBINA RECEPTORA	CARACTERÍSTICAS	ILUSTRAÇÃO
C1	B1	B1	Mesmo Diâmetro Mesmo Número de Espiras Mesma Indutância Própria Mesma Resistência Elétrica	
C2	B1	B2	Bobina 2 com: - Maior Número de espiras - Maior Indutância Própria - Menor Bitola no Fio - Maior Resistência Elétrica	
C3	B1	B3	Bobina 3 com: - Maior Número de espiras - Maior Indutância Própria - Menor Bitola no Fio - Alta Resistência Elétrica	
C4	B4	B2	Bobina Emissora Maior do que Receptora Bobina Emissora B4 com: - Maior Número de espiras - Maior Indutância Própria - Maior Bitola no Fio - Baixa Resistência Elétrica	
C5	B5	B3	Bobina Emissora Maior do que Receptora Bobina 3 com: - Maior Número de espiras - Menor Indutância Própria - Menor Bitola no Fio - Alta Resistência Elétrica	

O objetivo é montar a curva de rendimento para todas as combinações propostas na Tabela 5, desde C1 até C5. A Figura 41 exibe os resultados do cálculo computacional desta etapa considerando uma frequência de ressonância de 100kHz.

Figura 41 - Comportamento para diferentes configurações - 100kHz



Observa-se que **C3** e **C5** possuem curvas de rendimento inferiores quando comparados com outras configurações. Isso é obtido devido à alta resistência da bobina B3, onde, quanto maior a resistência elétrica da bobina menor pode ser o rendimento alcançado conforme ilustrado em (2.46).

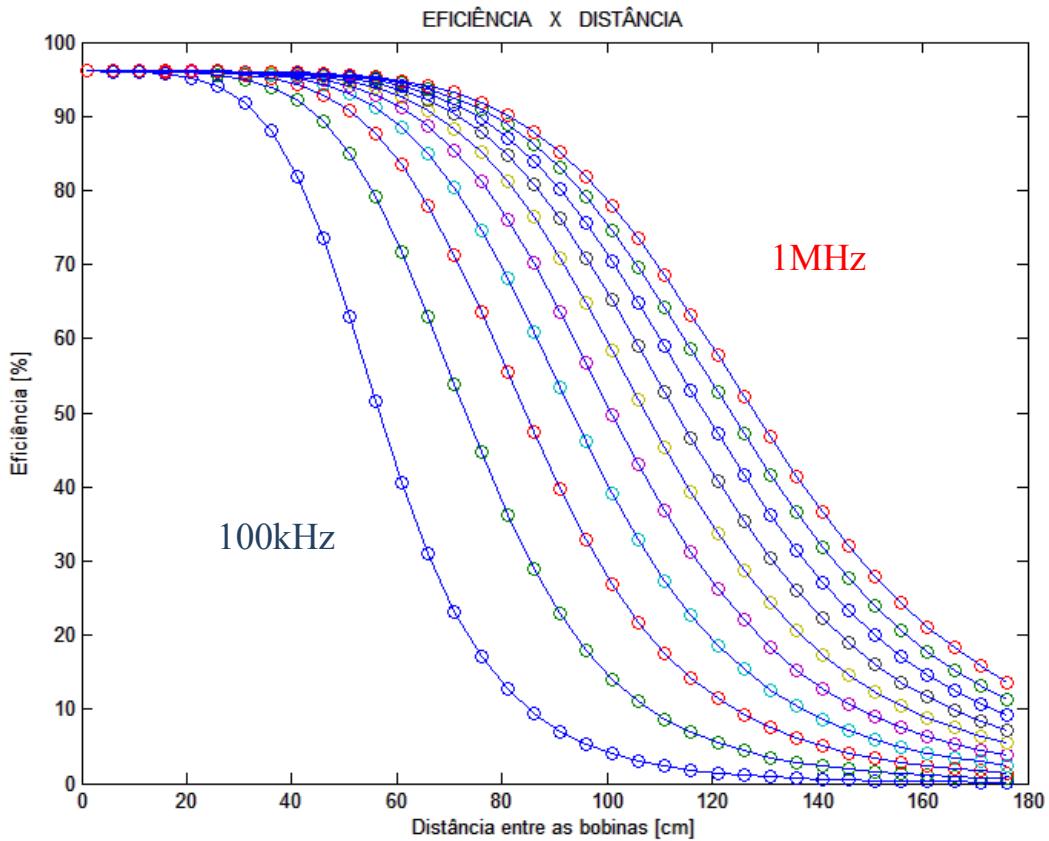
Dentre as demais configurações, **C4** se destaca por alcançar maiores rendimentos ao longo da distância entre as bobinas. Este fator se torna interessante por conseguir alcançar resultados acima de 50% em distâncias entre 50 e 60cm.

Carros populares podem obter distâncias entre 20 e 30cm do chão até o assoalho, dependendo do modelo, ano e fabricante. Para o cálculo realizado, as configurações **C1**, **C2** e **C4** apresentam resultados acima de 90% de eficiência, sendo **C4** a curva que apresenta decaimento mais lento entre elas.

Como a configuração **C4** apresentou melhor desempenho através da interação computacional, esta foi escolhida para implementação física das **BOBINAS GRANDES DE TESTE**.

Um fator que influencia no acoplamento magnético entre os dois circuitos, emissor e receptor, é a frequência de ressonância. A Figura 42 exibe a configuração **C4** para diversos cenários de frequência, neste caso, de 100kHz até 1MHz.

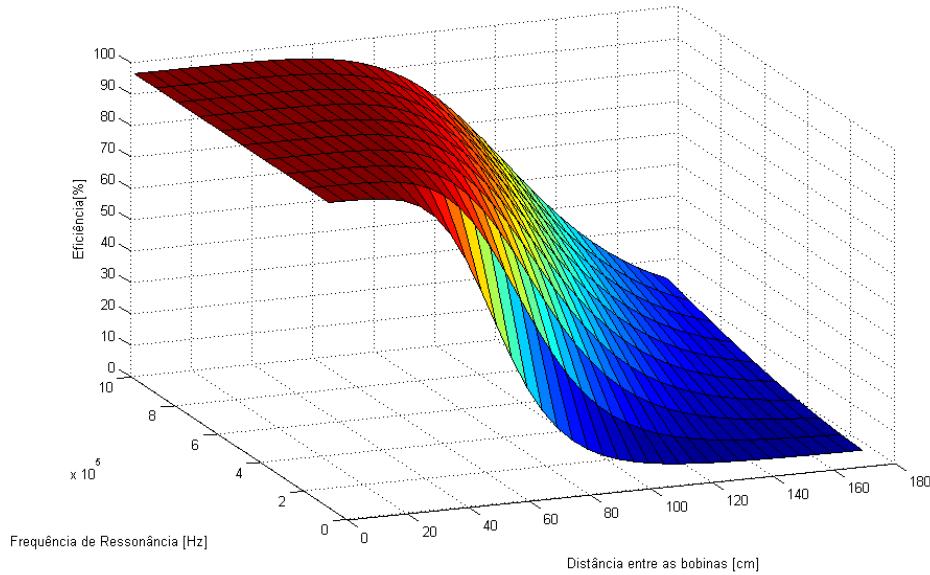
Figura 42 - Melhor configuração C4 - 100kHz até 1MHz



Trabalhando em frequências elevadas é possível aumentar o alcance e operar em distâncias mais elevadas, bem como melhorar o desempenho quando operado em proximidade. Conseguir trabalhar em altas frequências pode não ser tão trivial quanto se imagina, pois, a utilização de dispositivos de chaveamentos pode ser limitada. Além da limitação tecnológica de semicondutores também deve ser considerado a limitação de capacitores para alta frequência, onde, nesse tipo de aplicação, deve-se utilizar capacitores cerâmicos ou poliéster [17] e [18].

O gráfico da Figura 43 exibe um comparativo entre a frequência de ressonância, distância entre as bobinas e rendimento.

Figura 43 - Comparação entre frequência de Ressonância / Distância / Rendimento



Nota-se o aumento de rendimento na medida que a frequência de ressonância também é aumentada, bem como o decaimento da curva em função do aumento da distância entre as bobinas. As Figuras 44 e 45 mostram um comparativo de distância versus frequência, onde a região vermelha representa as situações de melhor eficiência e a região azul, baixo desempenho.

Figura 44 - Frequência x Distância

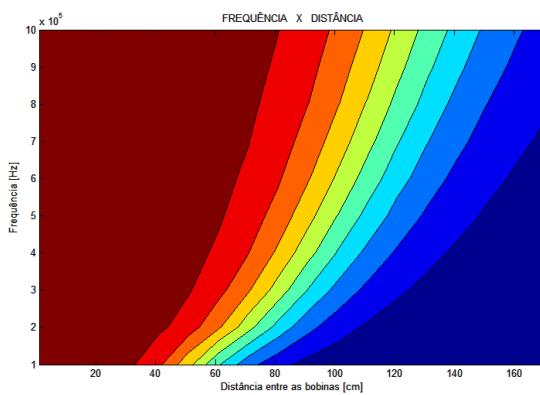
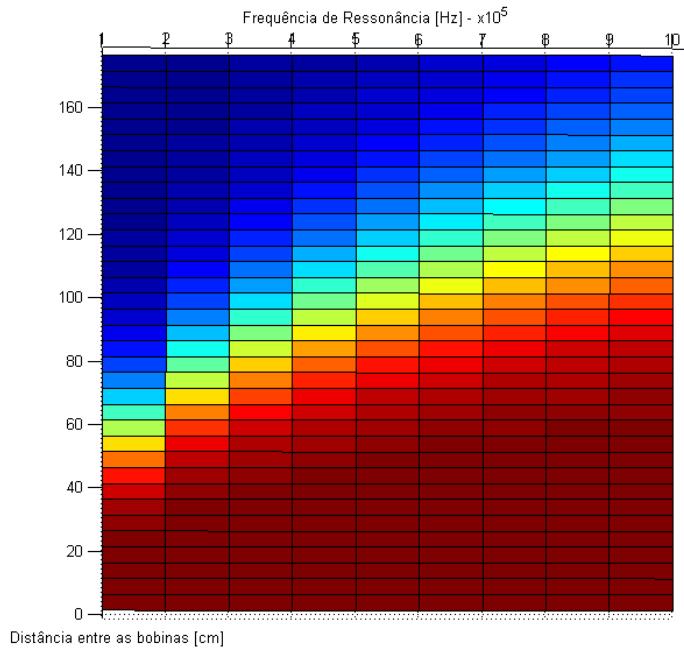


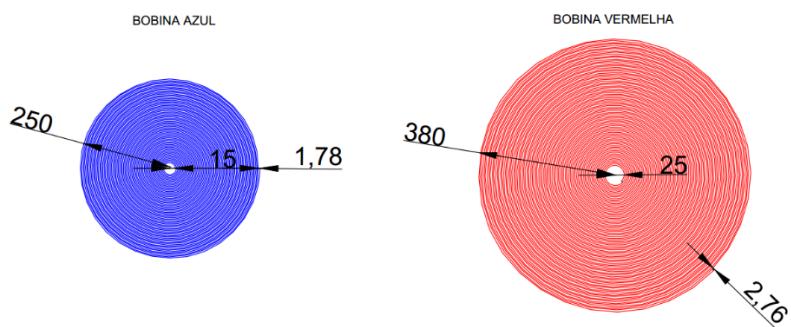
Figura 45 - Frequência x Distância - Zonas



4.5 IMPLEMENTAÇÃO DAS BOBINAS GRANDES DE TESTE

Como o objetivo do cálculo computacional é verificar qual configuração apresentaria o melhor resultado, vimos que C4 responde aos parâmetros desejados para montar as bobinas grandes de teste. Neste contexto, foram construídas duas bobinas para a realização do experimento, sendo uma com o raio maior do que a outra para tentar garantir os mesmos comportamentos da interação matemática. A Figura 46 exibe o projeto para desenvolvimento das mesmas.

Figura 46 - Projeto bobinas



A Figura 47 mostra as bobinas construídas para aplicação experimental onde a bobina de cor azul representaria B2 e a bobina vermelha representaria B4.

