

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
CENTRO TECNOLÓGICO  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROJETO DE GRADUAÇÃO**



**MURILO LEONARDELLI DALTIO**

**SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO COM  
AJUSTE AUTOMÁTICO DA FREQUÊNCIA DE  
RESSONÂNCIA PARA MAXIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA  
TRANSFERIDA**

VITÓRIA – ES  
JULHO/2019

MURILO LEONARDELLI DALTIO

**SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO COM  
AJUSTE AUTOMÁTICO DA FREQUÊNCIA DE  
RESSONÂNCIA PARA MAXIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA  
TRANSFERIDA**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Murilo Leonardelli Daltio**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos

VITÓRIA – ES  
JULHO/2019

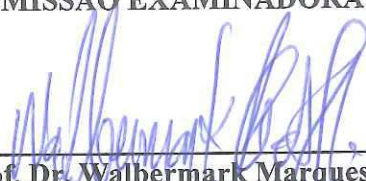
MURILO LEONARDELLI DALTIO

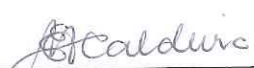
**SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO COM AJUSTE  
AUTOMÁTICO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA PARA  
MAXIMIZAÇÃO DA POTÊNCIA TRANSFERIDA**


Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Murilo Leonardelli Daltio**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 12, de julho de 2019.

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Orientador

  
\_\_\_\_\_  
**Profa. Dra. Eliete Maria de Oliveira Caldeira**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Examinadora

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Msc. Vinícius Secchin de Melo**  
Instituto Federal do Espírito Santo  
Examinador

  
\_\_\_\_\_  
**Enga. Msc. Tatiana Saviato Macedo**  
Examinadora

## RESUMO

Neste trabalho é apresentada uma breve contextualização das tecnologias utilizadas para a transmissão de energia sem fio e suas aplicações. O método por acoplamento indutivo ressonante é analisado para a topologia de compensação série-série (SS), simulado e implementado em um protótipo físico. Dados experimentais demonstraram uma potência máxima de 30,45 W – transmitida para uma carga resistiva de 22  $\Omega$  com eficiência de 59% – utilizando uma fonte de 20 V<sub>CC</sub> alimentando um inversor de frequência configurado em 100kHz. A eficiência máxima obtida foi de 66,4% para uma potência transmitida de 25,8W. Além disso, este trabalho propõe uma metodologia para o controle automático da frequência da fonte transmissora a partir da adaptação do algoritmo *Maximum Power Point Tracker Perturb and Observe* (MPPT PO) para maximizar a potência transmitida à carga. O controle automático proposto é validado através de simulação e dados experimentais, comprovando-se que a variação da frequência de operação tem influência na potência transmitida em função do fator de acoplamento dos indutores.

**Palavras-chave:** Transmissão de energia sem fio; *Wireless Power Transfer* (WPT); acoplamento indutivo ressonante; *Maximum Power Point Tracker* (MPPT).

## ABSTRACT

This work presents a brief contextualization of the technologies used for the wireless power transfer (WPT) and its applications. The resonant inductive coupling method is analyzed for the series-series (SS) compensation topology, simulated and implemented in a physical prototype. Experimental data demonstrated a maximum power of 30,45 W – transmitted to a resistive load of 22  $\Omega$  with efficiency of 59% – using a 20 VDC source feeding a frequency inverter set at 100 kHz. The maximum efficiency obtained was 66.4% for a transmitted power of 25.8W. In addition, this work proposes a methodology for the automatic control of the transmitter source's frequency by adapting the Maximum Power Point Tracker Perturb and Observe (MPPT PO) algorithm to maximize the power transmitted to the load. The automatic control proposed is validated through simulation and experimental data, proving that the variation of the operating frequency has influence on the transmitted power as a function of the coupling factor of the inductors.

**Keywords:** Wireless Power Transfer (WPT); inductive resonant coupling; *Maximum Power Point Tracker* (MPPT).

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – A Torre de Wardencllyffe .....	13
Figura 2 – Experimento realizado no MIT em que uma lâmpada de 60W é energizada a 2m de distância .....	14
Figura 3 – Ilustração do acoplamento indutivo ressonante .....	14
Figura 4 – Tipos de transmissão de energia sem fio (WPT) .....	17
Figura 5 – Satélite solar com transmissão de energia por micro-ondas .....	18
Figura 6 – Conceito de alimentação sem fio de um drone por micro-ondas .....	19
Figura 7 – Bobinas mutuamente acopladas .....	22
Figura 8 – Topologia Série-Série (SS).....	25
Figura 9 – Topologia Série-Paralelo (SP).....	25
Figura 10 - Topologia Paralelo-Série (PS) .....	25
Figura 11 - Topologia Paralelo- Paralelo (PP) .....	25
Figura 12 – Circuito ressonador com duas cargas ajustadas em frequências distintas.....	26
Figura 13 – Sinal de tensão utilizado na fonte para o circuito de múltipla frequência.....	27
Figura 14 – Circuito ressonante tipo série-série adotado.....	28
Figura 15 – Sinal de tensão de onda quadrada .....	31
Figura 16 - Simulação de um circuito com acoplamento ressonante com fonte de onda senoidal.....	33
Figura 17 - Formas de onda para a tensão, corrente e potência da fonte $V_p$ (caso senoidal).34	
Figura 18 - Formas de onda para a tensão, corrente e potência da carga RL (caso senoidal) 34	
Figura 19 - Simulação de um circuito com acoplamento ressonante com fonte de onda quadrada.....	35
Figura 20 - Formas de onda para a tensão, corrente e potência da fonte $V_p$ (caso quadrada)36	
Figura 21 - Formas de onda para a tensão, corrente e potência da carga RL (caso quadrada)36	
Figura 22 - Modelo da simulação para o acoplamento indutivo ressonante.....	37
Figura 23 - Modelo do retificador de onda completa simulado.....	38
Figura 24 – Modelo do inversor de frequência simulado utilizando MOSFETs.....	39
Figura 25 - Modelo do circuito de transferência de energia sem fio (WPT) simulado .....	40
Figura 26 – Sinal de controle (PWM) simulado .....	40
Figura 27 – Diagrama da rotina de simulação para os parâmetros variáveis .....	42
Figura 28– Diagrama da rotina de simulação para os parâmetros fixos.....	45
Figura 29 – Diagrama do método MPPT PO para painéis solares .....	48

Figura 30 - Modelo do circuito de transferência de energia sem fio simulado com MPPT PO49	
Figura 31 - Bloco MPPT P&O simulado.....	49
Figura 32 – Simulação do algoritmo MPPT PO implementado.....	50
Figura 33 - Modelo geométrico de um indutor planar tipo espiral.....	51
Figura 34 - Cálculo da indutância para o espiral planar.....	52
Figura 35 - (a) Medição da indutância da espira planar. (b) Medição da indutância dos fios.....	53
Figura 36 - Relação da tensão do <i>gate</i> pela corrente nominal de serviço (IRF1404).....	54
Figura 37 - Conexão típica driver de tensão e corrente (IR2110).....	55
Figura 38 - Esquemático da placa de circuito impresso para o inversor de frequência.....	56
Figura 39 - Layout da placa de circuito impresso para o inversor de frequência.....	56
Figura 40 - Placa de circuito impresso do inversor de frequência.....	57
Figura 41 - Microcontrolador T-Beam (ESP32).....	59
Figura 42 - Sinal de controle gerado com portas independentes do ESP32.....	60
Figura 43 - Atraso da porta lógica NOT para o sinal de controle.....	61
Figura 44 - Sinal de controle gerado com porta única do ESP32 e porta lógica NOT.....	61
Figura 45 - Esquemático da placa de circuito impresso para o retificador da carga.....	62
Figura 46 - Layout da placa de circuito impresso para o retificador da carga.....	62
Figura 47 – Placa de circuito impresso do retificador da carga.....	63
Figura 48 – Diagrama de um sistema de transmissão e energia sem fio com comunicação ..	64
Figura 49 – Placa de desenvolvimento ESP8266.....	64
Figura 50 – Ilustração da transmissão de dados entre a carga e a fonte.....	65
Figura 51 – Base de apoio com guia deslizante.....	66
Figura 52 – Protótipo do sistema completo montado.....	67
Figura 53 – Resistor de potência ( 22 $\Omega$ - 50W).....	67
Figura 54 – Características geométricas de uma interface de dois indutores planares.....	68
Figura 55 – (a) Espiras concêntricas de apenas uma volta. (a) Espiras de uma volta com deslocamento axial.....	69
Figura 56 – Tensão no ressonador primário (capacitor-indutor) antes da ressonância entre os circuitos.....	73
Figura 57 - Tensão no ressonador primário (capacitor-indutor) depois da ressonância.....	74
Figura 58 – Experimento com uma lâmpada incandescente de 22 $\Omega$ .....	74
Figura 59 – Experimento MPPT PO: frequência de operação do inversor.....	75
Figura 60 – Tensão medida sob a carga (experimento realizado utilizando o algoritmo MPPT PO).....	76

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
CA	Corrente Alternada
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
WPC	<i>Wireless Power Consortium</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
SPS	<i>Solar Power Satellite</i>
CC	Corrente Contínua
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i>
UFES	Universidade Federal do Espírito Santo
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT PO	<i>Maximum Power Point Tracking Perturb and Observe</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
CI	Circuito Integrado



## LISTA DE SÍMBOLOS

<b>H</b>	Intensidade do campo magnético
<b>J</b>	Densidade de corrente
$\mu$	Permeabilidade do meio
$\mu_0$	Permeabilidade do espaço livre
$\phi$	Fluxo magnético
<b>E</b>	Intensidade do campo elétrico
$e$	Tensão induzida nos terminais de um enrolamento
<b>N</b>	Número de espiras de um indutor
$\lambda$	Fluxo concatenado
<b>L</b>	Indutância
$i(t)$	Corrente instantânea
<b>M</b>	Indutância mútua
<b>k</b>	fator de acoplamento
$\omega_0$	Frequência de ressonância natural
$\omega$	Frequência de ressonância
<b>f</b>	Frequência de um sinal
$\Gamma$	Perda intrínseca
<b>Q</b>	Fator de qualidade de um ressonador
$V_p$	Tensão na fonte da malha primária
$V_s$	Tensão em uma fonte arbitrária
$Z_p$	Impedância da malha primária
$Z_s$	Impedância da malha secundária
$Z_r$	Impedância refletida
<b>P</b>	Potência ativa
$I_p$	Corrente na malha primária
$v(t)$	Tensão instantânea
$p(t)$	Potência instantânea
$x(t)$	Sinal arbitrário no tempo
<b>T</b>	Período de um sinal

$C_p$	Capacitância do capacitor primário
$C_s$	Capacitância do capacitor secundário
$R_p$	Resistências equivalentes da malha primária
$R_s$	Resistências equivalentes da malha secundária
$R_{on}$	Resistência interna de condução
$C_f$	Constante de variação da frequência no método MPPT PO
$C_v$	Constante da tensão no método MPPT PO
$r$	Raio do indutor planar
$D_{in}$	Diâmetro interno de um indutor planar
$w$	Diâmetro dos condutores
$s$	Distância entre os condutores
$V_{GS}$	Tensão entre o <i>gate</i> e <i>source</i> de um MOSFET
$P_L$	Potência na carga
$V_L$	Tensão na carga

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>12</b>
1.1	Apresentação .....	12
1.2	Objeto de pesquisa.....	13
1.3	Estrutura do trabalho .....	16
<b>2</b>	<b>ANÁLISE DA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO .....</b>	<b>17</b>
2.1	Tipos de transmissão .....	17
2.2	Transmissão por campo distante ( <i>far-field</i> ).....	18
2.3	Indução eletromagnética.....	20
2.4	Acoplamento indutivo ressonante .....	24
2.5	Análise da forma de onda da fonte transmissora.....	30
<b>3</b>	<b>SIMULAÇÕES .....</b>	<b>33</b>
3.1	Comparação do sinal de tensão de onda senoidal com o sinal de onda quadrada .....	33
3.2	Modelagem da topologia adotada no simulador PLECS.....	37
3.2.1	Acoplamento indutivo ressonante .....	37
3.2.2	Circuito retificador de onda completa .....	38
3.2.3	Circuito gerador de onda quadrada .....	38
3.3	Rotina para simulação da potência transmitida para diversos ajustes de frequência ..	41
3.3.1	Ajuste de frequência com parâmetros variáveis.....	41
3.3.2	Ajuste de frequência com parâmetros fixos .....	44
3.4	Metodologia de busca do ponto de maior potência na carga.....	47
<b>4</b>	<b>CONSTRUÇÃO DE UM MODELO FÍSICO .....</b>	<b>51</b>
4.1	Modelo para a construção dos indutores .....	51
4.2	O Inversor de frequência .....	54
4.3	O Controlador da fonte primária .....	57
4.4	O retificador da carga .....	62
4.5	Protocolo de comunicação entre a carga e a fonte primária.....	63
4.6	O protótipo final .....	66
<b>5</b>	<b>EXPERIMENTOS.....</b>	<b>68</b>
5.1	Potência na carga vs. fator de acoplamento (k).....	68
5.1.1	Metodologia para o cálculo experimental do fator de acoplamento .....	68

5.1.2 Dados experimentais .....	70
5.2 Potência na carga com o controle automático de frequência .....	75
<b>6 CONCLUSÃO .....</b>	<b>77</b>
6.1 Discussão dos resultados obtidos .....	77
6.2 Trabalhos futuros .....	78
<b>7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>79</b>
<b>APÊNDICE A .....</b>	<b>84</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Apresentação

A transmissão de energia sem fio (WPT – *Wireless Power Transfer*) é uma tecnologia para a transferência de potência ou sinal elétrico de uma fonte para uma carga de destino, sem a necessidade do uso de cabos. Nesta abordagem, a energia é transmitida de uma fonte para dispositivos eletrônicos, através de meios não condutores, quando os fios de interconexão são inconvenientes (Mobarhan, 2010).

A utilização da transmissão de energia sem fio tem ganhado grande destaque nas aplicações em que o aparelho eletrônico requer maior mobilidade, como por exemplo a indústria de *smartphones* e os aparelhos geralmente chamados de *gadgets*: dispositivos eletrônicos portáteis, como por exemplo fones de ouvido sem fio, relógios inteligentes, caixas de som portáteis, etc. (Jacobs, 2010).

Ao longo da história da transmissão de energia sem fio, o grande obstáculo para sua aplicação tem sido a baixa eficiência de transmissão de potência em relação à distância entre transmissor e receptor. Entretanto, com o desenvolvimento nos últimos anos da eletrônica de potência e o crescimento de pesquisas na área, a utilização do WPT tem ganhado espaço no mercado competitivo (Wei, 2014).

Recentemente, alguns grandes fabricantes de *smartphones* já lançaram seus próprios carregadores por indução. De acordo com (Silva, 2018), a Samsung, que já possui seu próprio carregador sem fio, está trabalhando em um modelo de carregador capaz de carregar até dois aparelhos ao mesmo tempo. “Com isso, seria possível usá-lo com dois *smartphones* ou com um *smartphone* e um *Galaxy Watch*, como será chamado o novo relógio inteligente da empresa”.

Existem ainda aplicações nas áreas industrial, automobilística e biomédica para a transmissão de energia sem fio. De acordo com (Ahire, 2017), a tecnologia WPT é fundamental em implantes biomédicos tais como marca-passos cardíacos, próteses de retina, implantes cocleares, desfibriladores, implantes ortopédicos inteligentes, corações artificiais, etc.

## 1.2 Objeto de pesquisa

A transmissão de energia sem fio está longe de ser uma nova tecnologia. Pelo contrário, esta técnica já foi descoberta há mais de 100 anos. Mencionada pela primeira vez por Nikola Tesla, criador dos sistemas de corrente alternada (CA), a tecnologia WPT baseia-se nas leis de Faraday e Ampère.

Em seu experimento mais famoso, conhecido como a Torre de *Wardenclyffe*, mostrada na Figura 1, Tesla sonhava em distribuir energia elétrica gratuitamente através da condução pela atmosfera (Estados Unidos da América Patente Nº US Patent 649,621, 1900).

Figura 1 – A Torre de Wardenclyffe



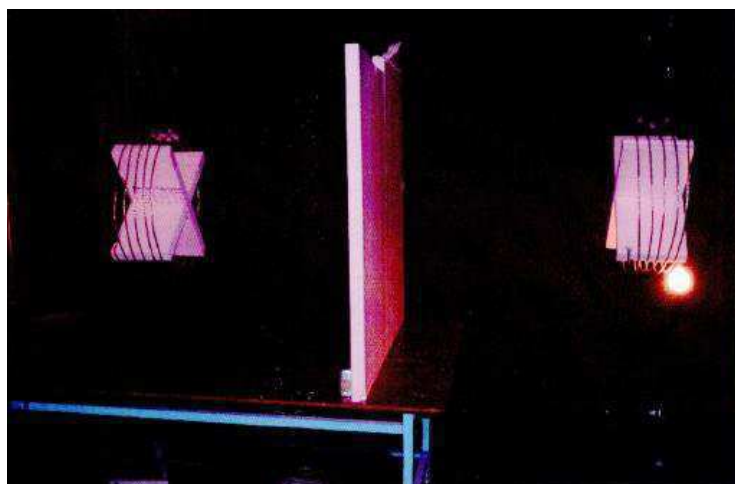
Fonte: (T. S. Chandrasekar Rao, 2016)

Desde então, os avanços na área de transmissão de energia sem fio só se tornaram expressivos novamente no ano de 1990, quando a Auckland University propôs vários sistemas para carregamento de veículos elétricos por indução. (Covic, 2013)

Em 2007 o Instituto de Tecnologia de Massachusetts demonstrou, em uma tese de mestrado, a possibilidade do funcionamento de uma lâmpada de 60W de potência, recebendo energia de uma fonte a 2m de distância, alcançando uma eficiência de aproximadamente 45%. (Kurs, 2007)

Este experimento (mostrado na Figura 2) caracterizou-se como base para a criação de uma das maiores referências em avanço na pesquisa da tecnologia de transmissão de energia sem fio com alto rendimento nos dias de hoje: a empresa americana WiTricity, que já conta com mais de 600 patentes em todo o mundo, abrangendo diversas aplicações (Witricity, 2019).

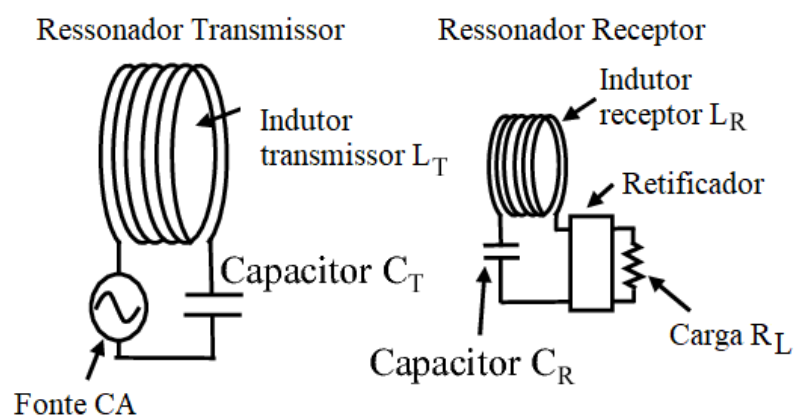
Figura 2 – Experimento realizado no MIT em que uma lâmpada de 60W é energizada a 2m de distância



Fonte: KURS, A. (2007).

A maior parte das abordagens para as aplicações WPT atuais utilizam o método de acoplamento magnético ressonante, mostrado na Figura 3. Tal método é similar ao conceito do acoplamento indutivo, baseado no princípio do campo eletromagnético. No caso do acoplamento ressonante, capacitores são incluídos no circuito para gerar um efeito de oscilação do campo magnético, fazendo com que a eficiência da transmissão de potência aumente significativamente.

Figura 3 – Ilustração do acoplamento indutivo ressonante



Fonte: (Koyama, 2017). Adaptado pelo autor.

O processo mostrado na Figura 3 é considerado como não radiativo. Existem diversos outros métodos possíveis para a transmissão de energia sem fio (como por exemplo micro-ondas), que serão abordados em seções seguintes, entretanto, o artifício ressonante tem ganhado grande destaque por seu bom rendimento em distâncias de alguns milímetros a dezenas de centímetros, suficiente para grande parte das aplicações de interesse.

Desde o experimento realizado em 2007 por André Kurs e Marin Soljacic no MIT, o campo de pesquisa para a transmissão de energia sem fio ganhou novamente espaço no cenário acadêmico e no mercado. Diversos grupos de pesquisa têm se dedicado ao desenvolvimento de tecnologias para aumentar a eficiência e aperfeiçoar a tecnologia WPT frente à grande demanda existente atualmente.

Em 2008 estabeleceu-se um consórcio internacional de WPT chamado de *Wireless Power Consortium* (WPC), com a missão de criar e promover ampla adoção no mercado de seu padrão de interface “Qi”<sup>1</sup>, usado atualmente para carregamento sem fio em cerca de 500 produtos disponíveis no mercado (Wireless Power Consortium, 2018).

Em 2016, a SAE Internacional publicou a norma *SAE TIR J2954*, que padroniza os métodos utilizados para carregamento de veículos elétricos, utilizando equipamentos desenvolvidos para que a carga do automóvel inicie automaticamente, trabalhando numa frequência de 85 kHz e potência nas faixas de 3,7 kW (WPT 1) a 22 kW (WPT 4) (Battery University, 2017).

Nota-se, portanto, uma crescente demanda para a implementação dessa tecnologia em cada vez mais aparelhos, principalmente em dispositivos que requerem maior mobilidade. Entretanto, ainda há uma grande limitação quanto ao seu uso, principalmente devido à eficiência e distância máxima de utilização, que pode chegar no máximo a algumas dezenas de centímetros para o acoplamento ressonante.

---

<sup>1</sup> O termo “Qi” refere-se à logo do padrão, inspirado na palavra chinesa “chee”, que significa energia natural (Battery University, 2017).



Trabalhos como (Andreas Berger, 2015) e (Nagendra Babu Midde, 2016) propõem métodos baseados em modificar dinamicamente a impedância da carga no receptor, controlando o deslocamento entre fases e o nível de tensão de saída. Já no trabalho de (Charles Moorey, 2015), prova-se que a eficiência de um sistema WPT é altamente dependente da geometria espacial e frequência de operação do sistema.

Este trabalho, por sua vez, busca o aprofundamento nas técnicas de transferência de energia sem fio por acoplamento indutivo ressonante, e propõe novos métodos para o aumento da potência recebida na carga com base no ajuste automático da frequência de operação da fonte.

### **1.3 Estrutura do trabalho**

O trabalho desenvolvido e apresentado neste documento está organizado em 6 capítulos:

- No Capítulo 1 foi apresentada uma breve introdução às técnicas existentes de transmissão de energia sem fio, além da contextualização do tema no mercado atual;
- O Capítulo 2 será responsável por desenvolver o embasamento teórico dos tipos de transmissão, tendo como foco o acoplamento indutivo ressonante;
- Já no Capítulo 3 será mostrada como a topologia básica para um sistema de transmissão de energia sem fio será implementada e simulada no *software* PLECS. Também será apresentada uma metodologia de controle da frequência de operação da fonte para obtenção da máxima potência na carga;
- No Capítulo 4 será mostrada a construção de um protótipo físico, com base no circuito simulado no capítulo 3;
- No Capítulo 5 serão apresentados os resultados dos experimentos realizados;
- No último capítulo, a contribuição deste trabalho será discutida com base nos resultados obtidos. Também são propostos trabalhos futuros.

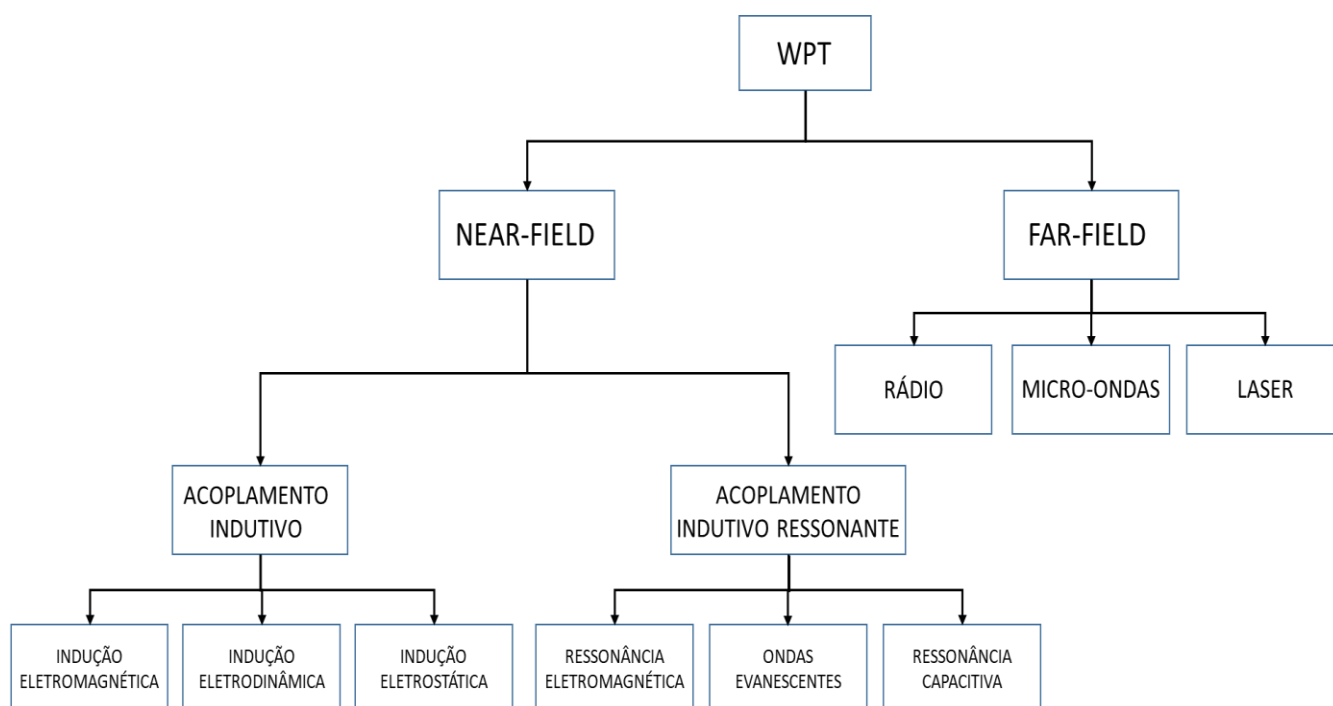
## 2 ANÁLISE DA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO

### 2.1 Tipos de transmissão

Existem diversos métodos para alcançar a transmissão de energia sem fio. As tecnologias existentes podem ser classificadas como sendo *near-field* (campo próximo) ou *far-field* (campo-distante). Cada uma delas com suas características, benefícios e desvantagens (T. S. Chandrasekar Rao, 2016).

As técnicas chamadas de *near-field* englobam os métodos que utilizam acoplamento indutivo, acoplamento indutivo ressonante e suas diversas variações. Para a classe de aplicações *far-field*, pode-se citar os métodos radiativos, micro-ondas e laser. A Figura 4 mostra algumas das variações existentes para cada tipo de tecnologia utilizada.

Figura 4 – Tipos de transmissão de energia sem fio (WPT)



Fonte: (T. S. Chandrasekar Rao, 2016). Adaptado pelo autor.

De acordo com (Rhodes, 2017), das principais técnicas para WPT em estudo, atualmente as mais utilizadas são as micro-ondas, a indução eletromagnética e o acoplamento indutivo ressonante, que serão abordadas nas seções seguintes.

## 2.2 Transmissão por campo distante (*far-field*)

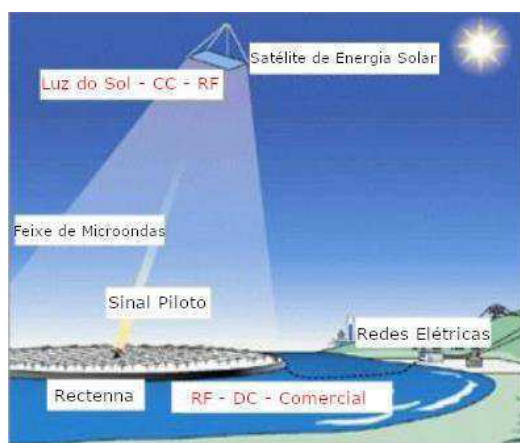
As micro-ondas são geralmente utilizadas para aplicações de telecomunicações. Abrangem rádios e satélites para GPS (*Global Positioning System*) e radares. Elas também são encontradas no forno de micro-ondas para aquecer alimentos pelo princípio do aquecimento dielétrico.

Em 1968 surge pela primeira vez a ideia de utilizar as micro-ondas para WPT: coletar a energia solar do espaço e enviá-la para a Terra, utilizando conversores instalados em satélites e grandes antenas planas (chamadas de *rectennas*) conversoras de energia eletromagnética em eletricidade de corrente contínua (Hunsicker, 2009).

Sem espaço para grandes parques solares e eólicos, o Japão está apostando na geração de energia no espaço e sua transferência através de micro-ondas para uma base na Terra. Isso seria possível com a criação de um SPS (*Solar Power Satellite*) em órbita a 36.000 km do solo, que coletaria energia do sol diretamente do espaço. A energia coletada seria então convertida de CC para micro-ondas, enviada para um receptor na Terra, convertida de volta para CC, depois para CA e, finalmente, alimentaria a rede (Susumu Sasaki, 2013).

A Figura 5 a seguir mostra como seria o sistema descrito acima. Esse método traria vantagens frente ao tradicional painel solar pois as micro-ondas sofrem menor atenuação na atmosfera do que os raios solares, captando assim a energia do sol de forma mais eficiente, independentemente da época do ano ou do clima.

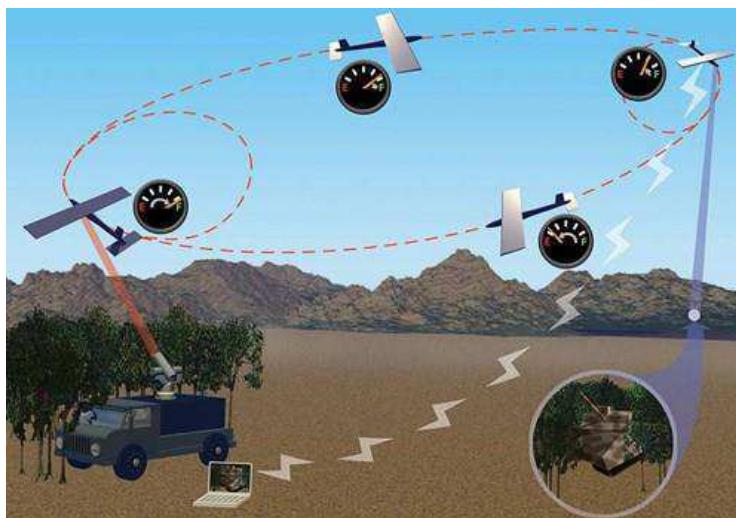
Figura 5 – Satélite solar com transmissão de energia por micro-ondas



Fonte: (Zhang R. , 2014). Traduzido pelo autor.

Uma técnica semelhante foi implementada em (Mason, 2011) para alimentar um drone. Os UAVs (*Unmanned Aerial Vehicle*) têm seu tempo ou operação limitados pela capacidade de combustível. Usando a mesma técnica de enviar energia do espaço para a terra, eles podem, teoricamente, voar por horas ilimitadas com a transferência de energia sem fio, como visto na Figura 6.

Figura 6 – Conceito de alimentação sem fio de um drone por micro-ondas



Fonte: (Read, 2017)

Apesar de promissora para as aplicações mencionadas, há ainda grupos que buscam a utilização das micro-ondas para dispositivos em menor escala. Trabalhos como (Allen M. Hawkes, 2013) apresentam a implementação de uma antena (*rectenna*) para a conversão de energia de uma fonte de sinal de 900 MHz. A eficiência de conversão alcançada no protótipo proposto foi de aproximadamente 36,8% da energia do sinal incidente no receptor. Se comparado com a potência utilizada na fonte geradora do sinal, tal rendimento pode ser considerado ainda inferior.

Assim, devido à baixa eficiência de conversão mencionada, o uso das micro-ondas para aplicações de curta e média distância não é considerado adequado, sendo preferíveis outros tipos de tecnologia para a transmissão de energia sem fio. Além disso, questões quanto à segurança da utilização de energias radiativas de alta frequência são constantemente abordadas.