Figura 47 - Bobinas Grandes de Teste B2 e B4 respectivamente



Foram utilizados materiais não condutores ou não magnéticos para confecção das estruturas com o objetivo de não gerar distúrbios magnéticos e comprometer a indutância mútua entre as bobinas. A Tabela 6 mostra as características construtivas para as bobinas apresentadas na Figura 47.

Tabela 6 - Características construtivas Bobinas Grandes de Teste

Bobina	Raio Interno [cm]	Raio Externo [cm]	Diâmetro Fio [mm]	Comprimento [m]	Espiras	Indutância Própria [μH]	Resistência [$\text{m}\Omega$]
B2 Azul	15	250	1,78	54	65	819	375
B4 Vermelha	25	380	2,76	97	77	1739	274

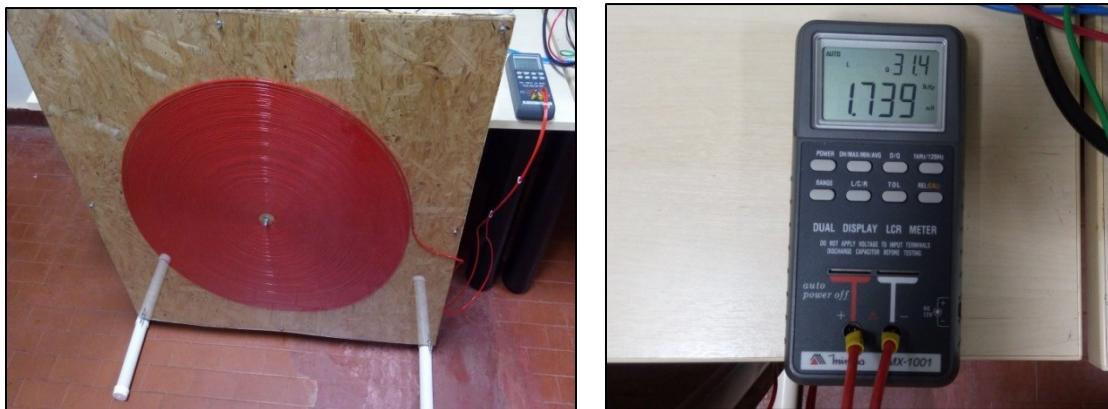
Conforme ilustrado pela Tabela 6, as bobinas possuem diferentes bitolas referentes ao fio utilizado, sendo eles $2,5\text{mm}^2$ para **B2** e 6mm^2 para **B4**, ambas com fio de cobre do tipo flexível.

Os valores de indutância própria apresentadas foram coletadas através de um medidor de indutância, conforme ilustrado nas Figuras 48 e 49.

Figura 48 - Indutância Própria B2 – Bobina Receptora



Figura 49 - Indutância Própria B4 – Bobina Emissora



4.6 CIRCUITO ELETROELETRÔNICO

Para atender as configurações do circuito elétrico completo exibido na Figura 31, foram projetadas duas placas eletrônicas para compor o experimento, sendo uma delas para conectar o circuito emissor e outra o circuito receptor. A Figura 50 exibe o projeto elaborado no ARES Professional e a Figura 51 mostra as placas implementadas.

Figura 50 - Projeto circuito eletrônico

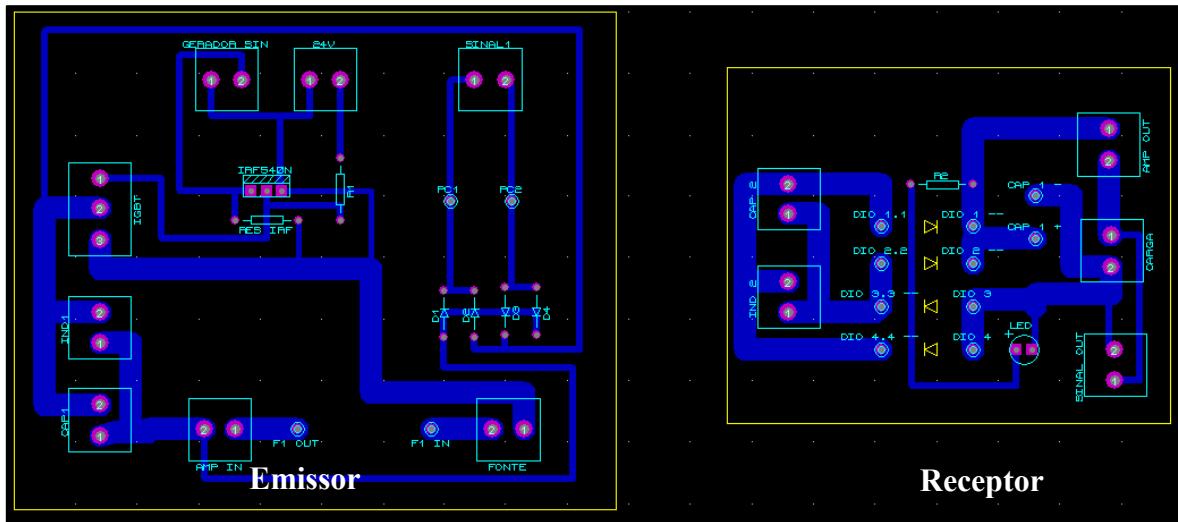
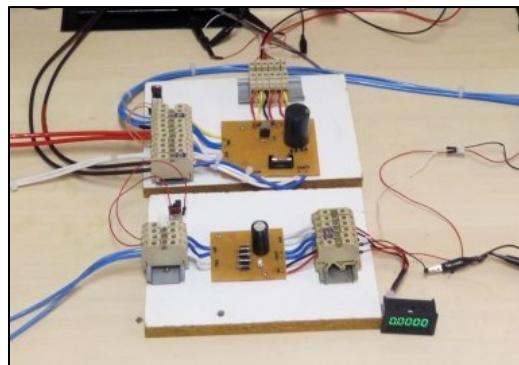


Figura 51 - Placas circuito emissor e receptor



Para o experimento em questão, foi utilizado uma ponte de IGBTs para realizar o chaveamento do circuito ressonante. Este foi escolhido devido a sua capacidade em trabalhar em correntes e tensões elevadas. Em função desta escolha, o projeto fica limitado em operar sob regimes baixos de frequência, podendo este ser trabalhado entre 0 e 30kHz. Para operar com MOSFET, assim como exemplificado com as Bobinas Pequenas de Teste, seria necessário acesso a um semicondutor que, além de possuir capacidade de chaveamento em alta frequência, também seria necessário para altas correntes.

Um módulo de IGBT foi acrescentado ao circuito eletrônico para realizar este chaveamento. A Figura 52 mostra o módulo utilizado.

Figura 52 - Módulo IGBT



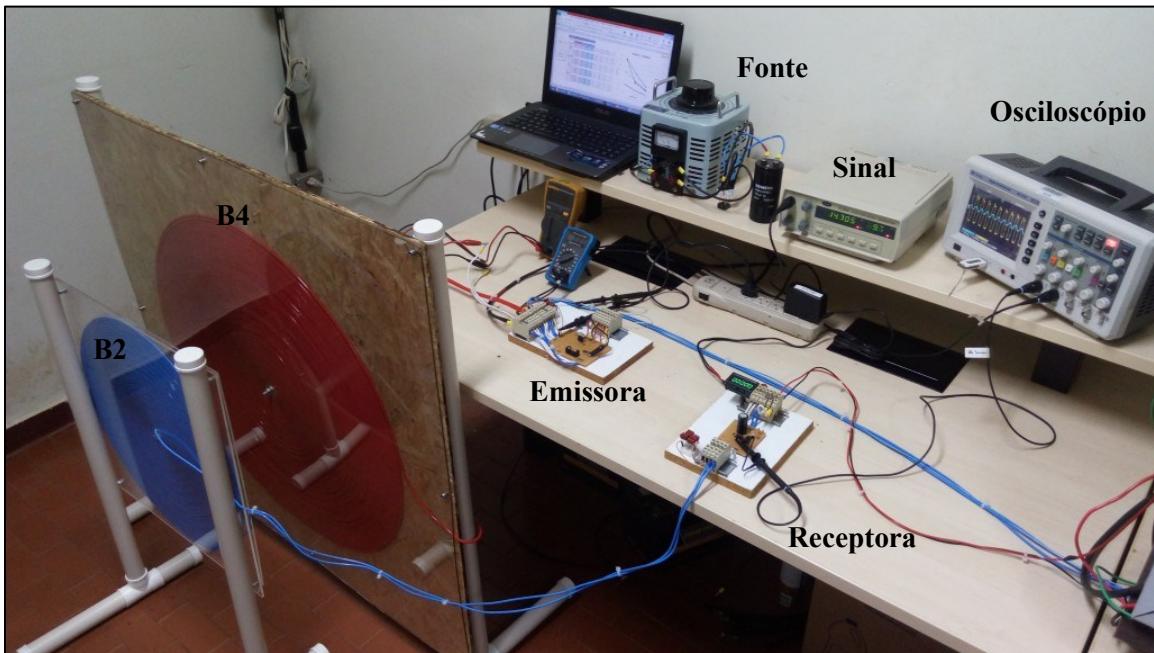
Foi utilizada uma fonte de tensão variável através de um transformador regulável juntamente com um circuito de retificação para operar em corrente contínua. A capacidade da fonte em corrente alternada é de 0 – 220VCA, permitindo uma variação de 0 – 311VCC. O equipamento utilizado é exibido na figura 53.

Figura 53 - Fonte de tensão variável



A Figura 54 apresenta a bancada Final para operar as Bobinas Grandes de Teste.

Figura 54 - Bancada Experimental Final



Neste capítulo, foi abordado a viabilidade da construção das bobinas e detalhado como foi elaborada a bancada experimental. O teste com as bobinas pequenas de bancada serviu para validar os cálculos matemáticos executados computacionalmente. Foi verificado que existe grande similaridade entre o conceito teórico e o comportamento prático.

Após verificado a confiabilidade matemática, foi possível pensar na construção das bobinas grandes de teste e implementar as mesmas fisicamente. Através dos cálculos computacionais, foi identificado que a configuração **C4** apresenta melhor desempenho quando comparado com as demais configurações. Este modelo **C4** retrata uma bobina grande emissora transferindo potência elétrica para uma bobina receptora de menor tamanho para compensar possíveis desalinhamentos e melhor distribuição de fluxo magnético ressonante.

O capítulo seguinte traz os resultados experimentais em 10 tipos de situações diferentes ao qual o projeto foi submetido. Estes resultados mostram o comportamento do rendimento para diferentes distâncias, frequências de chaveamento, diferentes cargas e combinações.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após implementada a bancada de testes, foram realizados 10 experimentos com diferentes aplicações para avaliar o desempenho funcional das bobinas. Estes testes são necessários pois se aproxima da utilização de transmissão de energia sem fio em veículos elétricos. Este capítulo apresenta todos os seguintes experimentos:

- 1- Avaliação da curva de rendimento das bobinas grandes em função do cálculo computacional;
- 2- Variação de potência transmitida com distâncias fixas;
- 3- Análise da curva de rendimento em função de uma barreira física de alvenaria;
- 4- Análise da curva de rendimento em função de uma barreira física metálica;
- 5- Avaliação do comportamento em grandes distâncias, utilizando lâmpadas LED como carga;
- 6- Análise da curva de rendimento em função de desalinhamento lateral entre as bobinas;
- 7- Análise da curva de rendimento em função de desalinhamento angular entre as bobinas;
- 8- Análise de carga de bateria automotiva;
- 9- Verificação da máxima potência transferida do primário para o circuito secundário;
- 10- Análise do comportamento em função da variação de frequência;

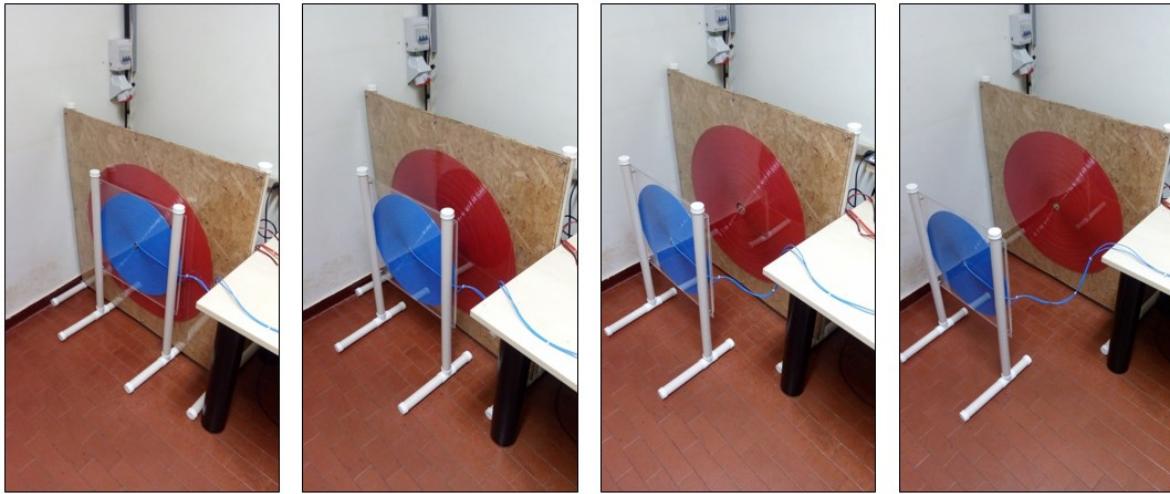
5.1 AVALIAÇÃO DA CURVA DE RENDIMENTO DAS BOBINAS GRANDES EM FUNÇÃO DO CÁLCULO COMPUTACIONAL

Assim como realizado com as **bobinas pequenas de bancada**, também cabe nesse experimento a verificação do comportamento do rendimento em função da variação de

distância entre a bobinas grandes de teste para validar e comparar com o cálculo computacional.