### 2.3 Indução eletromagnética

O princípio da indução eletromagnética é, há muitos anos, vastamente utilizado em diversas áreas e propósitos: máquinas elétricas, transformadores, etc. Nos transformadores, por exemplo, a transferência de potência ocorre por acoplamento das linhas de fluxo magnético em um caminho de alta permeabilidade magnética, proporcionando altos rendimentos.

A solução completa e detalhada do campo magnético da maioria das aplicações de interesse prático envolve a solução das equações de Maxwell, juntamente com as diversas relações que descrevem as propriedades dos materiais. Embora, na prática, a solução exata não seja frequentemente alcançada, muitas vezes diversas suposições simplificadoras são consideradas.

Para maior clareza dos conceitos físicos que serão utilizados no decorrer deste trabalho, faz-se necessária uma breve introdução da teoria eletromagnética, que servirá de base para o estudo das técnicas utilizadas para a transmissão de energia. A seguir, uma resumida explicação do acoplamento indutivo é apresentada, baseando-se majoritariamente na literatura composta por (A. E. Fitzgerald, 2006), (Sen, 2014) e (Nilsson, 2008).

Desprezando a corrente de deslocamento, obtém-se a equação de Maxwell que relaciona as correntes com os campos magnéticos:

$$\oint_C \mathbf{H} d\mathbf{l} = \oint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{a} \quad (2.3.1)$$

A Equação (2.3.1) mostra que a integral de linha da componente tangencial da intensidade de um campo magnético  $\mathbf{H}$  ao longo de um caminho fechado  $C$  é igual a corrente total que passa através da superfície  $S$ , delimitada por esse caminho. Portanto, nota-se que a origem de  $\mathbf{H}$  é a densidade de corrente  $\mathbf{J}$ .

Sabe-se ainda, que a intensidade do campo magnético  $\mathbf{H}$  produz uma densidade de fluxo magnético  $\mathbf{B}$ , relacionados pelas características do meio  $\mu$ , chamada de permeabilidade do meio, como mostrado na Equação (2.3.2).

$$\begin{aligned}\mathbf{B} &= \mu H \quad \text{Wb} / \text{m}^2 \\ \mathbf{B} &= \mu_r \mu_0 H \quad \text{Wb} / \text{m}^2\end{aligned}\tag{2.3.2}$$

Onde a permeabilidade do meio ( $\mu$ ) pode ser especificada por uma constante ( $\mu_r$ ) em relação à permeabilidade do espaço livre ( $\mu_0$ ).

O fluxo magnético ( $\phi$ ) pode ser definido, então, pela integral da superfície S da componente normal da densidade de fluxo magnético, como segue:

$$\phi = \oint_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{da}\tag{2.3.3}$$

No sistema internacional de unidades, a unidade de  $\phi$  é o Weber (Wb).

Relacionando o resultado obtido para o fluxo magnético com a lei de Faraday, é possível demonstrar que a variação de um campo magnético no tempo produz um campo elétrico no espaço. Essa relação é mostrada na Equação (2.3.4).

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot \mathbf{ds} = -\frac{d}{dt} \oint_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{da} = -\frac{d}{dt} \phi\tag{2.3.4}$$

Assim, a intensidade de um campo elétrico  $\mathbf{E}$  em um contorno fechado C é igual à razão no tempo da variação do fluxo magnético através deste contorno.

Em estruturas com enrolamentos de alta condutividade elétrica, pode-se mostrar que o campo elétrico  $\mathbf{E}$  no condutor é extremamente pequeno, podendo ser desprezado, de modo que a parte esquerda da Equação (2.3.4) resulta na tensão induzida nos terminais do enrolamento ( $e$ ). Além disso, o fluxo magnético ( $\phi$ ) é referente ao núcleo do enrolamento, que concatena o mesmo fluxo  $N$  vezes, sendo  $N$  a quantidade de espiras no enrolamento. Assim, a tensão induzida nos terminais do enrolamento pode ser descrita por:

$$e = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt}\tag{2.3.5}$$

Definindo-se assim o fluxo concatenado no enrolamento como:

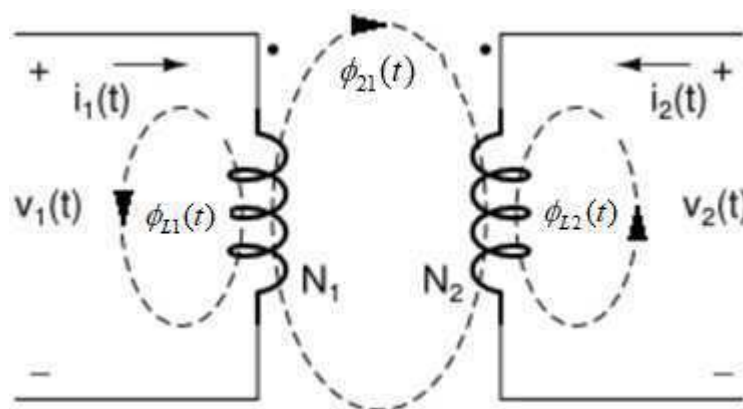
$$\lambda = N\phi \quad (2.3.6)$$

Sabe-se ainda, que a indutância  $L$  de um indutor linear está relacionada ao fluxo concatenado pela expressão:

$$\lambda(t) = N\phi(t) = Li(t) \quad (2.3.7)$$

Considerando agora um circuito com duas bobinas próximas de  $N_1$  e  $N_2$  espiras, como mostrado na Figura 7, correntes variáveis nos dois enrolamentos,  $i_1(t)$  e  $i_2(t)$ , produzem variações de fluxos magnéticos próprio,  $\phi_{L1}(t)$  e  $\phi_{L2}(t)$ , de acordo com as respectivas indutâncias de cada enrolamento. Entretanto, as linhas de campo magnético produzidas pela corrente de uma bobina também atravessam a superfície da outra, induzindo tensões mútuas, conforme mostrado pelas equações (2.3.4) e (2.3.5).

Figura 7 – Bobinas mutuamente acopladas



Fonte: (Fernandes, 2017)

Esse fenômeno é chamado de **Indutância Mútua**, que é a medida, em Henrys, do acoplamento indutivo entre as bobinas ( $M$ ). Assim, uma corrente  $i(t)$  que entra num terminal em um enrolamento induz uma tensão  $M \frac{di}{dt}$  no outro enrolamento.

A indutância mútua ( $M$ ) pode ser obtida por:

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (2.3.8)$$

Onde  $L_1$  e  $L_2$  são as indutâncias dos enrolamentos primários e secundários, respectivamente, e  $k$  é o coeficiente de acoplamento. O coeficiente de acoplamento relaciona o fluxo que concatena os enrolamentos da bobina secundária, resultante do fluxo produzido pela bobina primária. Deste modo, tem-se que:

$$k = \frac{\phi_{21}(t)}{\phi_{L1}(t)} \quad (2.3.9)$$

Pode-se observar que  $\phi_{L1}(t) > \phi_{21}(t)$ , e portanto,  $0 \leq k \leq 1$ . Dessa forma, quando o coeficiente de acoplamento é próximo da unidade, o acoplamento magnético é dito fortemente acoplado. De forma similar, quando  $k < 0,5$ , o circuito é fracamente acoplado.

Percebe-se, portanto, que a qualidade da transmissão da energia da fonte (enrolamento primário) para o enrolamento secundário é diretamente relacionada com o fator de acoplamento. Esse, por sua vez, varia de acordo com a densidade de linhas de campo magnético variáveis no tempo (fluxo magnético) que são capazes de concatenar a bobina receptora. Tal relação é altamente sensível à permissividade relativa do meio (ver Equação 4.2.2) e à distância entre os enrolamentos primário e secundário.

Trabalhos como (Myunghyo Ryu, 2005) mostram que a eficiência da transferência de potência em que o meio de transmissão é o ar livre diminui consideravelmente em poucos centímetros de distância, sendo praticamente inviável a utilização deste tipo de circuito para aplicações que exigem distâncias um pouco maiores e melhor eficiência.

Por esse motivo, ao longo do desenvolvimento dos estudos na área de WPT, vários tipos de variações do acoplamento indutivo foram propostos. A base teórica aqui apresentada servirá para um melhor entendimento de alguns desses circuitos mostrados a seguir.



## 2.4 Acoplamento indutivo ressonante

A ressonância é um fenômeno que ocorre na natureza em diferentes formas, e em geral, a ressonância envolve oscilação de energia entre duas etapas. Um exemplo familiar é o balanço de um pêndulo, no qual a energia oscila entre as formas potencial e cinética. Em um sistema que se encontra em ressonância, é possível obter um grande acúmulo de energia armazenada, tendo apenas uma fraca excitação. O acúmulo ocorre quando a taxa de injeção de energia ao sistema for maior que a taxa de perda de energia pelo sistema (Kesler, 2017).

De acordo com (Wheeler, 1943), dois ressonadores mutuamente acoplados transferem entre si a máxima potência quando a oscilação ocorre em sua frequência de ressonância natural ( $\omega_0$ ). Onde cada ressonador apresenta sua taxa de perda intrínseca ( $\Gamma$ ), que é a taxa com que o sistema perde energia armazenada.

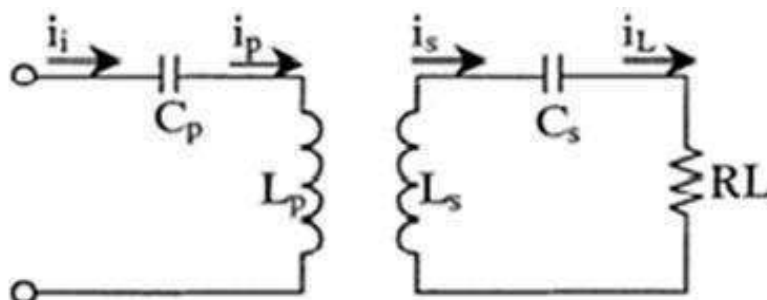
A relação entre esses dois parâmetros define o fator qualidade (Q) do ressonador. O fator de qualidade quantifica a capacidade do sistema de armazenar energia e pode ser calculado pela Equação (2.4.1).

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Gamma} \quad (2.4.1)$$

Existem inúmeros arranjos de circuitos ressonadores para a utilização em aplicações de transmissão de energia sem fio. Trabalhos como os de (Zhong & Hui, 2015) e (Zhang & Mi, 2016) analisam as vantagens e desvantagens quanto à utilização de diversos modelos.

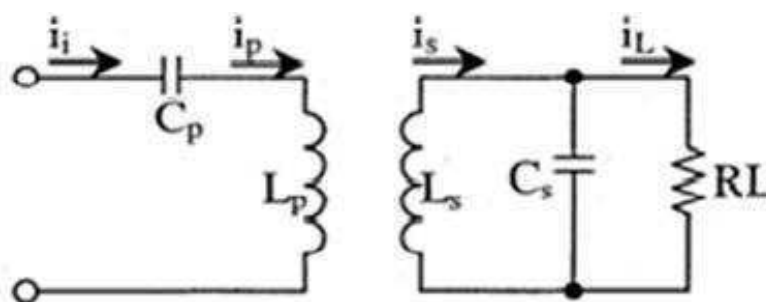
As Figura 8 a Figura 11, a seguir, mostram exemplos das topologias mais comuns de ressonadores que podem ser utilizados na implementação de circuitos para aplicações WPT.

Figura 8 – Topologia Série-Série (SS)



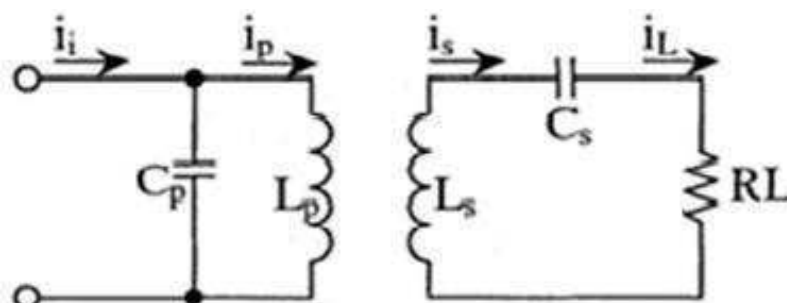
Fonte: (Kuzeya, Balcib, & Altin, 2017). Adaptado pelo autor.

Figura 9 – Topologia Série-Paralelo (SP)



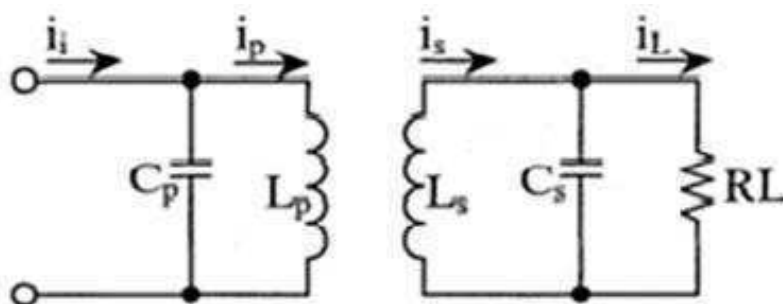
Fonte: (Kuzeya, Balcib, & Altin, 2017). Adaptado pelo autor.

Figura 10 - Topologia Paralelo-Série (PS)



Fonte: (Kuzeya, Balcib, & Altin, 2017). Adaptado pelo autor.

Figura 11 - Topologia Paralelo- Paralelo (PP)



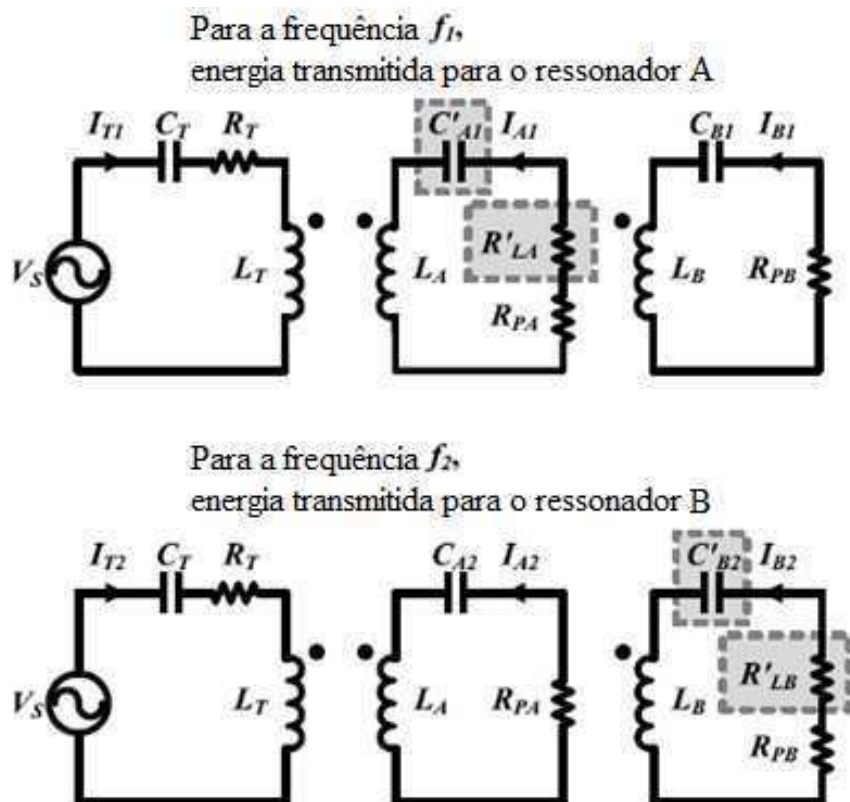
Fonte: (Kuzeya, Balcib, & Altin, 2017). Adaptado pelo autor.

Além desses arranjos comumente usados, existem ainda aqueles que utilizam técnicas com circuitos auxiliares para utilização de sistemas com múltiplas frequências de ressonância, possibilitando assim múltiplas cargas ajustadas em diferentes frequências de funcionamento.

De acordo com (Zhong & Hui, 2015), o uso destes sistemas de múltiplas frequências possibilitaria a transferência “direcionada” para apenas uma carga; ou “mista”, fazendo a transmissão de energia para diversas cargas com apenas uma fonte transmissora, utilizando-se um sinal multiplexado.

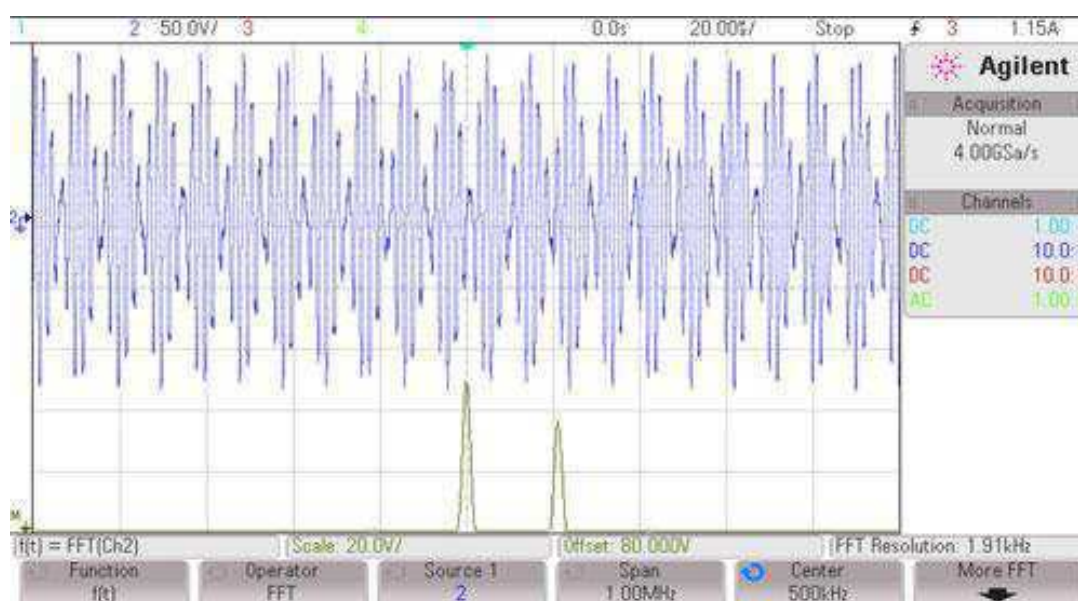
Um arranjo de ressonadores ajustados para duas frequências distintas pode ser visto na Figura 12. Para esse sistema, foi utilizado um sinal de tensão na fonte multiplexado com duas componentes: 500 e 600 kHz. A captura do sinal utilizado num osciloscópio digital e sua transformada rápida de Fourier (FFT) são mostradas na Figura 13.

Figura 12 – Circuito ressonador com duas cargas ajustadas em frequências distintas



Fonte: (Zhong & Hui, 2015). Traduzido pelo autor.

Figura 13 – Sinal de tensão utilizado na fonte para o circuito de múltipla frequência



Fonte: (Zhong & Hui, 2015)

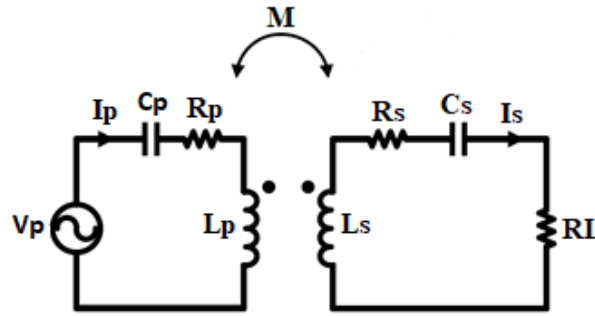
Devido à menor complexidade de seu equacionamento matemático, neste trabalho foi adotado o modelo série-série (SS). Para o caso particular de um ressonador RLC série, o trabalho de (Vinge, 2015) mostra que o fator de qualidade  $Q$  é expresso pela Equação (2.4.2).

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (2.4.2)$$

O cálculo do fator de qualidade para o circuito tipo série-série é importante como critério de avaliação da construção de um indutor para o sistema de transmissão de energia sem fio. Quanto maior o fator de qualidade, menores são as perdas no indutor e maior a eficiência do sistema.

A estrutura do sistema série-série adotado é mostrada na Figura 14. Sua análise pode ser dividida em duas partes: malha primária e malha secundária. A potência é transferida da fonte primária ( $V_p$ ) para a malha secundária através do acoplamento indutivo ( $M$ ).

Figura 14 – Circuito ressonante tipo série-série adotado



Fonte: produção do próprio autor.

Desenvolvendo a equação da malha primária, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 V_p &= \left[ R_p + j \left( \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \right) \right] I_p - j\omega M I_s \\
 V_p &= (R_p + jX_p) I_p - j\omega M I_s \\
 \Rightarrow V_p &= Z_p I_p - j\omega M I_s
 \end{aligned} \tag{2.4.3}$$

Onde  $Z_p$  é a impedância da malha primária, dada por

$$Z_p = R_p + j \left( \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \right) \tag{2.4.4}$$

De forma similar, a impedância da malha secundária é descrita como sendo

$$Z_s = R_s + R_L + j \left( \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \right) \tag{2.4.5}$$

A impedância da malha secundária pode ser representada na malha primária através do método de impedância refletida. Dessa forma, de acordo com (Chwei-Sen Wang, 2004) a impedância  $Z_s$  vista pela malha primária pode ser descrita pela Equação (2.4.6).

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \tag{2.4.6}$$

Dessa forma, a impedância equivalente vista pela fonte  $V_p$  é descrita como sendo

$$Z'_p = R_p + j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right) + Z_r \quad (2.4.7)$$

$$Z'_p = R_p + j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right) + \frac{\omega^3 C_s M^2}{\omega C_s (R_s + R_L) + j(\omega^2 L_s C_s - 1)}$$

As partes real e imaginária de  $Z_r$  são dadas, respectivamente, pelas Equações (2.4.8) e (2.4.9) a seguir.

$$\text{Re}[Z_r] = \frac{\omega^4 C_s^2 M^2 R_L}{(\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + (\omega C_s R_L)^2} \quad (2.4.8)$$

$$\text{Im}[Z_r] = \frac{-\omega^3 C_s M^2 (\omega^2 C_s L_s - 1)}{(\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + (\omega C_s R_L)^2} \quad (2.4.9)$$

No caso da operação em que o circuito está em operação na frequência de ressonância, tem-se que

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_p L_p}} = \frac{1}{\sqrt{C_s L_s}} \quad (2.4.10)$$

O que implica na simplificação das Equações (2.4.8) e (2.4.9), que podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\text{Re}[Z_r] = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} \quad (2.4.11)$$

$$\text{Im}[Z_r] = 0 \quad (2.4.12)$$

A potência ativa transferida da malha primária para a secundária é, portanto:

$$P = \text{Re}[Z_r] \times |I_p|^2 \quad (2.4.13)$$

Uma vez que  $M = k\sqrt{L_p L_s}$ , a potência transferida pode ser descrita em função do fator de acoplamento ( $k$ ) pela Equação

$$P = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L} I_p^2 = \frac{\omega_0^2 k^2 L_p L_s}{R_L} I_p^2 \quad (2.4.14)$$

Onde  $I_p$  é a corrente na malha primária dada por  $V_p / Z_p$ .

## 2.5 Análise da forma de onda da fonte transmissora

Em sistemas elétricos, um sinal pode representar uma tensão ou uma corrente. Considerando uma tensão variável no tempo  $v(t)$ , desenvolvida através de um resistor  $R$ , produzindo uma corrente  $i(t)$ , a potência instantânea é dada por

$$p(t) = \frac{v^2(t)}{R} \quad (2.5.1)$$

Ou de modo equivalente,

$$p(t) = Ri^2(t) \quad (2.5.1)$$

Em ambos os casos, a potência instantânea é proporcional à amplitude elevada ao quadrado do sinal de tensão ou corrente.

De acordo com (SS Haykin, 2001), na análise de sinais costuma-se definir potência em termos de um resistor de  $1 \Omega$ , de forma que, independente se o sinal representa uma tensão ou corrente, pode-se expressar a potência instantânea como

$$p(t) = x^2(t) \quad (2.5.2)$$

A partir dessa convenção, a potência média de um sinal periódico no tempo é dada pela Equação (2.5.3) a seguir.

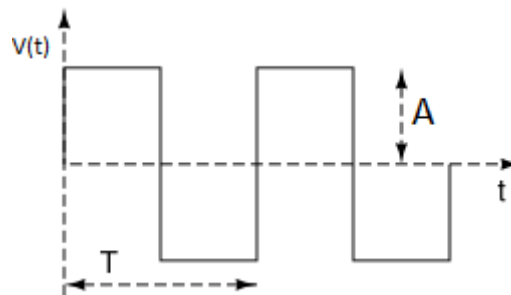
$$P = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt \quad (2.5.3)$$

Onde T é o período do sinal. A potência média de um sinal de tensão senoidal com período T e amplitude A, é, portanto

$$\begin{aligned}
 P_S &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [A \cos(\omega t + \theta)]^2 dt \Rightarrow P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{A^2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[ \frac{1}{2} + \frac{\cos(2\omega t + 2\theta)}{2} \right] dt \\
 P_S &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{A^2}{T} \left\{ \left[ \frac{t}{2} \right]_{-T/2}^{T/2} + \left[ \frac{\text{sen}(2\omega t + 2\theta)}{4\omega} \right]_{-T/2}^{T/2} \right\} \\
 P_S &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{A^2}{T} \left[ \left( \frac{T}{4} + \frac{T}{4} \right) + \left( \frac{\text{sen}(\omega T) + 2\theta}{4\omega} - \frac{\text{sen}(-\omega T) + 2\theta}{4\omega} \right) \right] \quad (2.5.4) \\
 \Rightarrow P_S &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2A^2 T}{T 4} = \frac{A^2}{2}
 \end{aligned}$$

Da mesma forma, pode-se calcular a potência média de um sinal de onda quadrada com a mesma amplitude A, como mostrado na Figura 15.

Figura 15 – Sinal de tensão de onda quadrada



Fonte: produção do próprio autor.

A partir da Equação (2.5.3) tem-se que:

$$\begin{aligned}
 P_Q &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^0 (-A)^2 dt + \int_0^{T/2} (A)^2 dt \\
 P_Q &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left[ \frac{A^2 T}{2} + \frac{A^2 T}{2} \right] \Rightarrow P_Q = \lim_{T \rightarrow \infty} \left( \frac{A^2}{2} + \frac{A^2}{2} \right) \quad (2.5.5) \\
 \Rightarrow P_Q &= A^2
 \end{aligned}$$



Relacionando a potência média obtida para o sinal de onda senoidal com a potência de um sinal de onda quadrada e de mesma amplitude, é fácil observar que

$$\frac{P_Q}{P_S} = \frac{A^2}{\frac{A^2}{2}} = 2 \quad (2.5.6)$$

Ou seja, a potência média num sinal de onda quadrada é duas vezes maior que o sinal de onda senoidal. O mesmo resultado pode ser obtido decompondo o sinal de onda quadrada em sua respectiva série de Fourier, considerando harmônicas infinitas.

O resultado obtido nesta seção, e mostrado na Equação (2.5.6), traz uma importante decisão de projeto: com intuito de obter uma maior potência na carga do sistema de transmissão de energia sem fio, a forma de onda de tensão fonte será adotada como sendo a de um sinal quadrado.

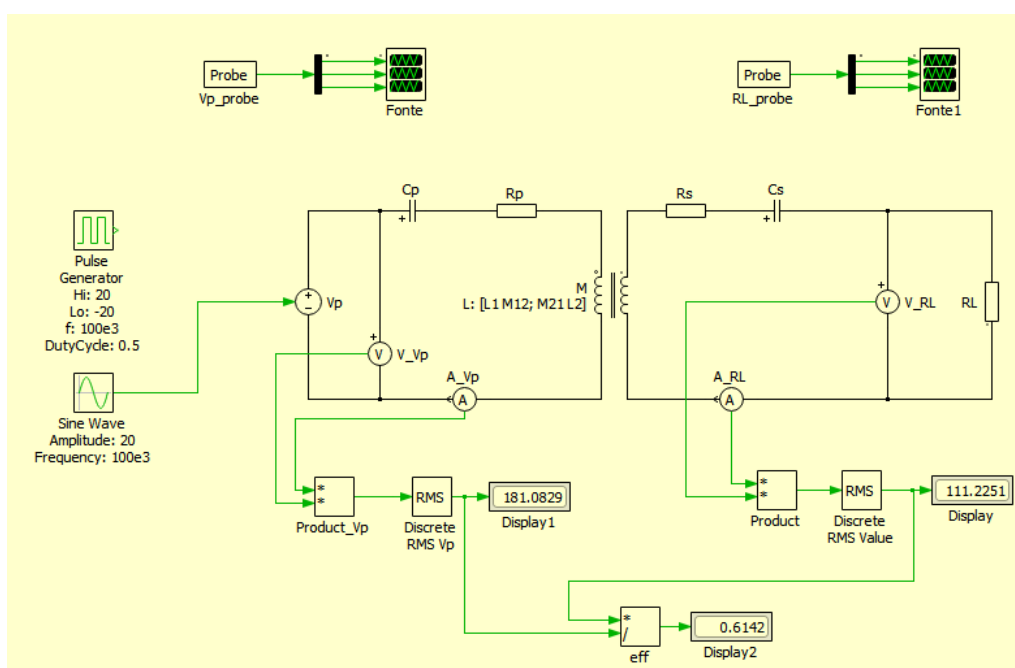
### 3 SIMULAÇÕES

#### 3.1 Comparação do sinal de tensão de onda senoidal com o sinal de onda quadrada

A fim de validar as considerações feitas na Seção 2.5, foi realizada uma simulação de um circuito do tipo capacitor e indutor em série, similar ao mostrado na Figura 14. Foi utilizado o *software* PLECS, com licença disponível na rede interna da UFES.

Primeiro, foi simulado um circuito com acoplamento ressonante com a fonte de tensão senoidal ajustada em 100 kHz, onde os parâmetros dos componentes estão listados no Quadro 1. A potência recebida na carga resistiva, a potência fornecida pela fonte, assim como a eficiência da transmissão podem ser vistas na Figura 16.

Figura 16 - Simulação de um circuito com acoplamento ressonante com fonte de onda senoidal



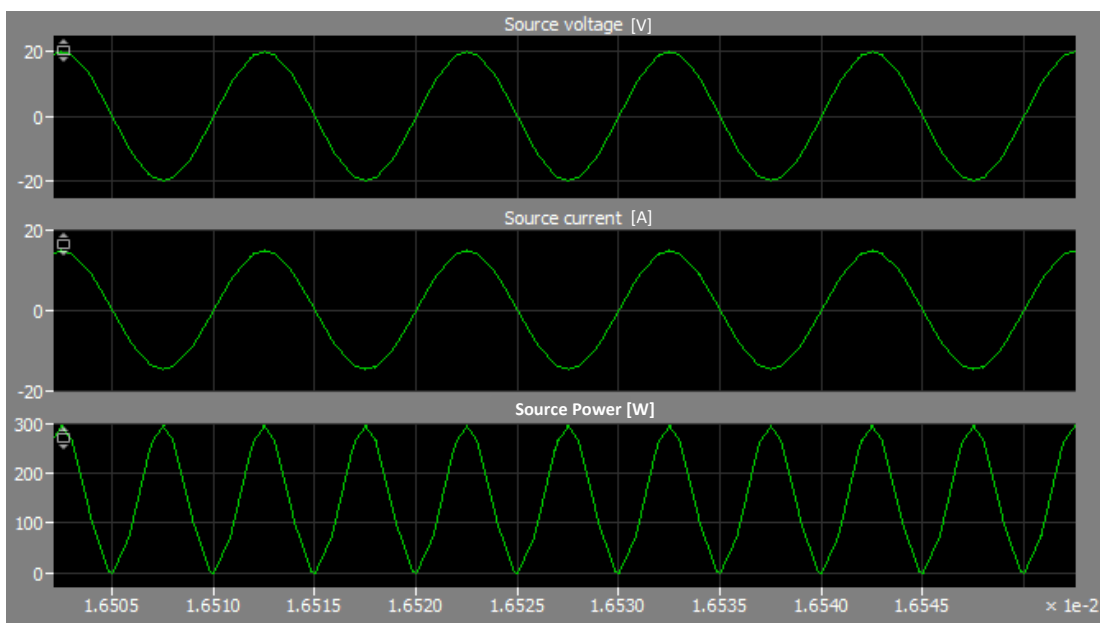
Fonte: produção do próprio autor.