A Figura 55 ilustra o afastamento realizado entre as bobinas, onde a emissora é apresentada na cor vermelha e a bobina receptora, na cor azul.

Figura 55 - Variação de distância entre as bobinas



A Figura 56 mostra o resultado obtido, variando a distância entre as bobinas grandes de 0 até 80cm.

Características:

Tensão de entrada: 120VCA

Carga: Resistiva - 150Ω

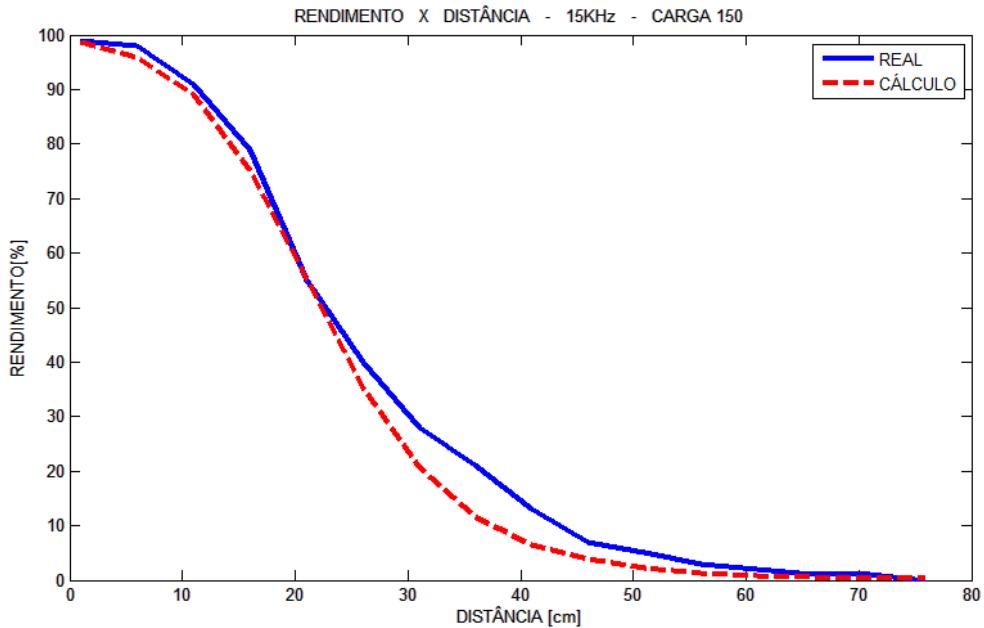
Frequência: 15kHz

Distância: 0 - 80cm

Nota-se na Figura 56 uma boa proximidade entre os valores coletados versus os valores obtidos pelo cálculo computacional.

Nesta configuração, é possível identificar valores acima de 50% de rendimento quando trabalhados com distâncias inferiores a 20cm. Isso ocorre em função da frequência de chaveamento adotada, em torno de 15kHz, limitado pelo semicondutor empregado na aplicação. Para melhores resultados é preciso aumentar a frequência de ressonância ou diminuir a resistência dos enrolamentos.

Figura 56 - Curva de Rendimento vs Distância



5.2 VARIAÇÃO DE POTÊNCIA TRANSMITIDA COM DISTÂNCIAS FIXAS

A Figura 57 exibe o gráfico de comparação entre 3 distâncias pré-fixadas para ilustrar qual distância possui melhor eficiência em função da frequência utilizada. É possível verificar que operando com uma frequência de 12kHz, obtém-se melhores ganhos do que quando o circuito trabalha fora de sua faixa de ressonância.

Características:

Tensão de entrada: 150VCA

Carga: Resistiva - 150Ω

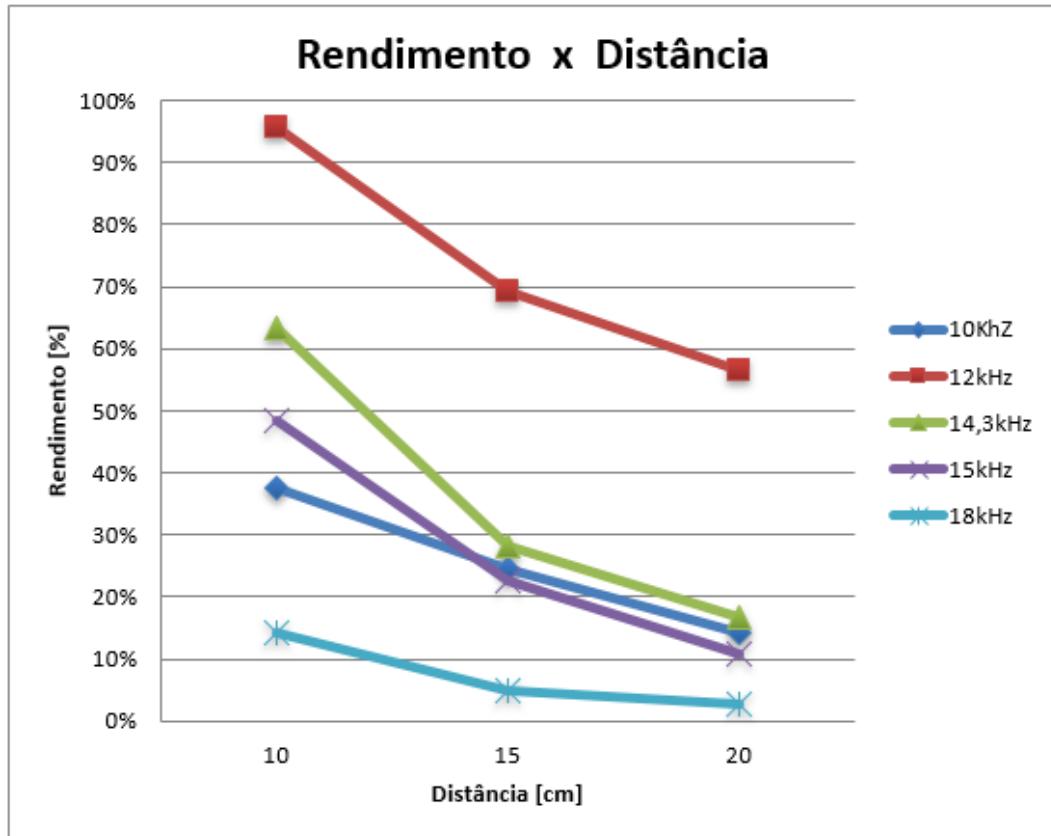
Frequência: 10kHz - 12kHz - 14,3kHz - 15kHz - 18kHz

Distância: 10cm - 15cm - 20cm

Isso pode ser explicado devido às variações construtivas de montagem dos indutores e da associação dos capacitores ressonantes que foram montados através de configuração série-paralelo para atingir valores próximos da frequência de 15kHz. Como exibido na equação 52, o cálculo dos capacitores ressonantes depende da frequência escolhida e da

indutância própria de cada bobina, onde imperfeições construtivas podem alterar os valores de indutância e, consequentemente, a frequência ideal de trabalho do circuito.

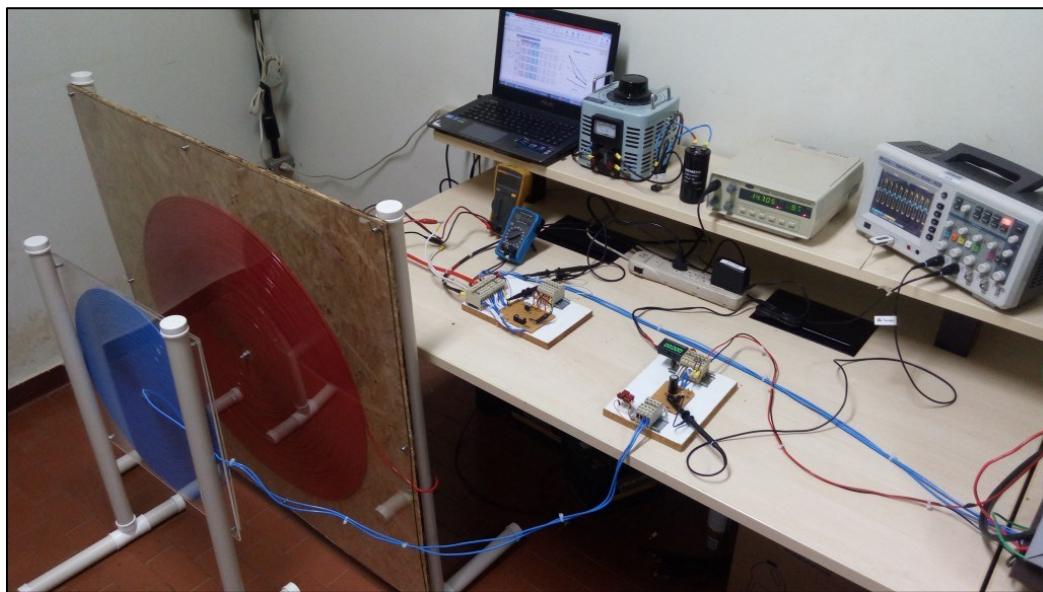
Figura 57 - Distâncias fixas com diferentes frequências



As distâncias foram fixadas em 10, 15 e 20cm para que possam ser extraídos valores em baixas distâncias, com o objetivo de simular medidas aproximadas para aplicação em veículos.

A Figura 58 mostra a bancada com a distância entre as bobinas fixada em 20cm para coleta de resultados.