Quadro 1 - Parâmetros dos componentes do circuito da Figura 16

Parâmetro	Valor
Tensão da fonte ( $V_p$ )	40 Vp-p
Capacitor primário ( $C_p$ )	90,47 nF
Resistencia primária ( $R_p$ )	0,5 $\Omega$
Indutor primário ( $L_1$ )	28 $\mu$ H
Capacitor secundário ( $C_s$ )	90,47 nF
Resistencia secundária ( $R_p$ )	0,5 $\Omega$
Indutor secundário ( $L_2$ )	28 $\mu$ H
Carga resistiva	22 $\Omega$

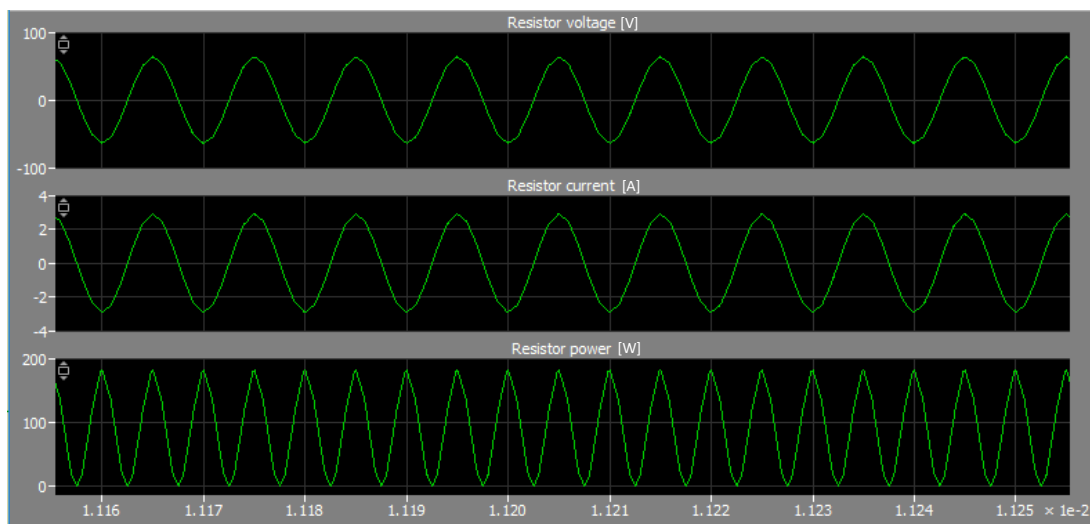
As formas de onda da tensão, corrente e potência na fonte (Vp) e na carga resistiva (RL) para o caso senoidal, com  $k=0,25$ , podem ser vistas nas Figuras Figura 17 e Figura 18.

Figura 17 - Formas de onda para a tensão, corrente e potência da fonte Vp (caso senoidal)



Fonte: produção do próprio autor.

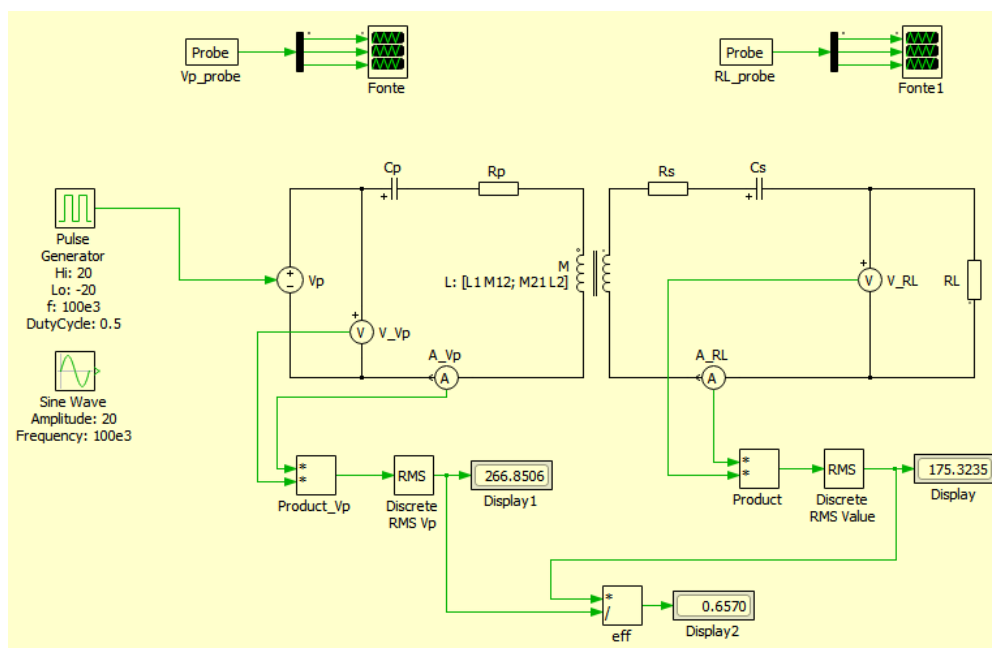
Figura 18 - Formas de onda para a tensão, corrente e potência da carga RL (caso senoidal)



Fonte: produção do próprio autor.

Em seguida foi realizada uma simulação semelhante, mantendo-se o valor da frequência em 100 kHz e com os mesmos parâmetros do circuito anterior, mas alterando-se a forma de onda para a quadrada com a mesma amplitude, como mostrado na Figura 19.

Figura 19 - Simulação de um circuito com acoplamento ressonante com fonte de onda quadrada



Fonte: produção do próprio autor.

As formas de onda da tensão, corrente e potência na fonte ( $V_p$ ) e na carga resistiva ( $R_L$ ) para o caso da onda quadrada, podem ser vistas nas Figuras Figura 20 e Figura 21.

Note que a potência recebida na carga para o caso da onda quadrada é superior ao caso da onda senoidal, como esperado. Entretanto, a relação encontrada na Equação (2.5.6), onde a potência média da onda quadrada é duas vezes maior, não se consolidou.

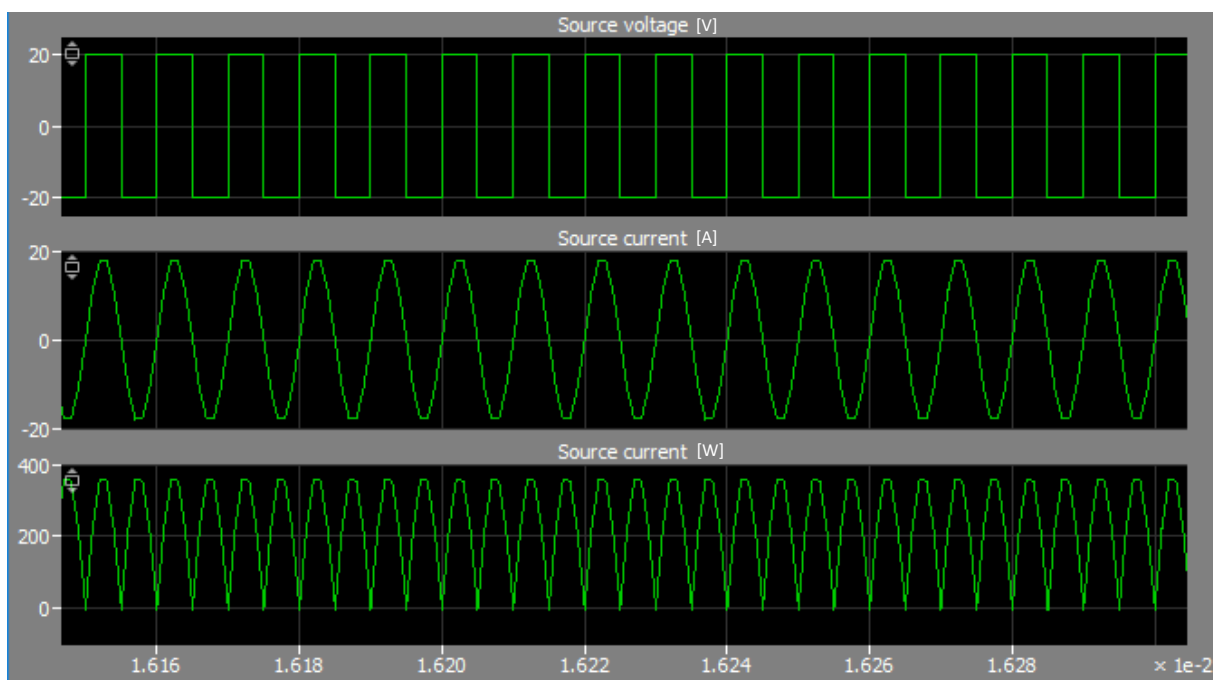
Isso se justifica, pois, a ressonância dos conjuntos indutor-capacitor é ajustada próxima à frequência fundamental da fonte. Observe que a forma de onda da tensão e corrente da carga  $R_L$  para o caso da fonte com sinal de tensão quadrado se mantém senoidal (Figura 21).

Dessa forma, a energia contida nas harmônicas de maior grau no sinal tensão de onda quadrada da fonte não contribuirá para a potência recebida pela carga, fazendo com que a potência média seja inferior do que duas vezes maior do que no caso da fonte senoidal.

Outra consideração é que o sinal de tensão da fonte é composto por infinitas harmônicas, formando um degrau com tempo de subida/descida instantâneo (ver Figura 20). Entretanto, numa aplicação real, essa forma de onda não é exequível fisicamente.

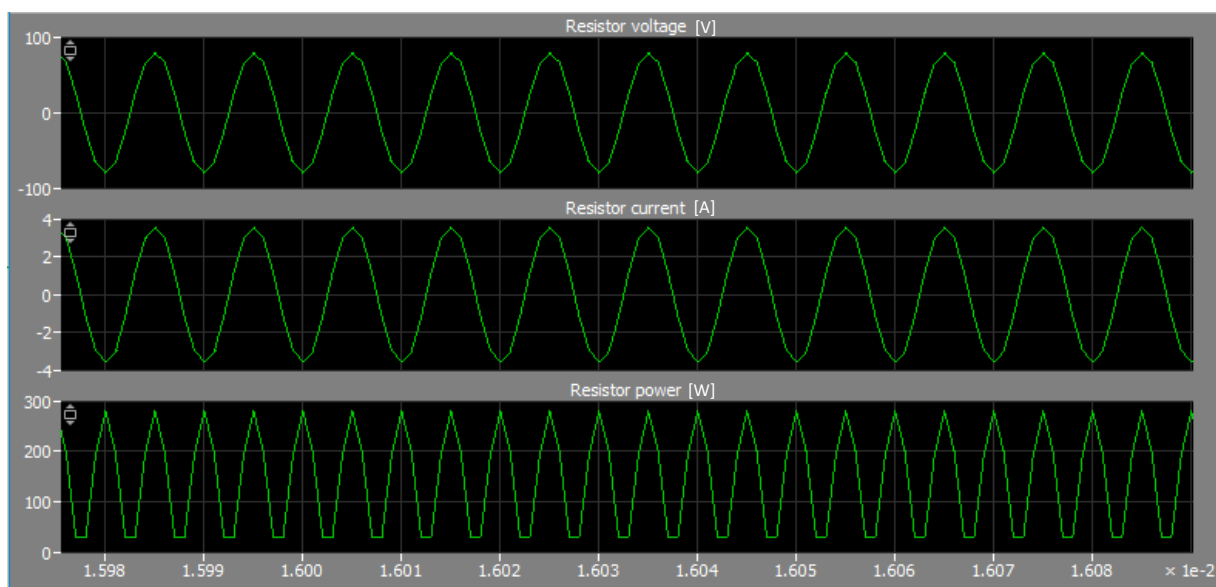
Tal consideração implica que a potência recebida na carga do sistema WPT será maior, mas em contrapartida a eficiência do sistema será diminuída em relação à fonte com sinal senoidal, uma vez que a potência média da fonte será menor do que a encontrada na simulação.

Figura 20 - Formas de onda para a tensão, corrente e potência da fonte Vp (caso quadrada)



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 21 - Formas de onda para a tensão, corrente e potência da carga RL (caso quadrada)



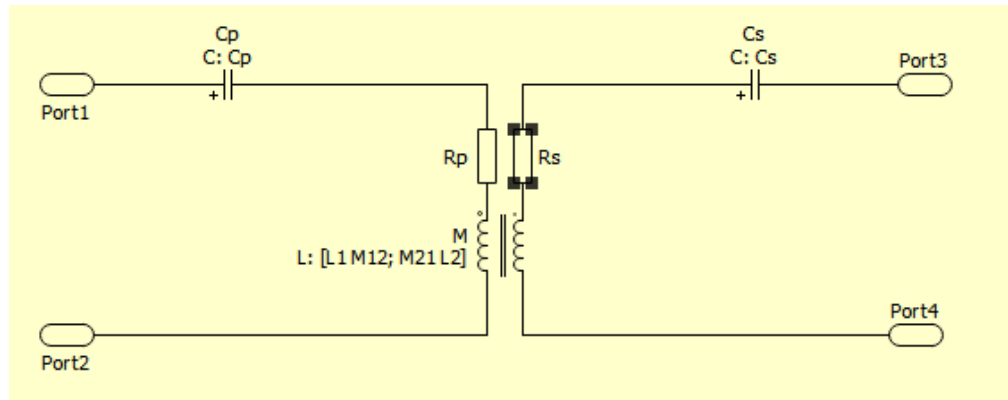
Fonte: produção do próprio autor.

## 3.2 Modelagem da topologia adotada no simulador PLECS

### 3.2.1 Acoplamento indutivo ressonante

O acoplamento indutivo ressonante tipo série-série, definido no Capítulo 2.4 e mostrado na Figura 14, foi modelado no *software* de simulação PLECS como mostrado a seguir:

Figura 22 - Modelo da simulação para o acoplamento indutivo ressonante



Fonte: produção do próprio autor.

Onde  $C_p$  é a capacitância do capacitor primário;  $C_s$  a capacitância do secundário;  $R_p$  e  $R_s$  as resistências equivalentes dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente.

Note que o acoplamento entre os indutores é modelado no PLECS pela matriz de indutâncias  $\mathbf{M}$ , como mostrado na Equação (3.2.1).

$$\mathbf{v} = \mathbf{M} \times \frac{d\mathbf{i}}{dt}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M_{1,2} & \cdots & M_{1,n} \\ M_{1,2} & L_2 & \cdots & M_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{n,1} & M_{n,2} & \cdots & L_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \vdots \\ \frac{di_n}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.2.1)$$

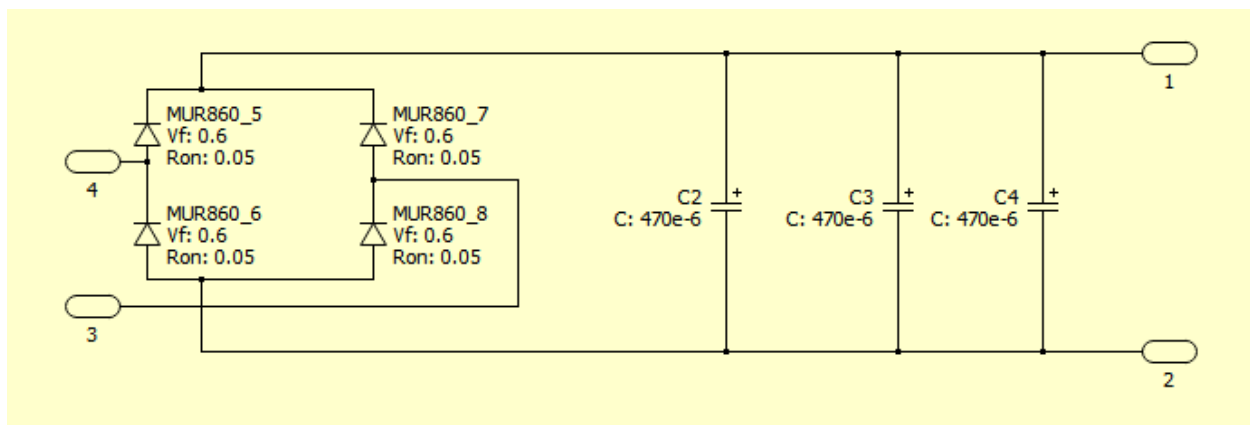
Onde  $n$  é o número de enrolamentos com fluxo concatenados. Sendo que a relação entre o fator de acoplamento  $k_{i,j}$  e a indutância mútua  $M_{i,j}$  é

$$M_{i,j} = M_{j,i} = k_{i,j} \sqrt{L_i L_j} \quad (3.2.2)$$

### 3.2.2 Circuito retificador de onda completa

Como a tensão e a corrente induzidas no ressonador receptor é em forma alternada (CA), foi implementado um retificador de onda completa, baseando-se em diodos de rápido chaveamento, ideais para aplicações em circuitos de alta frequência com baixas perdas.