Figura 58 - Bancada para distância fixa



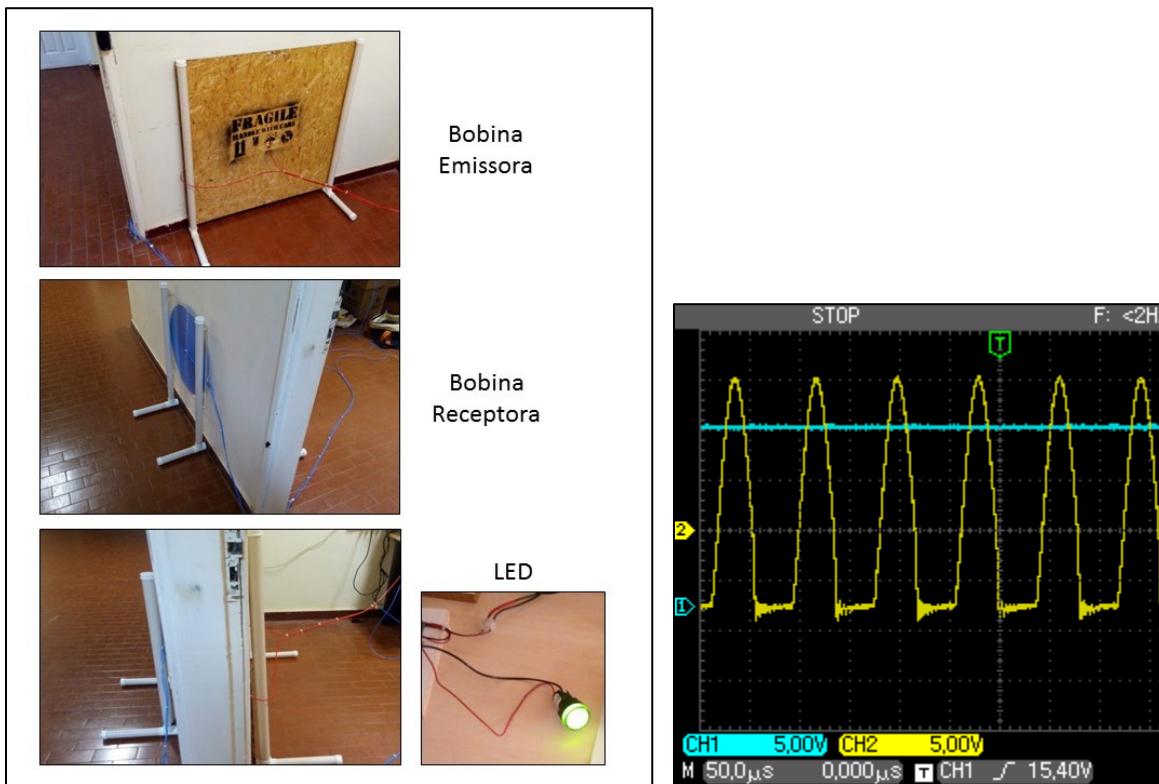
5.3 ANÁLISE DA CURVA DE RENDIMENTO EM FUNÇÃO DE UMA BARREIRA FÍSICA DE ALVENARIA

Para aplicação em veículos elétricos, a bobina emissora provavelmente ficará situada no chão para realizar transferência indutiva de potência quando um veículo estiver posicionado em cima do mesmo, onde esse veículo possuirá uma bobina receptora para recarregar os sistemas de baterias do automóvel.

A bobina primária pode ficar situada levemente abaixo do solo coberto com uma camada de acrílico ou algum material que ofereça resistência mecânica para proteção dos enrolamentos. Caso o responsável pelo local de recarga escolha uma cobertura de concreto por critérios estéticos, faz-se necessário verificar o comportamento de um sistema de transmissão sem fio perante barreiras físicas de alvenaria.

A alvenaria utilizada neste experimento é composta por tijolo de cerâmica e camada de concreto de cimento. A parede do próprio laboratório foi utilizada para realização dos testes, sendo ilustrada pela Figura 59.

Figura 59 - Teste com alvenaria



Para a forma de onda exibida na Figura 59, em amarelo, é possível visualizar a forma de onda da tensão de entrada com ponteira ajustada para 10x. Em azul, tem-se a forma de onda retificada na saída para acionamento do LED sinalizador em uma distância de 20cm.

Foi escolhido a frequência de ressonância de 12kHz neste experimento em função do resultado obtido do experimento 4.2. A Figura 60 mostra o gráfico de rendimento versus tensão aplicada na entrada do circuito para as distâncias de 15 e 20cm.

Características:

Tensão de entrada: 76VCA - 138VCA - 183VCA

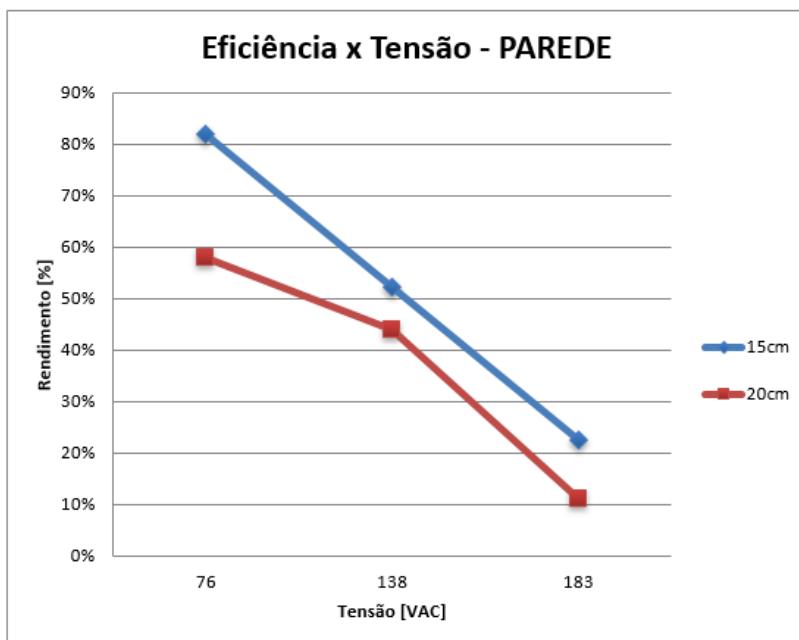
Carga: LED

Frequência: 12kHz

Distância: 15cm - 20cm

Espessura Parede: 15cm

Figura 60 - Rendimento vs Tensão Parede



Neste caso, o rendimento diminui em função do aumento da tensão na entrada do circuito. Isso ocorre pois a carga utilizada foi uma lâmpada LED para exemplificar o funcionamento do circuito, onde, um aumento contínuo da tensão de entrada não acarreta efetiva circulação de corrente no circuito receptor.

Mas para efeito de coleta de resultados, não houve alterações significativas quanto à transmissão com ou sem parede de alvenaria, podendo-se afirmar que este não será um fator impeditivo para aplicação de transmissão de energia sem fio.

5.4 ANÁLISE DA CURVA DE RENDIMENTO EM FUNÇÃO DE UMA BARREIRA FÍSICA METÁLICA

Também para aplicações em veículos elétricos, é necessário avaliar o comportamento do circuito ressonante quando submetido a operar sobre chapas metálicas, pois, considerando que a bobina receptora estará localizada na parte inferior no automóvel (assoalho), é possível que a chapa de aço reaja com o campo eletromagnético existente na transmissão de energia sem fio e provoque distúrbios no sistema como um todo.

Para este experimento foi utilizada uma chapa de aço carbono com 3mm de espessura e alocado em frente e atrás da bobina receptora para avaliar o comportamento do rendimento do circuito. A Figura 61 ilustra o método mencionado.

Figura 61 - Chapa de aço 3mm

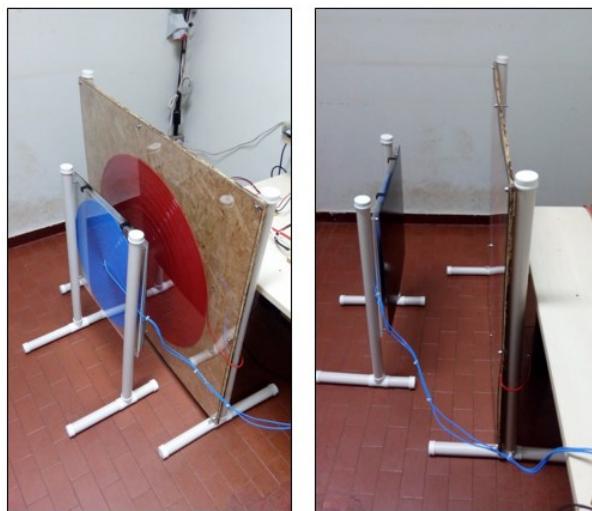


5.4.1 Chapa de aço em frente a bobina receptora

O primeiro teste realizado foi considerando que a bobina receptora estará dentro do veículo, ou seja, o assoalho de metal estará entre a bobina emissora e receptora. A Figura 62 ilustra esse método.

Como o aço possui características condutivas de campo magnético, ou seja, possui alta permeabilidade magnética, é natural que esta configuração atrapalhe a transferência de energia devida alteração da indutância mútua entre bobinas e ocasiona alteração nos resultados obtidos para esta finalidade.

Figura 62 - Chapa de aço a frente



A Figura 63 mostra o comportamento do rendimento do circuito quando aplicado a chapa de aço em frente a bobina receptora.

Características

Tensão de entrada: 130VCA

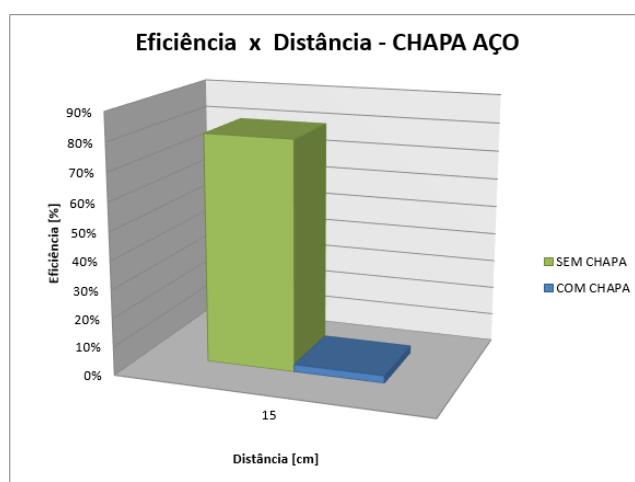
Carga: Resistiva - 150Ω

Frequência: 12kHz

Distância: 15cm - 20cm

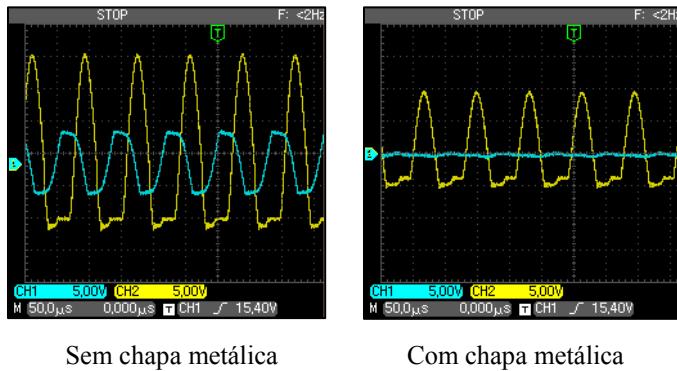
Espessura Chapa: 3mm

Figura 63 - Rendimento com chapa de aço a frente



É possível verificar que existe um bloqueio quase total de transferência de energia quando a chapa de aço é colocada a frente da bobina receptora ocasionando perdas e baixos níveis de rendimento. A Figura 64 exibe os níveis de tensão do experimento em questão, onde a cor **amarela** é representada pela tensão de entrada e **azul** representa a tensão de saída.

Figura 64 - Níveis de tensão com e sem chapa de aço



5.4.2 Chapa de aço atrás da bobina receptora

O segundo teste realizado foi considerando que a bobina receptora estará do lado de fora do veículo, ou seja, o assoalho de metal estará após receptora. A Figura 65 ilustra esse método.

Figura 65 - Chapa de aço atrás



A Figura 66 e 67 exibem os resultados quando a chapa metálica é alocada na parte de trás da bobina receptora. Este método consiste em duas formas de análise onde, é possível ter a chapa de aço completamente *encostada* na bobina ou apenas *aproximada* dos enrolamentos. De qualquer forma, foram analisadas as duas situações, considerando 15 e 20cm de distância respectivamente.

Figura 66 - Chapa de aço atrás (a) - 15cm

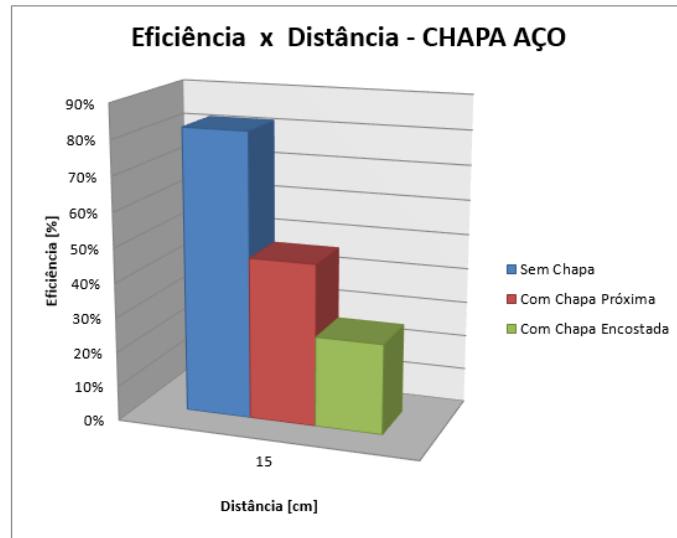
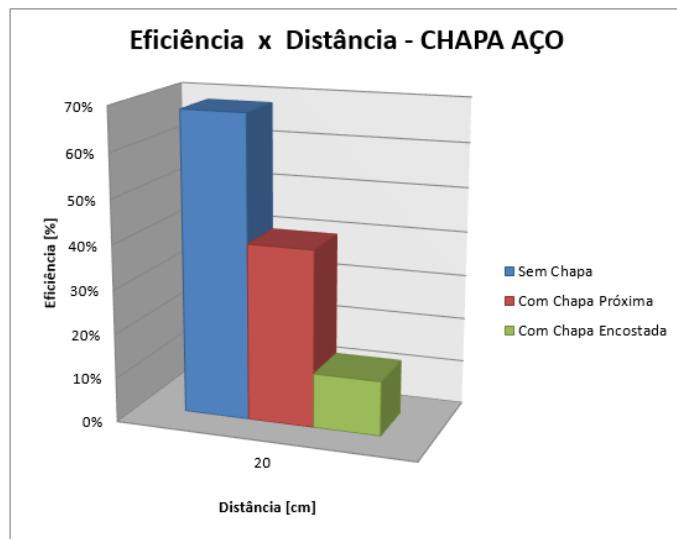


Figura 67 - Chapa de aço atrás (b) - 20cm



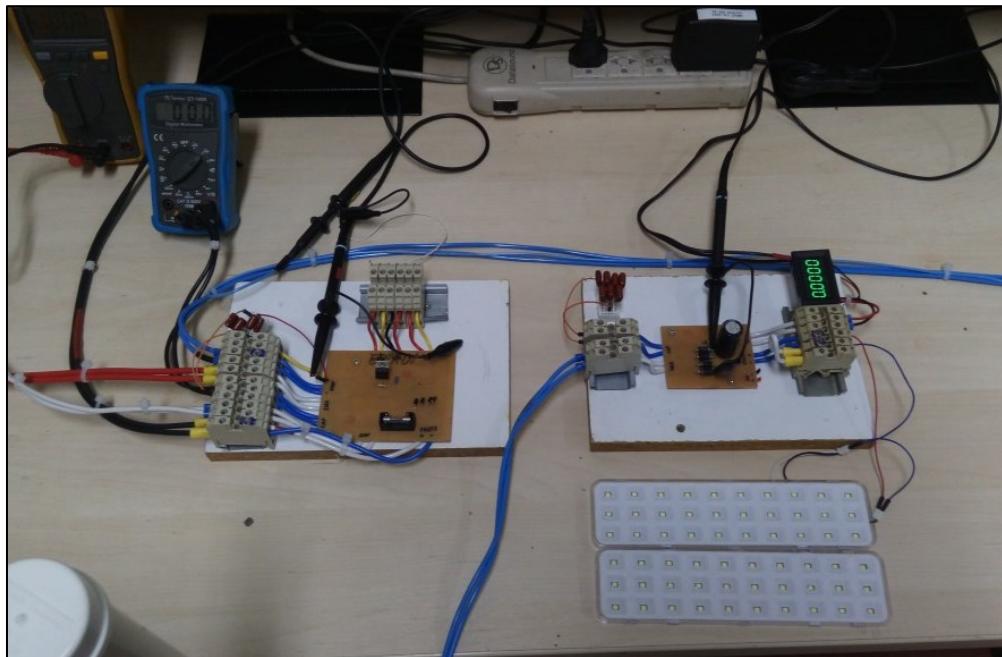
A Figura 68 ressalta a diferença entre a chapa de aço metálica “próxima” e “encostada”. Nota-se que é possível obter melhores resultados na medida em que a chapa metálica se distancia da bobina receptora para que não haja interferência no fluxo magnético ressonante mútuo. É um fator a ser considerado na implementação real em veículos elétricos, onde uma possível solução seja utilizar assoalhos de materiais não magnéticos.

Figura 68 - Chapa metálica “encostada” e “próxima”

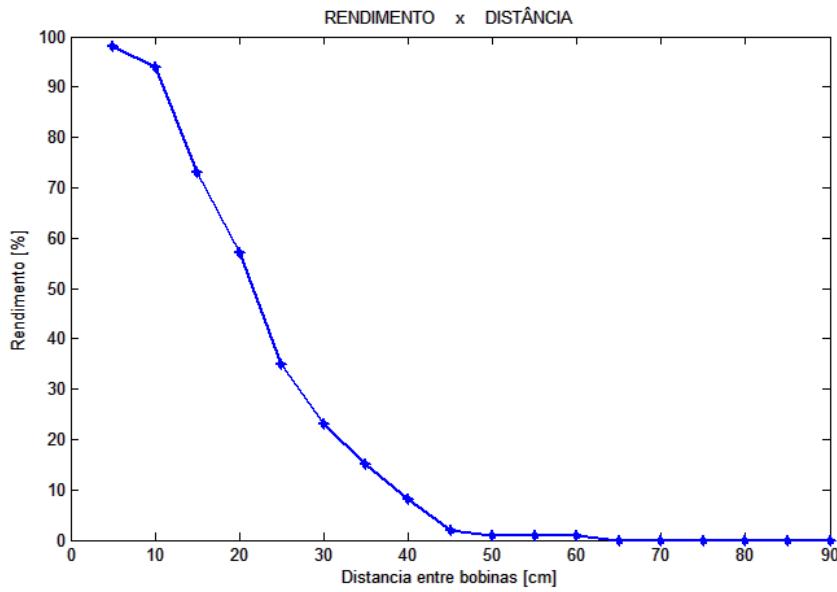


5.5 AVALIAÇÃO DO COMPORTAMENTO EM GRANDES DISTÂNCIAS UTILIZANDO LÂMPADAS LED COMO CARGA

Um teste foi realizado para longas distâncias utilizando um refletor LED como carga para verificar o quanto distante seria possível realizar a transmissão de energia sem fio a partir das **bobinas grandes de teste**. A Figura 69 e 70 exibem o experimento realizado.

Figura 69 - Refletor LED**Figura 70 - Refletor LED energizado**

A Figura 71 mostra o resultado em termos de rendimento para o experimento em questão. Mesmo com baixos valores de eficiência, ainda é possível energizar a placa de LED pois a tensão de operação é em torno de 5VDC.

Figura 71 - Lâmpadas LED

Uma característica deste experimento é a necessidade de ajustar o nível de tensão de entrada de acordo com a saída, pois o circuito receptor não possui controlador de tensão, logo, para manter os 5VDC na carga foi necessário regular manualmente a tensão CA de entrada. A Tabela 7 mostra os níveis de tensão trabalhados.

Frequência de chaveamento utilizada: 12kHz

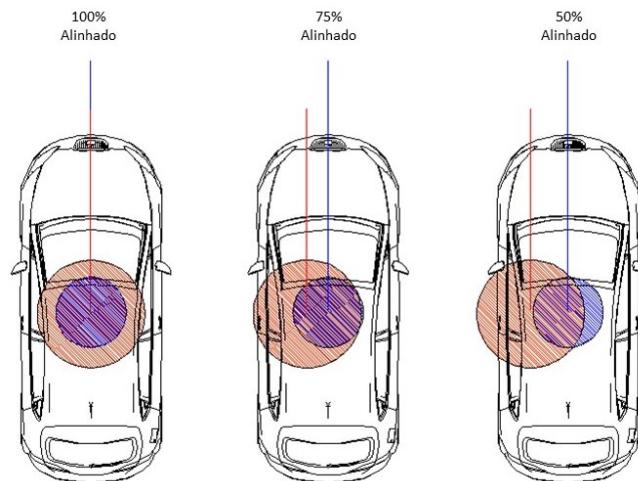
Tabela 7 - Aumento do nível de tensão em função da distância

Distância [cm]	ENTRADA	SAÍDA
	Tensão [CA]	Tensão [CC]
5	9	5,4
10	18	5,2
15	31	5,2
20	42	5,2
25	65	5,2
30	98	5,2
35	115	5,2
40	135	5,2
45	135	5,2
50	136	5,2
55	136	5,2
60	136	5,2
65	170	5,2
70	166	5,2
75	170	5,2
80	173	5,2
85	170	5
90	181	5

5.6 ANÁLISE DA CURVA DE RENDIMENTO EM FUNÇÃO DE DESALINHAMENTO LATERAL ENTRE AS BOBINAS

Um fator a ser levado em consideração para aplicação em veículos é o quanto o desalinhamento lateral pode interferir. Nesta etapa experimental, o tamanho ligeiramente maior da bobina emissora faz diferença no funcionamento do circuito, pois pequenas variações de desalinhamentos laterais não afetam de forma abrupta o desempenho da aplicação. A Figura 72 mostra o tipo de desalinhamento lateral que as bobinas ressonantes podem sofrer.

Figura 72 - Desalinhamento lateral



Na Figura 73 é possível visualizar o modo com que o desalinhamento lateral foi provocado em laboratório para que seja realizado a coleta de resultados. O critério de desalinhamento empregado consiste em:

- Bobinas alinhadas corretamente entre eixos: 100% alinhado e acoplado;
- Bobinas desalinhadas entre eixos: 0% à 99% alinhadas e acopladas;

Características:

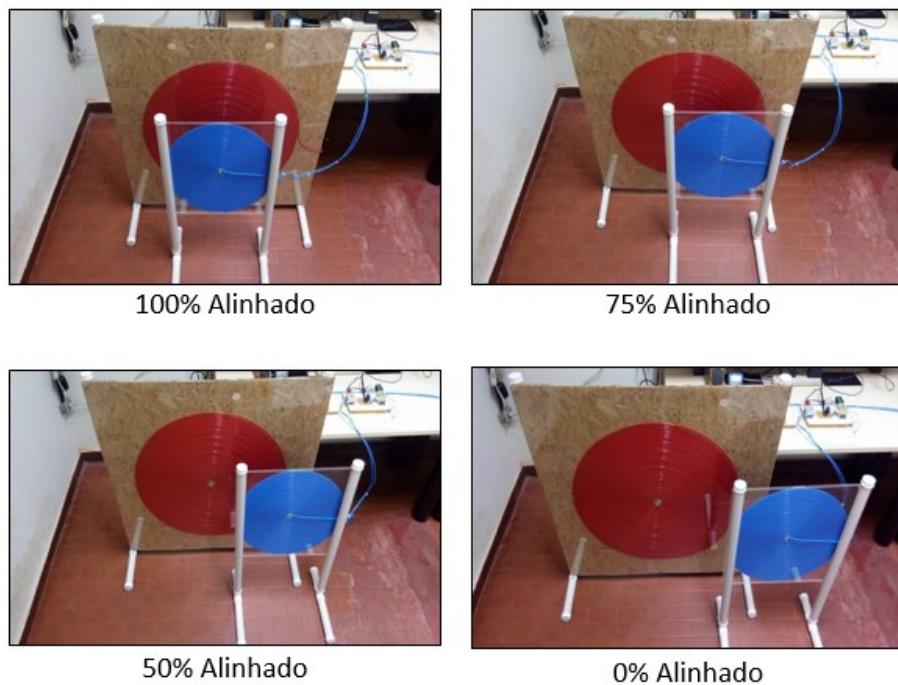
Tensão de entrada: 162VCA

Carga: Resistiva - 150Ω

Frequência: 12kHz

Distância: 10cm - 15cm - 20cm

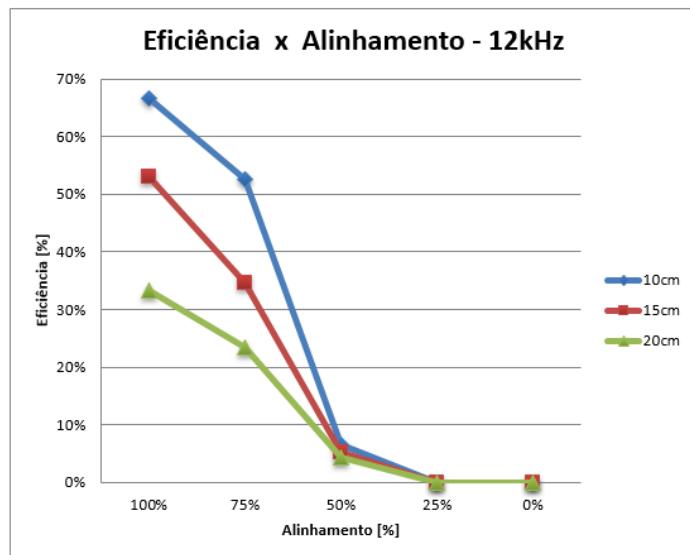
Figura 73 - Desalinhamento lateral aplicado