Figura 23 - Modelo do retificador de onda completa simulado



Fonte: produção do próprio autor.

Pode ser observado que os diodos foram baseados no modelo MUR860, diodos ultrarrápidos desenvolvidos para inversores. Já estão sendo consideradas as perdas pela queda de tensão no diodo e sua resistência intrínseca.

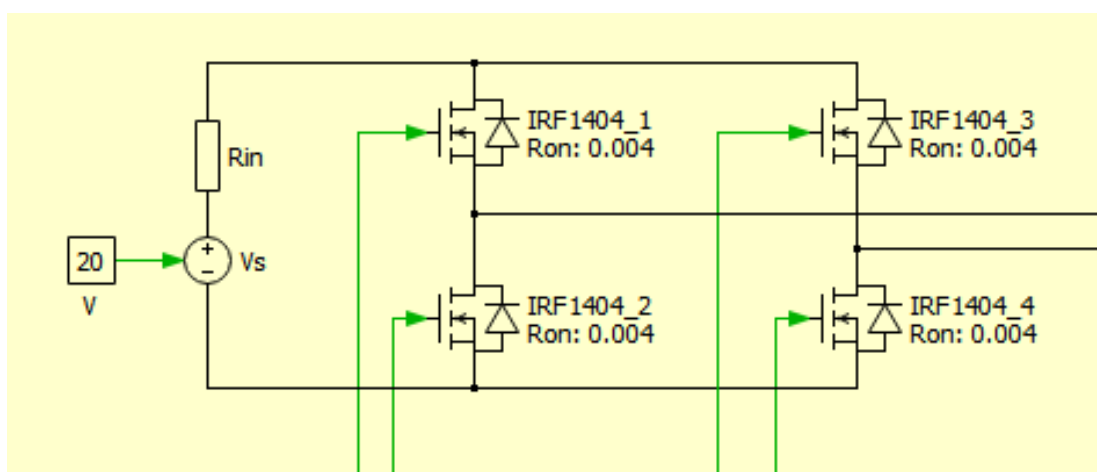
### 3.2.3 Circuito gerador de onda quadrada

Conforme visto na Seção 2.5, a forma de onda da fonte primária para alimentação do ressonador será adotada como sendo quadrada, de uma amplitude arbitrária “A”. Entretanto, não é tarefa fácil (nem de baixo custo) a disponibilidade de um equipamento que forneça tal forma de onda com considerável capacidade de corrente.

Sendo assim, para prover o sinal de alimentação desejado, foi implementado um inversor de frequência do tipo ponte completa (*full-bridge inverter*), o qual é alimentado por uma fonte de tensão constante (barramento CC).

O inversor de frequência foi implementado utilizando-se MOSFETs (acrônimo de *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, ou transistor de efeito de campo metal - óxido - semiconductor), como visto na Figura 24. Note que o modelo do MOSFET na simulação já considera sua resistência interna de condução ( $R_{on}$ ).

Figura 24 – Modelo do inversor de frequência simulado utilizando MOSFETs



Fonte: produção do próprio autor.

O modelo simulado completo pode ser visto na Figura 25 a seguir. Os blocos **TRANSMISSÃO** e **RETIFICADOR CARGA**, representam os circuitos mostrados nos Capítulos 3.2.1 e 3.2.2 respectivamente.

Os sinais de controle de ativação para condução dos MOSFETs foram implementados através do bloco de função **PWM**, o qual recebe como entrada o tempo instantâneo da simulação e a frequência de chaveamento desejada. O sinal de controle é então dado pela função mostrada na Equação (3.2.3). Sendo que  $sign$  é a função sinal, retornando 1 quando a senoide é positiva e -1 quando negativa.

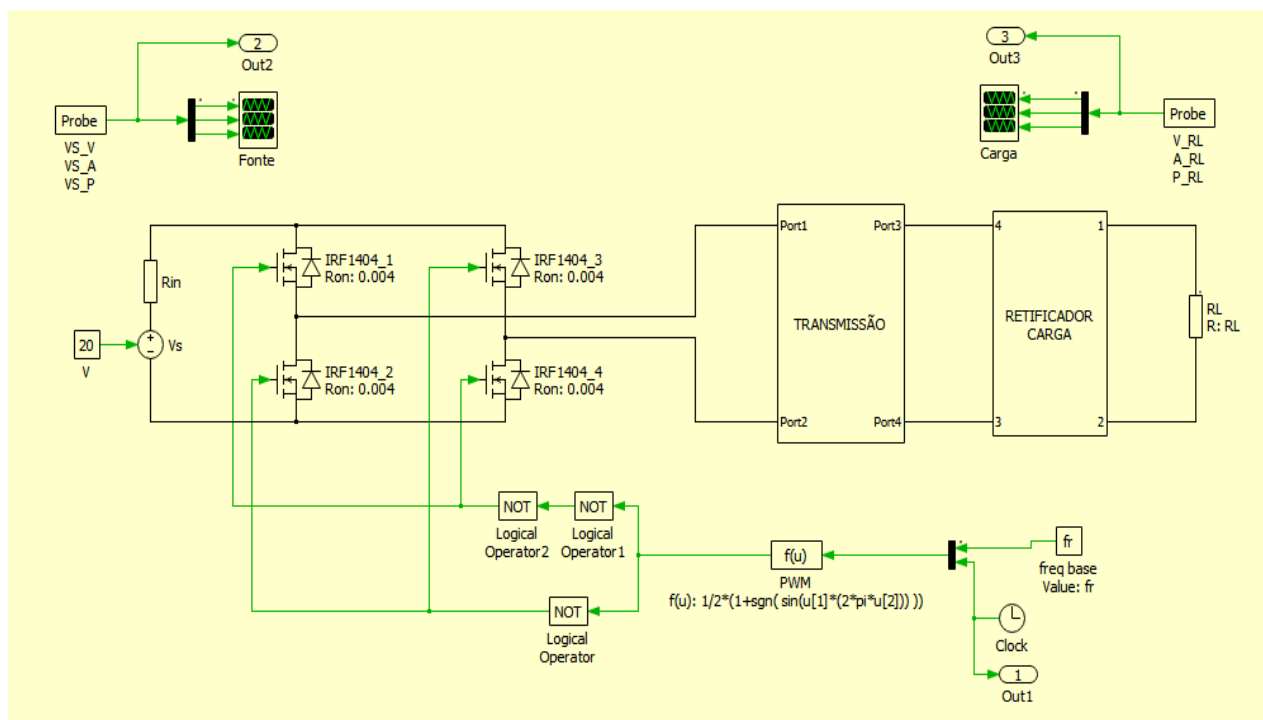
$$f(u) = \frac{1}{2} \times \left[ 1 + sign\left( sen(t \times 2\pi f) \right) \right] \quad (3.2.3)$$

Os blocos lógicos **NOT** na saída do bloco **PWM** são utilizados para inverter a lógica de ativação dos MOSFETs alternadamente, garantindo-se que os dois lados da ponte não sejam ativados ao mesmo tempo, colocando a fonte em curto. Os dois sinais PWM gerados com 50% de tempo útil ou *duty cycle* podem ser vistos na Figura 26.



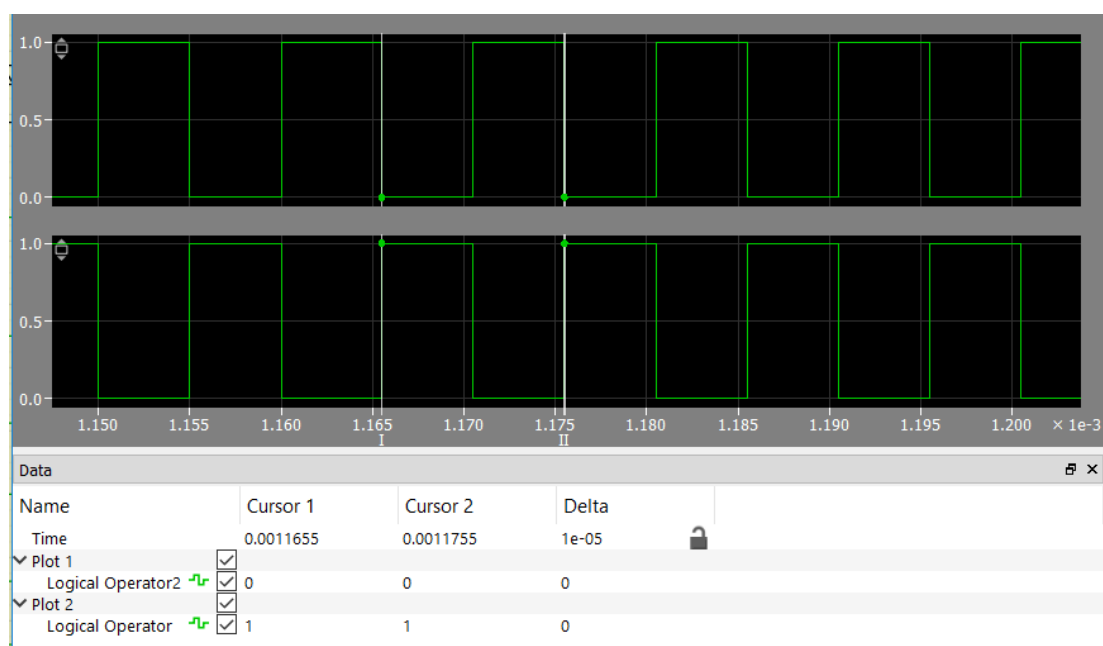
Os osciloscópios **Fonte** e **Carga** são responsáveis por coletar os dados de tensão, corrente e potência da fonte/carga; e salvar as informações através dos sinais de saída **Out2** e **Out3** para posterior análise.

Figura 25 - Modelo do circuito de transferência de energia sem fio (WPT) simulado



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 26 – Sinal de controle (PWM) simulado



Fonte: produção do próprio autor.

### 3.3 Rotina para simulação da potência transmitida para diversos ajustes de frequência

#### 3.3.1 Ajuste de frequência com parâmetros variáveis

Uma vez que a topologia do sistema adotada foi modelada no *software* de simulação, torna-se possível realizar testes e ajustes nos parâmetros do circuito e analisar os resultados obtidos.

Como visto na Equação (2.4.14), a potência transmitida para a malha secundária é relacionada principalmente pela frequência de ressonância do sistema - ajustada pelo par indutância-capacitância, de acordo com a Equação (2.4.10) - e o fator de acoplamento dos indutores.

Uma das vantagens do PLECS é a possibilidade de desenvolver rotinas de simulação, onde o usuário pode programar um algoritmo iterativo para simular um mesmo circuito diversas vezes com parâmetros diferentes e armazenar os resultados. A linguagem utilizada para desenvolver as rotinas de simulação é a *Octave* (bastante similar ao MATLAB).

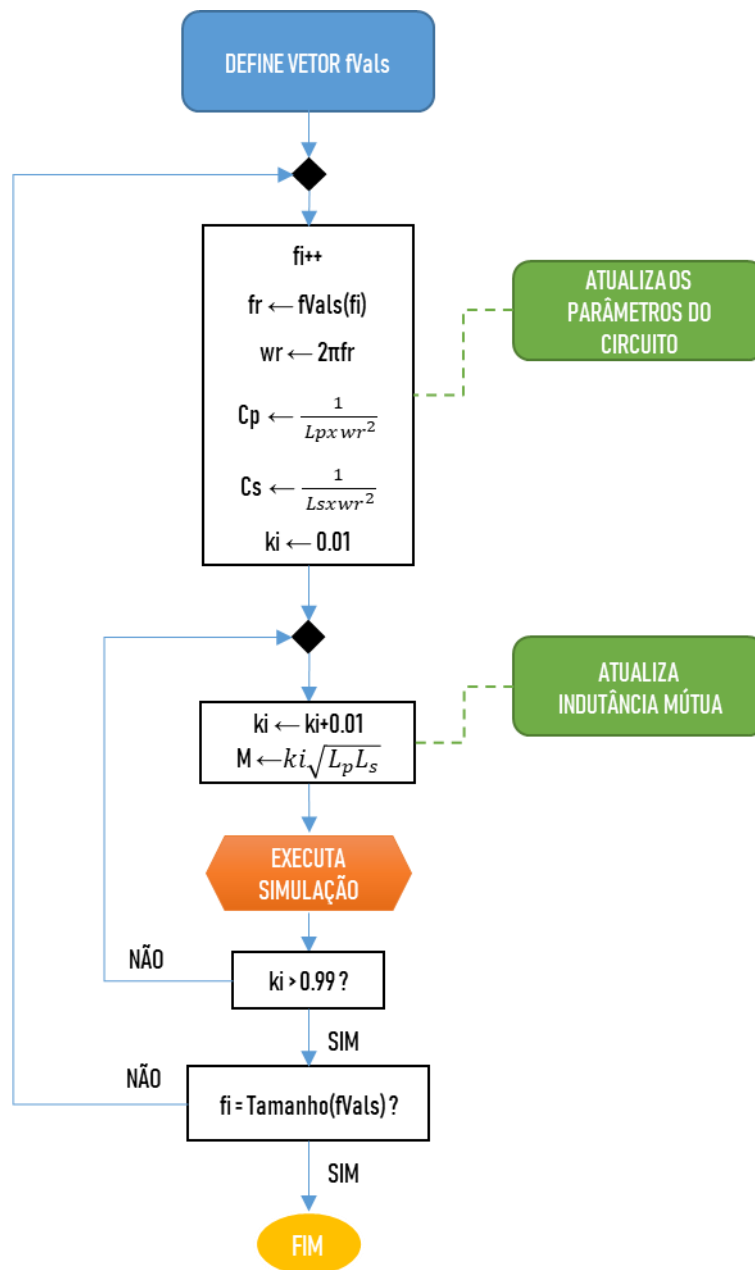
À vista disso, foi elaborado um algoritmo de simulação para analisar os resultados da transmissão de potência da fonte para a carga, em diversos ajustes de frequência, num intervalo de 0,01 a 0,99 para o fator de acoplamento ( $k$ ).

O diagrama mostrado na Figura 27 exemplifica o funcionamento da rotina de simulação implementada. Observe que para cada novo valor de frequência, os valores dos indutores e capacitores são reajustados.

Os resultados da potência, da carga e da eficiência de transmissão obtidos para a rotina de simulação com parâmetros variáveis (ajuste das indutâncias e capacitâncias) são mostrados nos Gráfico 1 e Gráfico 2.

A partir dos resultados, é possível observar que a distribuição da potência transmitida pelo intervalo do fator de acoplamento comportar-se de maneira diferente para cada valor de frequência: ajustes em frequências mais altas possuem uma distribuição da potência transmitida mais estreita; já ajustes em frequências mais baixas têm uma distribuição num intervalo maior.

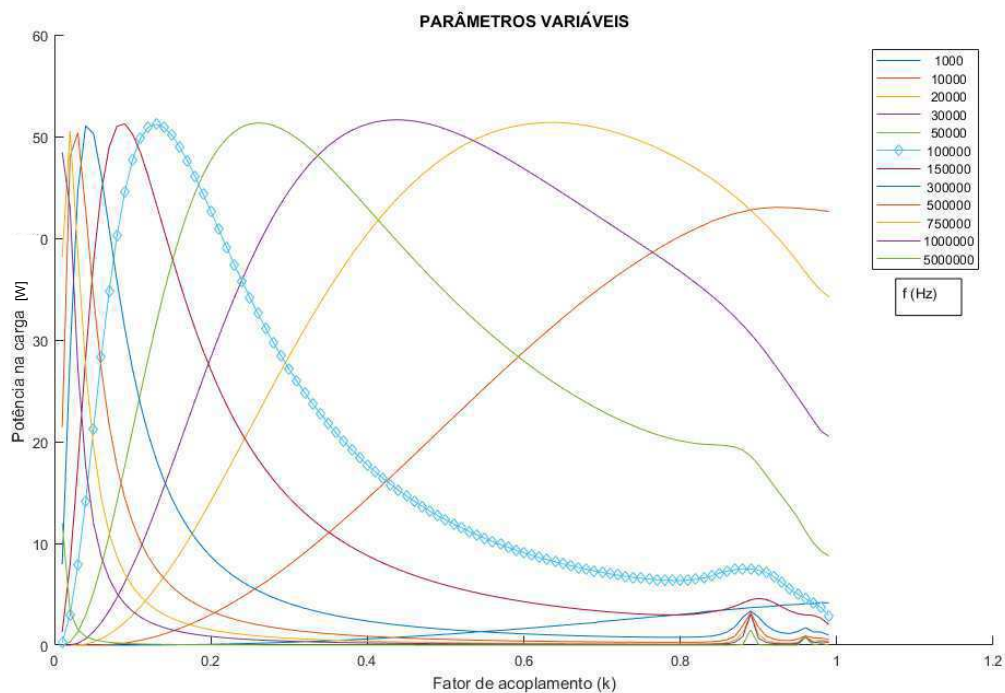
Figura 27 – Diagrama da rotina de simulação para os parâmetros variáveis



Fonte: produção do próprio autor.