A Figura 74 mostra o resultado quando comparado a eficiência e o desalinhamento lateral estabelecido. Neste caso foram feitos 5 testes, variando o alinhamento em:

100% 75% 50% 25% 0%

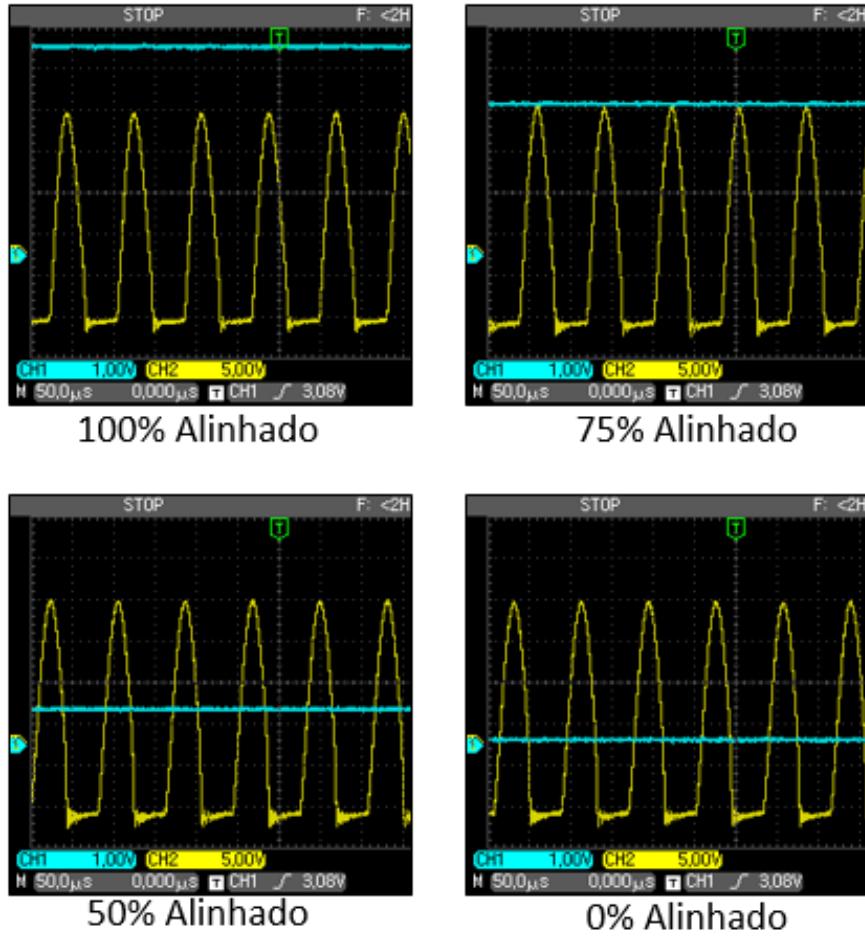
Figura 74 - Rendimento vs Desalinhamento lateral



A Figura 75 ilustra as formas de onda de entrada e saída para o experimento em questão, onde:

- Amarelo: Tensão de entrada CA
- Azul: Tensão de saída CC

Figura 75 - Formas de onda Desalinhamento



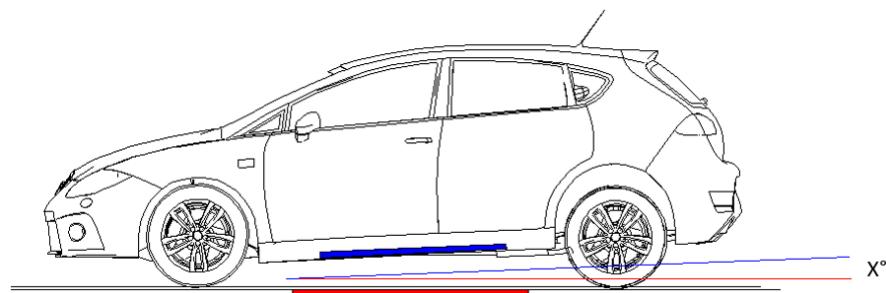
Nota-se, neste experimento, que para alinhamentos acima de 75% ainda é possível obter resultados interessantes para aplicação, o que justifica a bobina emissora ser maior do que a receptora neste projeto.

Esta é uma questão importante a ser considerada, visto que o acoplamento efetivo em 100% entre as bobinas em um estacionamento de veículos pode ser tornar uma tarefa difícil de ser executada.

5.7 ANÁLISE DA CURVA DE RENDIMENTO EM FUNÇÃO DE DESALINHAMENTO ANGULAR ENTRE AS BOBINAS

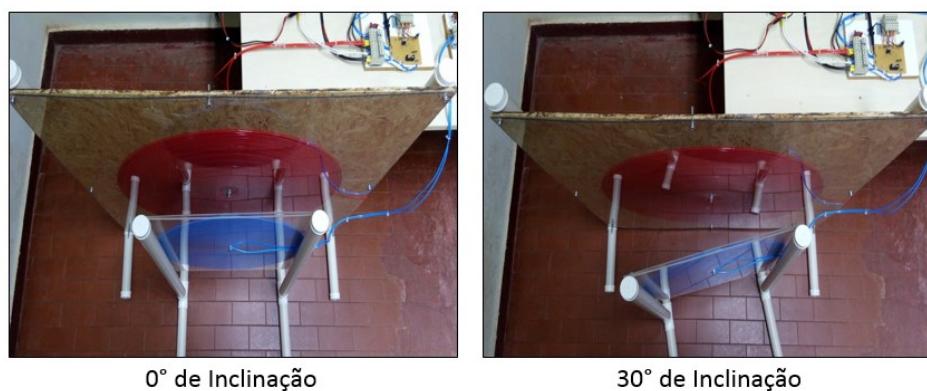
É muito comum encontrar veículos com diferentes suspensões, principalmente se for veículo de carga ou se está carregado. Isso ocasiona uma leve inclinação do assoalho para compensar futuras cargas/descargas. Esse é um fator que também foi analisado, onde foram coletados dados para diferentes tipos de alinhamentos angulares. A Figura 76 mostra o ângulo formado entre o assoalho do carro e o chão onde está localizado a bobina emissora.

Figura 76 - Desalinhamento angular



A Figura 77 ilustra o método utilizado em laboratório para simular as diferentes inclinações veiculares para verificar se o rendimento é afetado em função do aumento do ângulo da bobina receptora.

Figura 77 - Inclinação angular laboratório



O resultado do experimento é ilustrado na Figura 78, onde é possível verificar um considerável decaimento em função da variação do ângulo. Foi considerado, para os testes, uma variação angular entre 0° e 20° considerando amostragem dos números pares.

Características:

Tensão de entrada: 140VCA

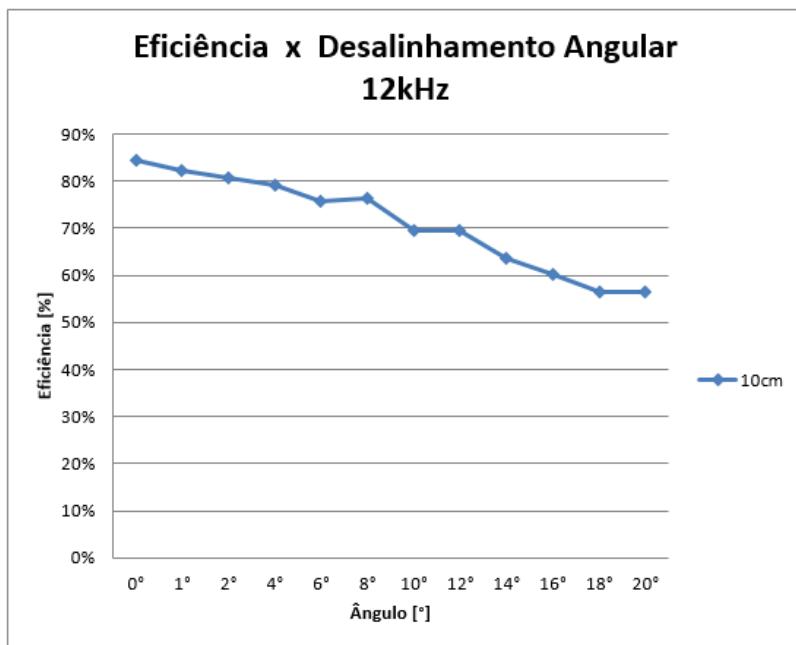
Carga: Resistiva - 150Ω

Frequência: 12kHz

Distância: 10cm

Ângulo: 0° - 20°

Figura 78 - Resultado eficiência vs ângulo



A Figura 79 apresenta as formas de onda para as tensões de entrada e saída do circuito, onde:

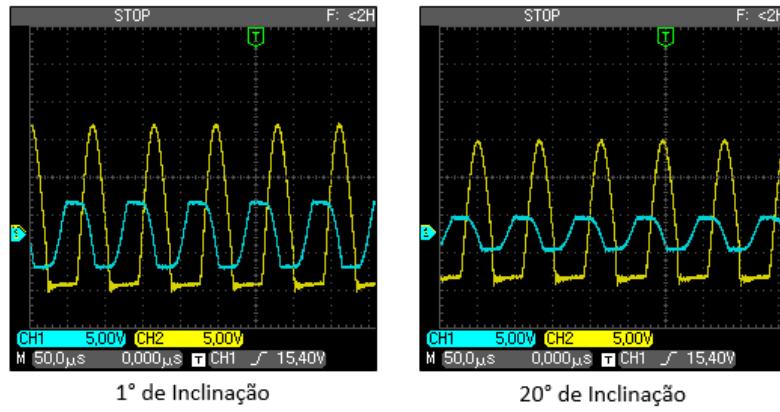
- Amarelo: Tensão de entrada CA

- Azul: Tensão de saída CC

Considerando pequenas variações angulares, nota-se que o rendimento **não** é reduzido drasticamente ainda atendendo em elevados níveis de eficiência, principalmente

para valores inferiores a 4°. Fator de projeto a ser considerado, visto que existe uma pequena influência para aplicações de transmissão sem fio.

Figura 79 - Formas de onda inclinação angular



5.8 ANÁLISE DE CARGA DE BATERIA AUTOMOTIVA

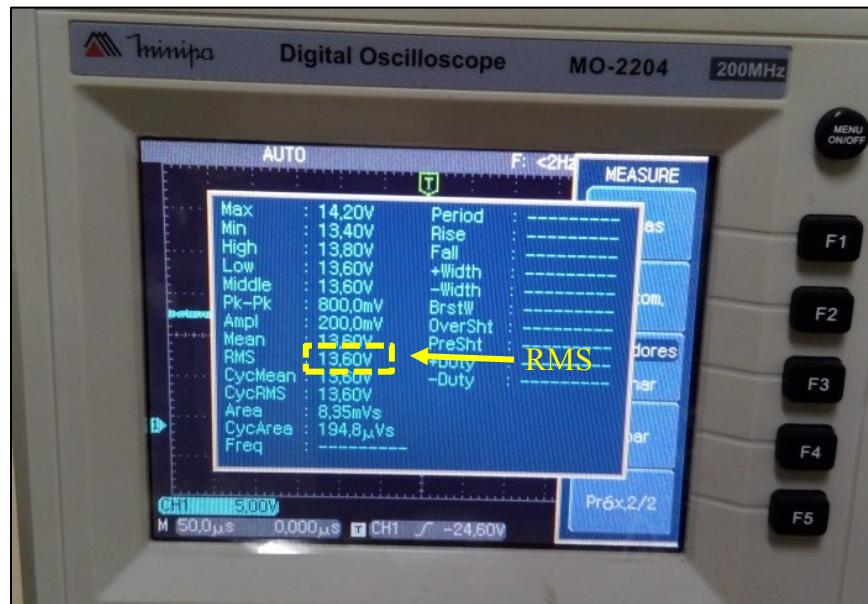
Para fins de carregamento de bateria automotiva, foi realizado o experimento de carga para uma bateria de carro com o objetivo de simular um carregamento capacitivo. A Figura 80 mostra a bancada preparada para realização dos testes e coleta de resultados.