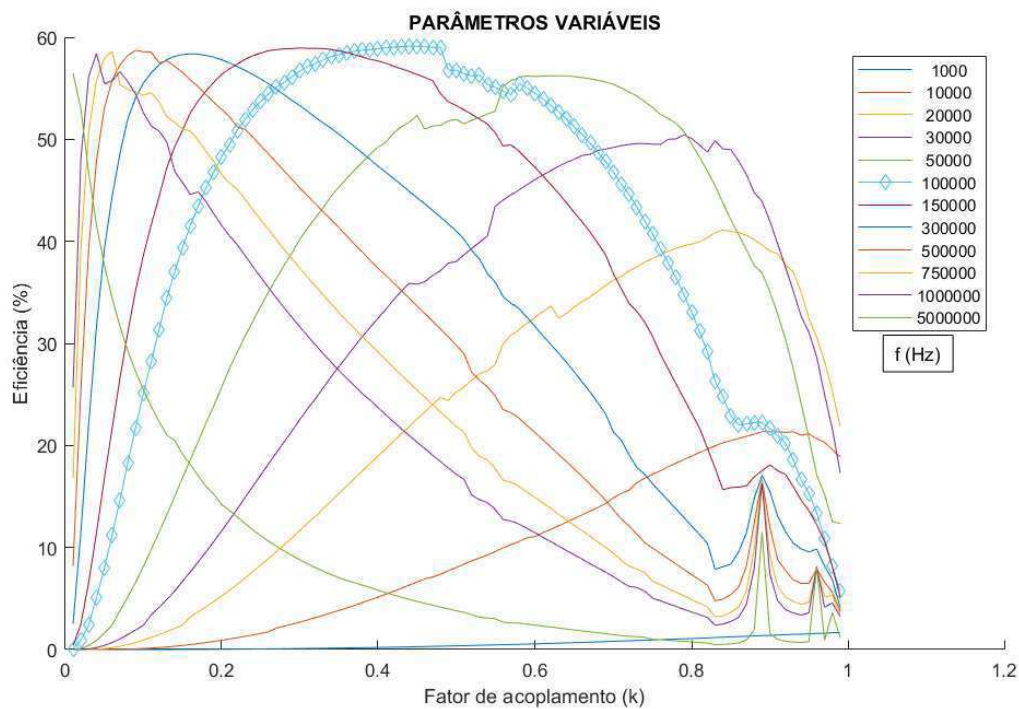
Onde **fVals** é o vetor que armazena os valores de frequência que serão testados; **fr** é a frequência da iteração em questão; **fi** é o contador de posição do vetor **fVals** e **ki** é o fator de acoplamento de cada iteração.

Gráfico 1– Simulação: potência na carga para diversos valores de frequência (parâmetros variáveis)



Fonte: produção do próprio autor. Dados obtidos através da simulação realizada.

Gráfico 2 – Simulação: eficiência para diversos valores de frequência (parâmetros variáveis)



Fonte: produção do próprio autor. Dados obtidos através da simulação realizada.

Analisando os gráficos da potência na carga e da eficiência da transmissão observa-se um comportamento interessante: a maior eficiência de transmissão do sistema não ocorre no ponto de máxima potência recebida pela carga. Como o objetivo proposto neste trabalho é a potência recebida pela carga, foi priorizado o funcionamento próximo à região de máxima potência recebida.

Um comportamento desejável para a curva de potência na carga é aquele que tem boa amplitude no intervalo do fator de acoplamento, sem variações bruscas, permitindo um melhor controle do sistema.

Dessa forma, escolheu-se a frequência de operação como sendo de 100 kHz, uma vez que a curva de potência transmitida (destacada no Gráfico 1) para esta faixa atende os pré-requisitos mencionados acima.

### 3.3.2 Ajuste de frequência com parâmetros fixos

Após a execução da rotina de testes com parâmetros variáveis, conforme descrita na Seção anterior, o ajuste da frequência ressonante dos circuitos primário e secundário foi definida.

Em outras palavras, os valores das capacitâncias ( $C_p, C_s$ ) e dos indutores ( $L_p, L_s$ ) foram escolhidos de tal forma que

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_p L_p}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s L_s}} = 100 \text{ kHz} \quad (3.3.1)$$

O valor das indutâncias foi então escolhido com base na geometria de bobinas aplicada por fabricantes especializados, adotando-se 28μH como referência (Mouser Electronics, 2019). A partir dos valores das indutâncias, as capacitâncias primária e secundária foram calculadas da seguinte maneira:

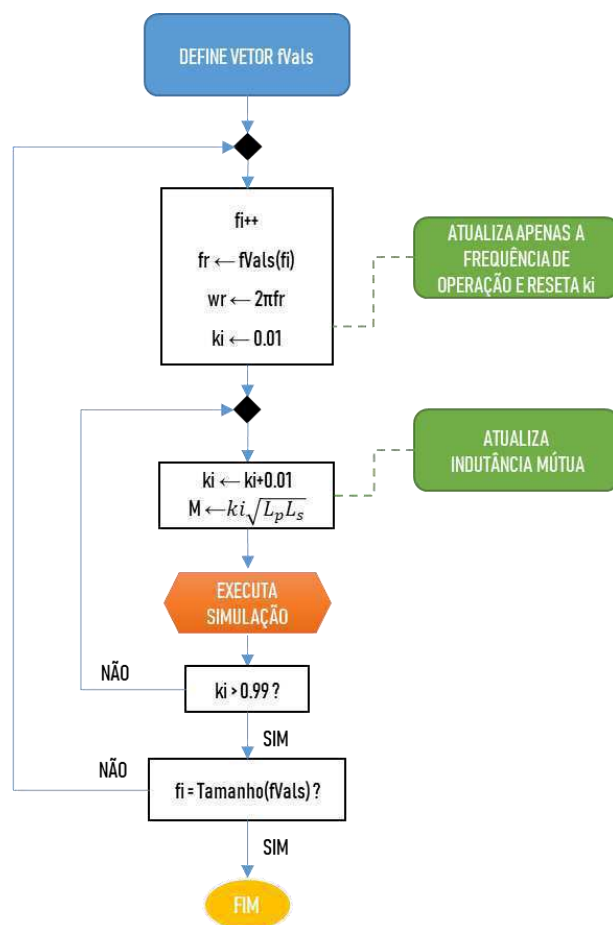
$$C_p = C_s = \frac{1}{L \times (2\pi 100 \times 10^3)^2} \cong 90.47 \text{ nF} \quad (3.3.2)$$

Dessa forma, com os parâmetros dos componentes passivos do circuito definidos, cabe analisar novamente o efeito da variação da frequência de operação da fonte primária para o mesmo intervalo do fator de acoplamento.

Note que, diferentemente do algoritmo discutido na rotina de simulação anterior, os testes propostos nesta seção buscam entender o comportamento da transmissão de potência numa aplicação real, onde os valores de indutância e capacitância dos componentes físicos são considerados invariáveis.<sup>2</sup>

Dessa maneira, foi implementada uma nova rotina de simulação de forma similar à de ajuste de frequência com parâmetros variáveis, com algumas pequenas alterações, conforme mostrado na Figura 28.

Figura 28– Diagrama da rotina de simulação para os parâmetros fixos

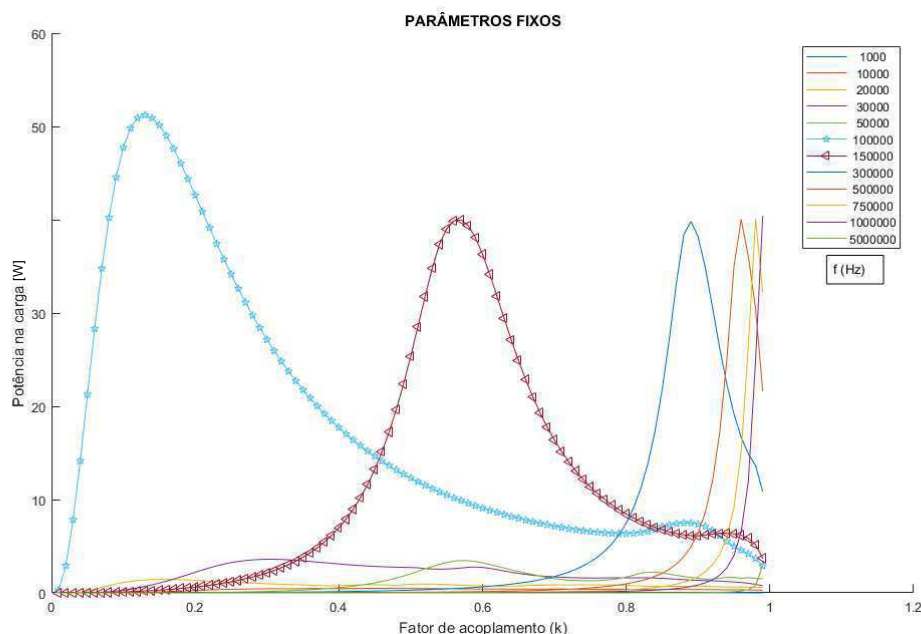


Fonte: produção do próprio autor.

<sup>2</sup> Neste trabalho não estão sendo considerados dispositivos tais como capacitores com capacitância controlada por tensão. Ver (Zhang, et al., 2017).

Os resultados da potência na carga obtidos para a rotina de simulação com parâmetros fixos são mostrados no Gráfico 3.

Gráfico 3 – Simulação: potência na carga para diversos valores de frequência (parâmetros fixos)



Fonte: produção do próprio autor. Dados obtidos através da simulação realizada.

A partir dos resultados obtidos, pode-se observar nitidamente que a maior potência transmitida ocorre, de fato, na curva de frequência igual a 100 kHz. Como era esperado, uma vez que os valores de indutância e capacitância dos ressonadores foram ajustados para oscilar em tal frequência.

Entretanto, uma característica importante se sobressai ao se observar o Gráfico 3: a curva da potência recebida pela carga se distribui diferentemente no intervalo da indutância mútua para diferentes frequências. Tal fenômeno ocorre, pois, a impedância equivalente da malha secundária vista pela primária é relacionada com a frequência de operação do sistema, o que acarreta na variação do casamento das impedâncias primária e secundária (ver Equações 2.4.5 e 2.4.6).

A seção seguinte propõe uma metodologia de controle da potência transmitida para utilizar esta variação do casamento de impedâncias, através da variação da frequência de operação da fonte, para encontrar a máxima potência possível na carga, independentemente do fator de acoplamento.

### 3.4 Metodologia de busca do ponto de maior potência na carga

Nesta seção será proposta e simulada uma técnica de busca do ponto de máxima potência, que geralmente é utilizada para painéis solares: a metodologia **MPPT PO** (*Maximum Power Point Tracking Perturb and Observe*).

Esta técnica tem sido utilizada na maioria dos casos devido a sua fácil implementação, visto que possui uma estrutura simples de controle e necessita de poucos parâmetros (tensão e corrente do módulo fotovoltaico) para realizar o MPPT.

O método P&O consiste em perturbar a tensão do painel fotovoltaico em uma dada direção e observar o comportamento de sua potência de saída. Se a potência aumentar, a perturbação continua na mesma direção, senão, o sistema é perturbado na direção contrária.

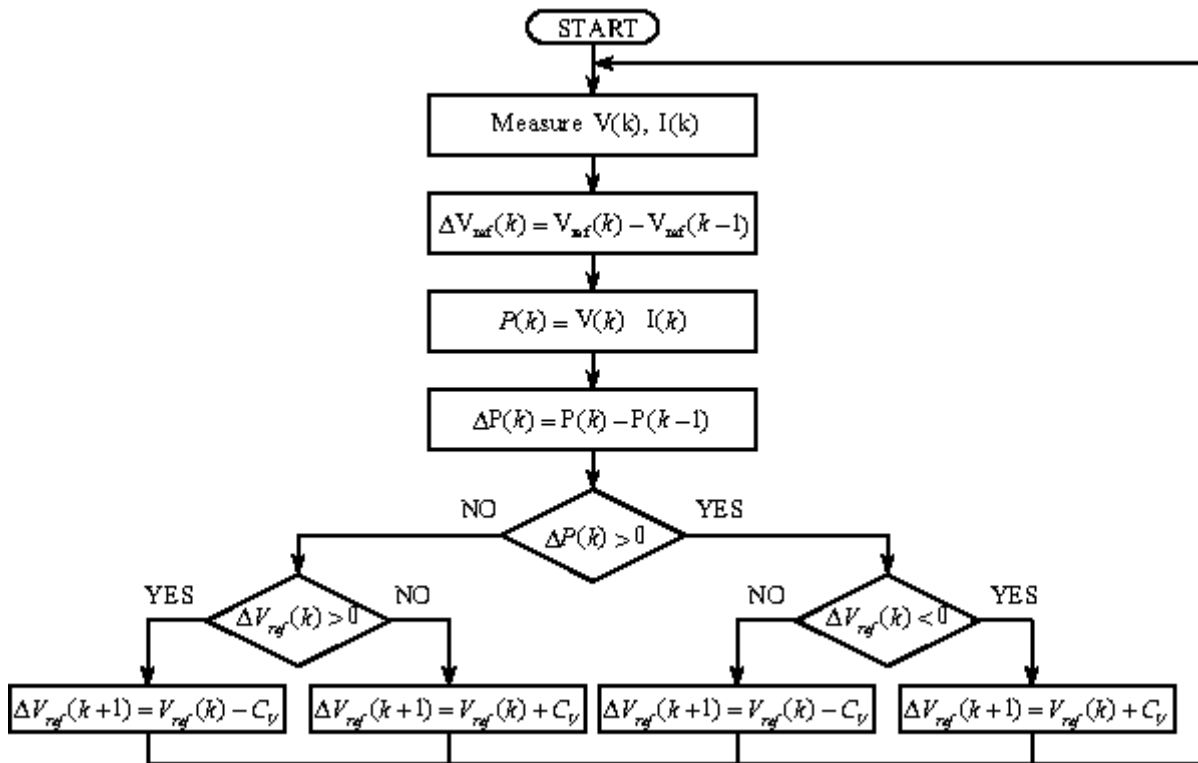
Percebe-se que o MPP nunca será atingido, visto que a técnica estará sempre perturbando a tensão do painel fotovoltaico. Assim, em regime permanente, o sistema oscila em torno do MPP desperdiçando um pouco da energia disponível nos painéis. Essa oscilação pode ser minimizada reduzindo-se o tamanho da perturbação, todavia perturbações muito pequenas tornam a técnica lenta para rastrear o MPP. No trabalho de (Ju-Hui Mun, 2011) é proposto um algoritmo para implementação do método, mostrado no diagrama da Figura 29.