Figura 80 - Bancada para carga de bateria



Como a tensão de carga para baterias automotivas é em torno de 13,6VCC à 13,8VCC, a saída foi ajustada para operar dentro destas faixas. Esse ajuste é feito manualmente através da fonte de tensão variável de entrada. Para fins de conversão CA/CC, foram utilizados 4 diodos ultrarrápidos para compor a ponte retificadora e realizar o carregamento de carga em corrente contínua. A Figura 81 mostra a tensão de saída aplicada na bateria.

Figura 81 - Tensão na bateria – Valores de Pico e RMS

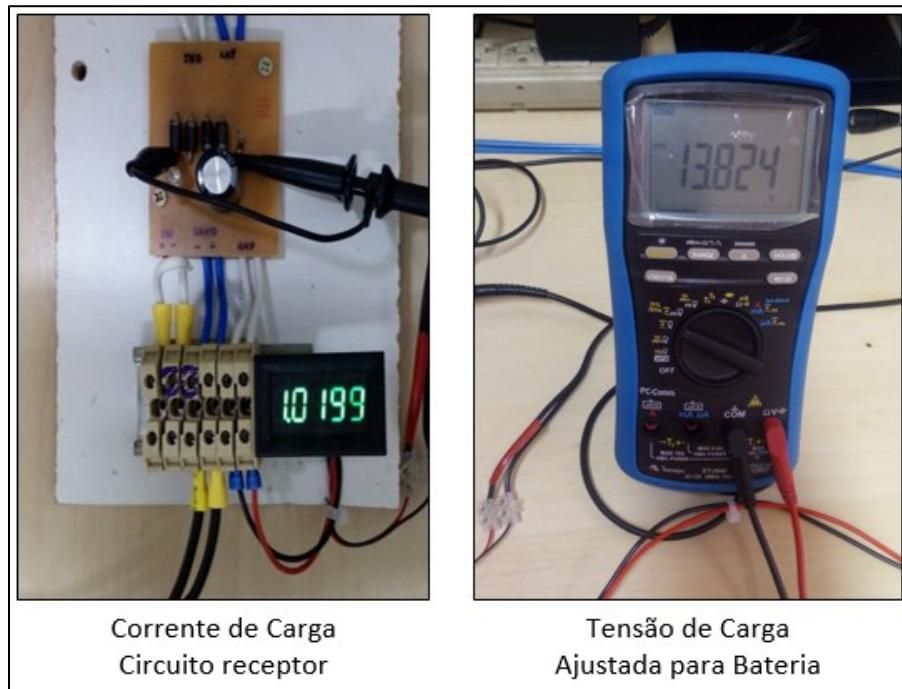


A Figura 82 mostra os demais valores de tensão e corrente coletados na saída do retificador, onde a tensão foi ajustada para 13,8VCC com níveis de corrente em torno de 1A.

Foi testado duas formas de carregamento para bateria, sendo:

- 1- A primeira consiste em colocar uma resistência em série com a carga capacitiva para reduzir os níveis de corrente e, consequentemente, aumentar a eficiência do sistema;
- 2- A segunda, é realizada somente com a bateria como carga, fazendo com que a reatância total seja menor, aumento os níveis de corrente e reduzindo a eficiência do sistema;

Figura 82 - Valores de Carga



Esse resultado já era esperado, pois como citada na equação 46, a resistência da carga é diretamente proporcional ao rendimento. A Figura 83 mostra os resultados obtidos operando com Bateria + Resistência e com somente a Bateria conectada como carga.

Características:

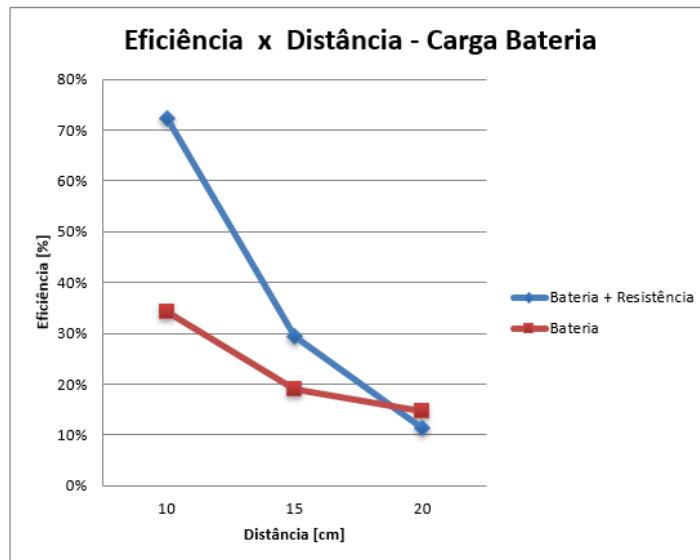
Tensão de saída: 13,8VCC

Carga: Bateria + 150Ω

Frequência: 12kHz

Distância: 10cm - 15cm - 20cm

Figura 83 - Gráfico de rendimento - Bateria



5.9 VERIFICAÇÃO DA MÁXIMA POTÊNCIA TRANSFERIDA DO PRIMÁRIO PARA O CIRCUITO SECUNDÁRIO

Como verificado ao longo dos testes experimentais, é possível obter rendimentos elevados na medida que a distância entre as bobinas é reduzida. Este experimento tem como objetivo atingir o valor máximo de potência ativa transmitida no sistema montado em questão. Para tanto, foi utilizado um banco de resistências para realizar o teste com medidas diferentes e observar a variação da potência entregue em função da carga. Também nesta etapa, foram utilizadas distâncias menores para melhorar o acoplamento indutivo entre as bobinas. A Figura 84 ilustra o método mencionado. A Figura 85 mostra o resultado obtido para três cargas resistivas diferentes: 75Ω , 150Ω e 300Ω .

Características:

Entrada Máx.:	190VCA – 1,9A
Saída Máx.:	190VCA – 1,3A
Carga:	75Ω - 150Ω - 300Ω
Frequência:	12kHz
Distância:	2cm - 5cm - 10cm

Figura 84 - (a) Bobinas próximas (b) Carga

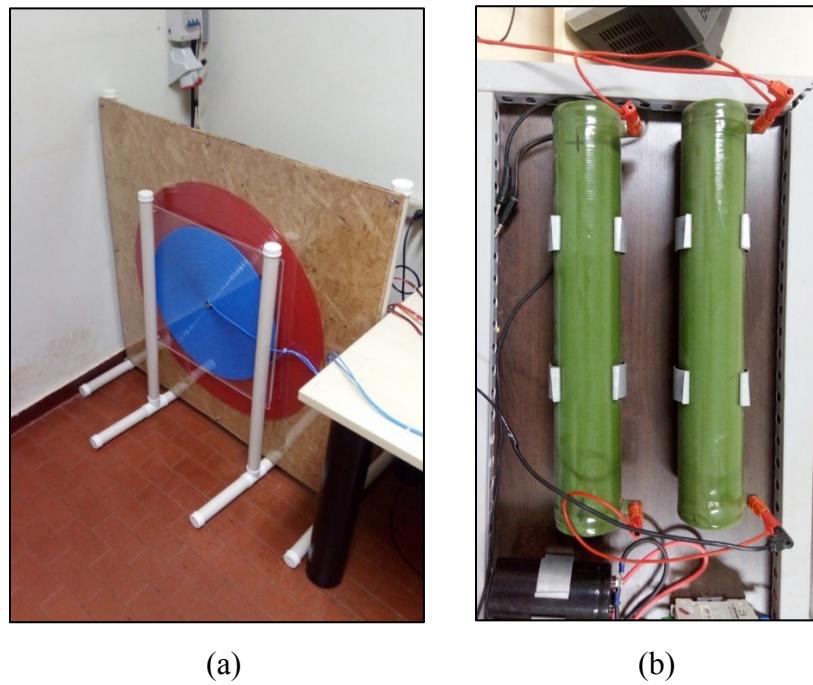
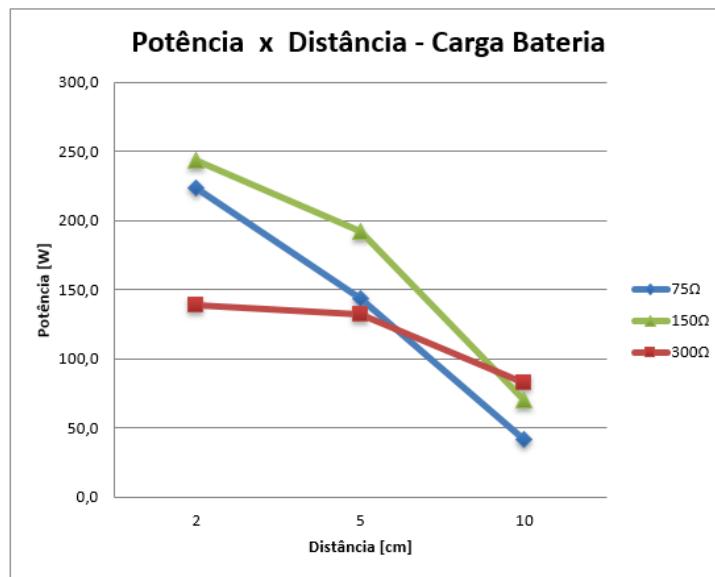


Figura 85 - Potência Máxima Transferida



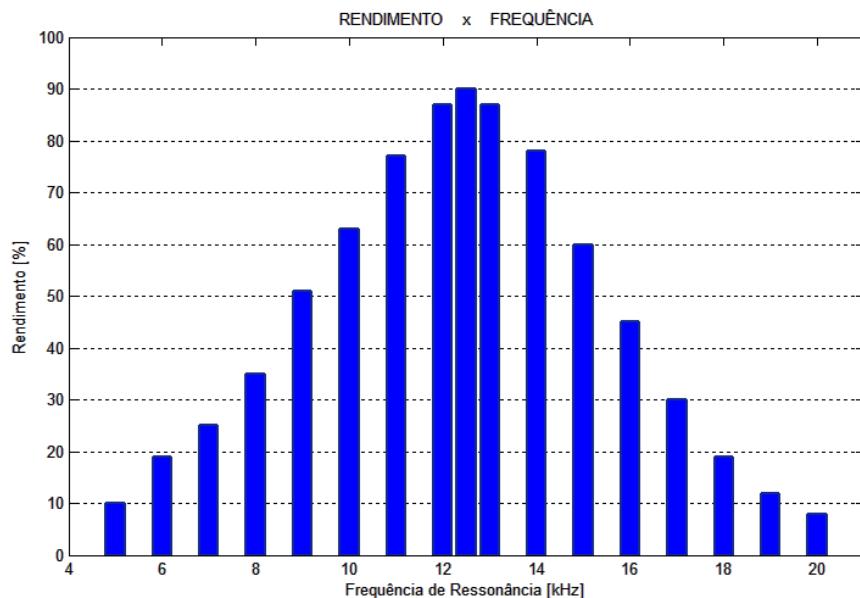
Nota-se, através da figura 85, que o máximo de potência extraída no circuito receptor é em torno de 250W a uma distância de 2cm. Durante a execução deste experimento, para esta situação específica foi alcançado 88% de eficiência.

Para trabalhar com valores acima de 250W, faz-se necessário operar com valores mais elevados de tensão ou projetar bobinas com valores de resistência menores para que não provoque queda de tensão na saída em função da impedância do circuito elétrico.

5.10 ANÁLISE DO COMPORTAMENTO EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Como já foi mencionado anteriormente, o sistema é projetado para operar em uma faixa de frequência muito específica. Neste caso, a bancada foi energizada e a frequência de trabalho do IGBT foi variada através do gerador de sinal para observar o comportamento do rendimento em função da frequência de chaveamento. A coleta deste resultado é mostrada na Figura 86.

Figura 86 - Frequência vs Rendimento



A região de melhor comportamento está entre 12kHz e 13kHz, frequência esta na qual foram trabalhados os experimentos anteriores, conforme comprovado em 4.2.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Grandes projetos estão sendo desenvolvidos a partir dos estudos com transmissão de energia sem fio, assim como destacado no capítulo 1. Alguns trabalhos possuem protótipos pequenos enquanto outros já estão sendo testados em veículos elétricos. Neste trabalho em questão, houve grande dificuldade em modelar matematicamente o sistema para compor a rotina de cálculo computacional que, por sua vez, apresentou ser de grande valia e confiável para projetos que evolvem bobinas coaxiais planas.

O circuito elétrico é de baixa complexibilidade, podendo ser montado de forma simples e de baixo custo. Os componentes de maior importância são os dispositivos semicondutores para o realizar o chaveamento da frequência de ressonância e os capacitores cerâmicos que, dependendo da aplicação e níveis de tensão, não são encontrados comumente no mercado.

Foi possível observar o comportamento do sistema frente às diversas variações diferentes em função da distância entre bobinas, da frequência de ressonância, obstáculos físicos, cargas resistivas/capacitivas e diferentes posicionamentos geométricos no que tange ao desalinhamento angular e lateral das bobinas.

Para aplicação em veículos elétricos, a bancada demonstrou ser viável, mesmo operando em níveis de rendimento medianos, e que a carga influencia diretamente na eficiência do circuito, logo, para carregamentos rápidos, outras bobinas devem ser projetadas para possuir menor resistência e possibilitar maiores valores de correntes, visto que, no experimento de 5.9 a corrente máxima de saída foi pouco mais que 1,3A a uma tensão de 190V, proporcionando uma transferência de potência ativa em torno de 250W, considerando uma distância de 2cm.

Foi mostrado que o posicionamento do veículo é um fator importante, pois bobinas desalinhadas lateralmente podem provocar perdas quando o alinhamento é inferior a 75%.

Este mesmo fator não reflete perdas significativas para desalinhamentos angulares, mesmo com ângulos próximos a 8° , ainda é possível manter uma eficiência de 75%, um número satisfatório quando se trata de transmissão de energia sem fio.

As bobinas se comportam com uma boa proximidade com os valores de rendimentos encontrados no cálculo computacional, cálculo este que pode ser utilizado para elaborar outros projetos com diferentes tamanhos de bobinas para avaliar o custo benefício em termos de rendimento versus distância.

Ainda em aplicação veicular, provavelmente as bobinas emissoras ficarão nos pisos dos estacionamentos, podendo esta ser localizada abaixo do concreto ou não, visto que este não é um fator comprometedor, como analisado em 5.3. Já uma barreira metálica pode ser um fator agravante, pois em 5.4 foi evidenciado através dos gráficos que uma chapa metálica de 3mm é suficiente para interferir completamente na taxa de transmissão eletromagnética. Uma possível solução para contornar este agravante é deixar a bobinas abaixo do assoalho de metal, com uma leve distância, para tentar diminuir os impactos que o metal tem sobre a indutância mútua ressonante entre as bobinas. Um assoalho de material não condutor também pode ser adaptado, pois materiais condutores em torno da bobina não ocasionam interferência magnética significante ao sistema como um todo.

Uma grande vantagem de utilizar bobinas de grande diâmetro é a possibilidade de acionar pequenas cargas com distâncias mais elevadas, como ilustrado em 5.5, onde com 90cm foi possível ligar um refletor de LED.

Em 5.8 foi mostrado o sistema funcionando como carregador de bateria, onde foi extraído uma corrente de 1A em uma distância de 20cm, tornando-se um carregador de carga lenta.

Este protótipo abre oportunidades para desenvolver outros trabalhos futuros para dar continuidade nas pesquisas relacionadas a Wireless Power Transfer como:

- Projetar um controlador de carga a partir de um regulador de tensão para aplicar na saída do sistema com o objetivo de manter níveis de tensão estáveis, independentemente do nível de tensão de entrada;

- Construir um regulador de carga automático através de uma placa de potência na entrada, conectado na saída, para realizar o auto regulação quando variada a carga nos terminais da ponte retificadora;
- Construir uma placa para o circuito emissor com capacitores e componentes que suportem níveis de tensão mais elevados na ordem de 500V para extrair mais potência na saída sem necessidade de alterar o estado geométrico das bobinas;
- Trabalhar com mosfets de potência para ampliar a frequência de ressonância e operar na ordem de 100 a 200kHz para conseguir melhores resultados em distâncias maiores;
- Implementar as bobinas em um veículo protótipo e acondicionar os drives de potência e, possivelmente, trabalhar em um supervisório de controle para coleta de dados de consumo de energia;
- Implementar um sistema de controle de carga para simular uma possível cobrança tarifária com o objetivo de mostrar como o fluxo de potência poderá ser trabalhado em consumidores futuros, seja eles nos estacionamentos dos supermercados, no local de trabalho, em uma pista própria para veículos *Wireless* ou na garagem residencial;
- Aplicação em transferência de energia direto para o circuito de alimentação do veículo, sem utilização de baterias, fazendo como fonte primária o próprio conjunto ressonante sem fio,
- O projeto não se limita apenas em aplicação veiculares, pode ser utilizado também para testes em aplicações domésticas para carregamento de notebooks ou como fonte de alimentação de pequenos aparelhos eletrodomésticos, além de poder ser explorado no campo medicinal.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] 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, February 2012.

<https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2161055>

[2] Su Y. Choi, BeomW. Gu, Seog Y. Jeong, Chun T. Rim. “Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-Powered Electric Vehicles”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, NO. 1, March 2015.

<https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2343674>

[3] Regensburger, B., Kumar, A., Sinha S., Doubleday, K., Pervaiz, S., Popovic, Z., Afidi, K. “High-Performance Large Air-Gap Capacitive Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle Charging”. Advanced Research Projects Agency - Energy (ARPA-E), Department of Energy, 2017 IEEE.

<https://doi.org/10.1109/IPEC.2017.7993344>

[4] “Analysis of Square and Circular Planar Spiral Coils in Wireless Power Transfer Systems for Electric Vehicles”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017.

[5] L.F. Romba, S.S. Valtchev, R. Melício. “Electric Vehicle Battery Charger Controlled by Magnetic Core Reactor to Wireless Power Transfer System”. UNINOVA/CTS, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa, Portugal. Departamento de Física, Escola de Ciências e Tecnologia, Universidade de Évora, Portugal, 2017 IEEE.

[6] Mou, X., Groling, O., Sun, H. “Energy-Efficient and Adaptive Design for Wireless Power Transfer in Electric Vehicles”. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 64, no. 9, September 2017.

<https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2686299>

[7] S. A. Birrell, “How driver behaviour and parking alignment affects inductive charging systems for electric vehicles,” *Transp. Res. Part C, Emerg. Technol.*, vol. 58, Part D, pp. 721–731, 2015.

<https://doi.org/10.1016/j.trc.2015.04.011>

[8] Fernandes, R. C., Azauri, A. O. “Tópicos Selecionados Sobre O Estado-Da-Arte Em Transferência Indutiva De Potência”. *Eletrônica de Potência*, Campo Grande, v. 19, n.1, p.058-071, dez. 2013/fev. 2014.

[9] R. Bashirullah, “Wireless Implants”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 7, pp. S14-S23, December 2010.

<https://doi.org/10.1109/MMM.2010.938579>

[10] Leal, H. V., Angel, A. G., Sheissa, R. C., Martínez F. J. C. “The Phenomenon of Wireless Energy Transfer: Experiments and Philosophy, Wireless Power Transfer - Principles and Engineering Explorations, Dr. Ki Young Kim (Ed.), ISBN: 978-953-307-874-8, InTech, Available from: <http://www.intechopen.com/books/wireless-power-transfer-principles-and-engineering-explorations/the-phenomenon-of-wireless-energy-transfer-experiments-and-philosophy>.

[11] Alexander, C. K., Sadiku, M. N. O. “Fundamentos de Circuitos Elétricos”. 5^a Edição. Bookman. p. 771.

[12] Souza, W. G. “Análise Experimental da Transmissão de Energia sem Fios por Modos Ressonantes”. Dissertação Mestrado, UFU - Universidade Federal de Uberlândia, MG, Brasil, 2016.

[13] Queiroz, A. C. M. “Mutual Inductance and Inductance Calculations by Maxwell’s Method”. UFRJ - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014.

[14] Thomas, E. M., Heebl, J. D., Grbic, A. “Shielded Loops for Wireless Non-Radiative Power Transfer”, *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (PASURSI)*, 2010.

<https://doi.org/10.1109/APS.2010.5562278>

[15] Wheeler, H. A., Hazeltine Corporation, Hoboken, N. J. “Simple inductance Formulas for Radio Coils”. *Radio Engineers, Proceedings of the Institute of*, v.16, no 10, p. 1398-1400, 1928.

<https://doi.org/10.1109/JRPROC.1928.221309>

[16] Grisi, E. “Eletrônica de Potência”. Centro de Educação Tencológica do Estado da Bahia - Camaçari. Disponível em: <<https://www.ebah.com.br/content/ABAAAAwOgAG/elettronica-potencia?part=4>>. Acesso em 5 de novembro de 2018.

[17] Mundo da Eletrônica. Disponível em <https://www.mundodaeletrica.com.br/tipos-de-capacitores/>. Acesso em 7 de julho de 2018.

[18] Instituto Newton C. Braga. Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/duvidas-dos-internautas/902-capacitores-e-poliester-ou-ceramicos.html>>. Acesso em 7 de julho de 2018.

[19] Moffat, Robert Alexander. “Wireless Transfer of Electric Power”, MIT, junho de 2009.

[20] Karalis, A., Joannopoulos, J. D., Soljacic, M. “Efficient wirelessnon-radiative mid-range energy transfer”. Department of Physics, Massachusetts Institute of Technology, 77 Massachusetts Avenue, Cambridge, MA 02139, USA, 2007.

[21] Pichorim, S. F., Abatti, P. J. “Design of Coils for Millimeter- and Submillimeter-Sized Biotelemetry”. *IEEE Transactions On Biomedical Engineering*, vol. 51, no. 8, August 2004.

<https://doi.org/10.1109/TBME.2004.827542>

[22] Babic, S., Sirois, F., Akyel, C., Girardi C. “Mutual Inductance Calculation Between Circular Filaments Arbitrarily Positioned in Space: Alternative to Grover’s Formula”. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 9, September 2010.

<https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2047651>

[23] 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”. University of Tokyo, Japan, 2012, IEEE.

[24] Wang, B., Yerazunis, W., Teo, H. “Wireless Power Transfer: Metamaterials and Array of Coupled Resonators”. *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, June 2013.

<https://doi.org/10.1109/JPROC.2013.2245611>

[25] Matias, R., Cunha, B., Martins, R., “Modeling Inductive Coupling for Wireless Power Transfer to Integrated Circuits” 2013, IEEE.

<https://doi.org/10.1109/WPT.2013.6556917>

[26] Wang, Y., Song, J., Lin, L., Wu, X. “Parameters Calculation and Simulation of Magnetic Coupling Resonance Wireless Power Transfer System”. 7th Asia Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility. 2016, IEEE.

[27] Pacini, A., Mastri F., Trevisan, R., Masotti, D., Costanzo, A. “Geometry Optimization of Sliding Inductive Links for Position-independent Wireless Power Transfer” DEI – “Guglielmo Marconi”. School of Engineering and Architecture, University of Bologna, Italy, 2016, IEEE.

<https://doi.org/10.1109/MWSYM.2016.7540073>

[28] Cannon, B. L., Hoburg, J. F., Stancil, D. D., Goldstein, S. C., “Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, July 2009.

<https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2017195>