De forma direta, o processo é bem simples:

1. A tensão e a corrente do painel são medidas;
2. O diferencial da tensão é calculado;
3. A potência atual do painel é calculada;
4. O diferencial da potência é calculado;
5. Caso o diferencial de potência seja positivo tem-se que:
  - a. Caso a diferença de tensão seja positiva, diminui-se a tensão do painel em  $C_v$
  - b. Caso a diferença de tensão seja negativa, aumenta-se a tensão do painel em  $C_v$
6. Caso o diferencial de potência seja negativo tem-se que:
  - a. Caso a diferença de tensão seja positiva, aumenta-se a tensão do painel em  $C_v$
  - b. Caso a diferença de tensão seja negativa, diminui-se a tensão do painel em  $C_v$



Figura 29 – Diagrama do método MPPT PO para painéis solares



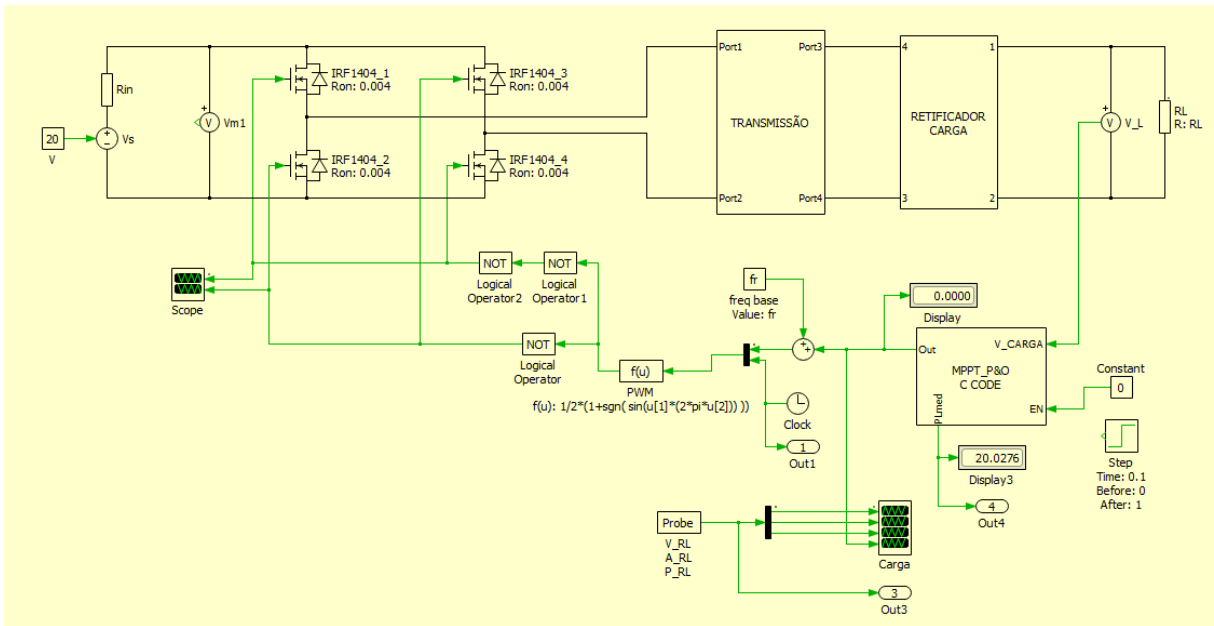
Fonte: (Ju-Hui Mun, 2011). Adaptado pelo autor.

Para o caso do controle da transmissão de potência para um sistema de transmissão de energia sem fio proposto neste trabalho, o algoritmo foi implementado com base nos passos descrito acima, em que a tensão de referência do painel solar foi substituída pela **frequência de referência da fonte primária**, adotando-se  $C_f$  como a constante de frequência do algoritmo.

A fim de validar o algoritmo MPPT PO para a busca de máxima potência, o modelo do circuito de transferência de energia sem fio simulado na Figura 25 foi adaptado, sendo inserido um bloco de controle, conforme mostrado na Figura 30. O bloco da simulação “MPPT P&O” é mostrado na Figura 31.

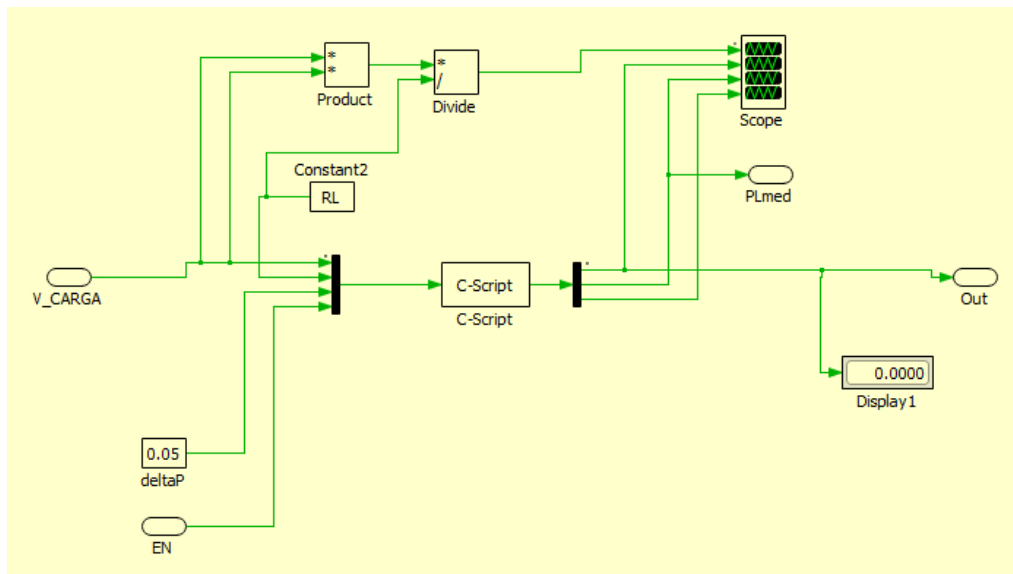
Observe que o algoritmo MPPT PO foi implementado no PLECS em forma de um bloco de código C. O que facilitou a migração do método para o processo de implementação no microcontrolador de controle, que será tratado no próximo capítulo. O código desenvolvido no bloco C pode ser consultado no Apêndice A.

Figura 30 - Modelo do circuito de transferência de energia sem fio simulado com MPPT PO



Fonte: produção do próprio autor.

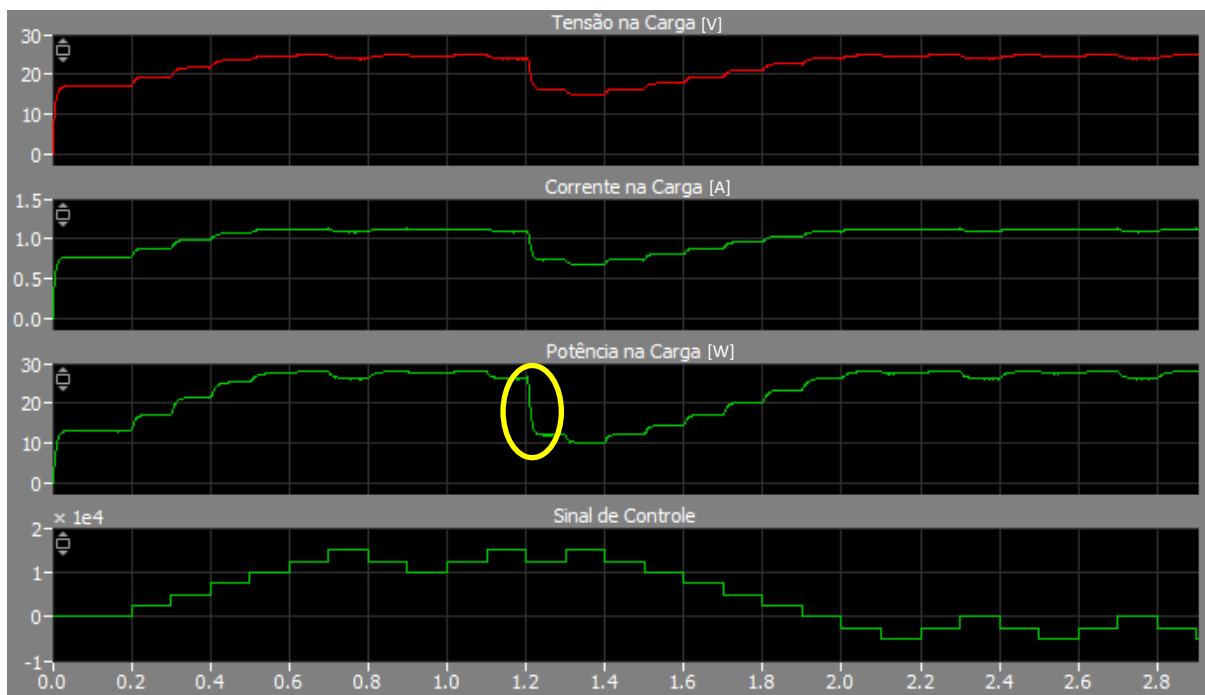
Figura 31 - Bloco MPPT P&O simulado



Fonte: produção do próprio autor.

A simulação do circuito completo com a implementação do bloco de controle MPPT PO é mostrada na Figura 32. Note que no início do teste a potência na carga é estabilizada em torno do seu ponto máximo a partir de 0,6s, sendo que o bloco de controle foi ativado em 0,2s. A constante de variação da frequência foi adotada como sendo  $C_f = 2500 \text{ Hz}$  e o tempo de amostragem de 100ms.

Figura 32 – Simulação do algoritmo MPPT PO implementado



Fonte: produção do próprio autor.

Em aproximadamente 1,2s é simulado um “afastamento” instantâneo dos indutores, fazendo com que a potência transmitida caia significativamente. Em seguida, o algoritmo reconhecendo que o último sinal de referência para a frequência da fonte primária foi descendente, tenta incrementar o sinal de controle.

Entretanto, como os indutores foram afastados, espera-se que a frequência da fonte tenda a diminuir para retomar o crescimento da potência na carga. Isso pode ser percebido em 1,4s, quando o sinal de controle diminui sequencialmente até que se estabilize em torno de sua potência máxima novamente.

## 4 CONSTRUÇÃO DE UM MODELO FÍSICO

### 4.1 Modelo para a construção dos indutores

O primeiro componente desenvolvido para a construção do protótipo foram os indutores da malha primária e secundária devido à maior complexidade do modelo matemático para o cálculo da indutância resultante, e conseqüentemente a obtenção do valor desejado em comparação com os demais componentes.

De acordo com (Sunderarajan S. Mohan, 1999) a indutância de um espiral planar de cobre, conforme mostrado na Figura 33, pode ser calculada pela expressão simplificada dada pela Equação (4.1.1), sem que haja grande erro no valor real em aplicações de até 30 MHz.

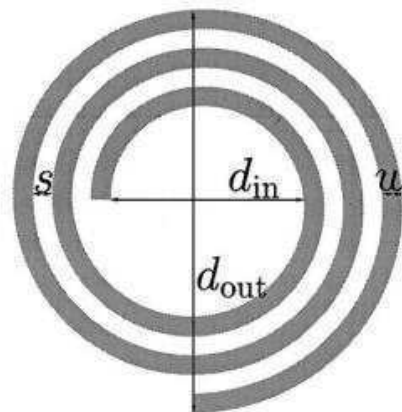
$$L = \frac{\left(\frac{D_{out}}{2}\right)^2 A^2}{(30A - 11D_{in})} \quad (4.1.1)$$

Sendo que  $A$  é uma variável auxiliar apenas, dada por:

$$A = \frac{D_{in} + N(w + s)}{2} \quad (4.1.2)$$

Onde  $D_{out}$  é o diâmetro externo;  $D_{in}$  é o diâmetro interno;  $N$  o número de voltas;  $w$  o diâmetro dos condutores e  $s$  é o espaçamento entre os condutores. A unidade de medida utilizada deve ser polegadas e a indutância é dada em micro Henry.

Figura 33 - Modelo geométrico de um indutor planar tipo espiral



Fonte: (Sunderarajan S. Mohan, 1999)

O Instituto Tesla, localizado na Alemanha, dispõe em sua página na internet um simulador para cálculo da indutância aproximada utilizando a equação simplificada mostrada em (4.1.1).

Através do simulador disponível em (Tesla Institute, 2019) calculou-se então a quantidade de espiras necessárias para obter um indutor planar com as características descritas no Quadro 2.

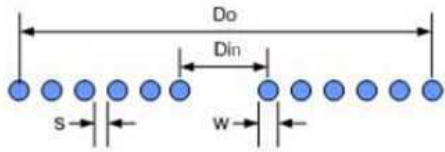
Quadro 2 – Características desejadas para o indutor planar

Característica	Valor Aproximado
Diâmetro interno ( $D_{in}$ )	8 cm
Diâmetro aproximado do fio utilizado ( $w$ )	0,5 mm
Espaçamento aproximado entre os fios ( $s$ )	0,4 mm
Indutância desejada	28 $\mu$ H

Fonte: produção do próprio autor.

Os resultados obtidos são mostrados na Figura 34. Note que foram necessárias 13 voltas (espiras) para alcançar a indutância desejada, resultando numa espira planar de aproximadamente 10 cm de diâmetro externo.

Figura 34 - Cálculo da indutância para o espiral planar



Diâmetro interno ( $D_{in}$ ):	80	mm
Número de Voltas (N):	13	
Diâmetro do condutor ( $w$ ):	0.5	mm
Espaço entre os condutores ( $s$ ):	0.4	mm
<b>Indutância (L):</b>	<b>28.228</b>	<b><math>\mu</math>H</b>
<b>Diâmetro externo (<math>D_{out}</math>):</b>	<b>103.399</b>	<b>mm</b>
<b>Comprimento do condutor:</b>	<b>3.745</b>	<b>m</b>

Calculate Clear

Fonte: (Tesla Institute, 2019). Traduzido pelo autor.

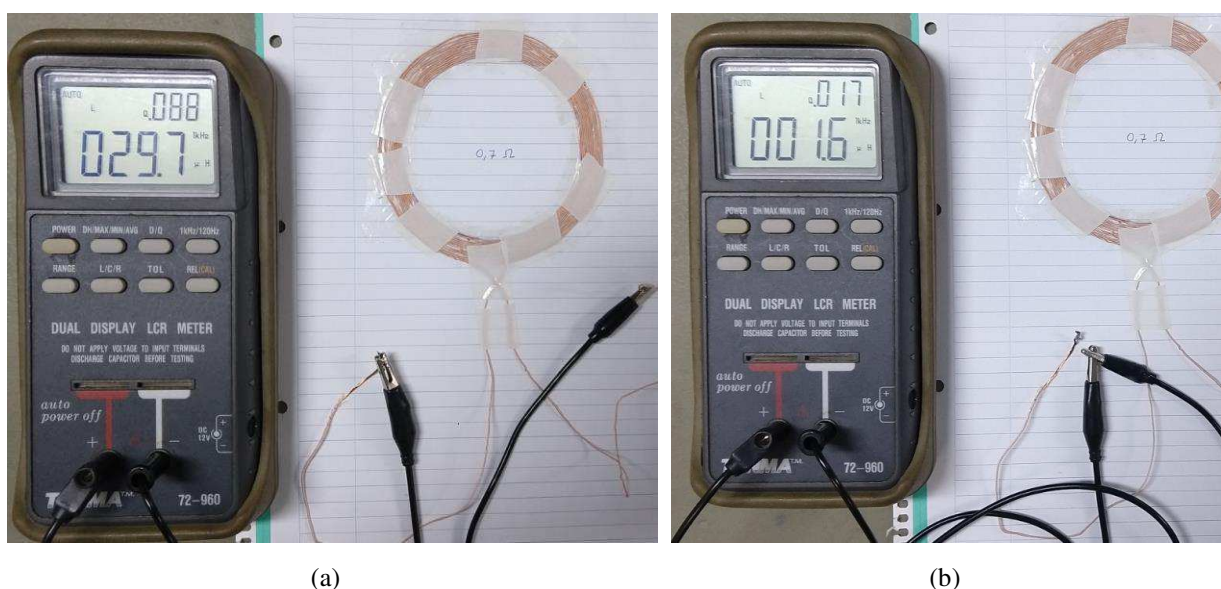
Com base nos resultados obtidos no simulador para o cálculo da quantidade de voltas necessárias e o comprimento do fio necessário, foi realizada a compra de 10m (3,75m para cada indutor + perdas) de um condutor especial para altas frequências, chamado de fio Litz.

De acordo com (Qwika, 2019):

Fio de Litz é um tipo especial de condutor usado na eletrônica. Consiste em muitos fios individuais finos, revestidos de uma película isolada e trançados, assim aumentando a área de superfície do condutor, de modo a reduzir-se as perdas associadas ao efeito pelicular quando usado com aplicações de alta frequência.

Dessa forma, utilizou-se o fio Litz para construir os indutores planares, enrolando o fio manualmente, como mostrado na Figura 35.

Figura 35 - (a) Medição da indutância da espira planar. (b) Medição da indutância dos fios.



Como pode ser observado, a medição direta da indutância resultante foi de  $29,7 \mu\text{H}$ . Entretanto, o valor medido da indutância intrínseca ao fio utilizado para a medição é de aproximadamente  $1,6 \mu\text{H}$ , como mostrado na Figura 35 (b).

Dessa forma, quando descontado o valor medido da indutância própria do fio do instrumento de medição, a indutância do espiral planar é de aproximadamente  $28,1 \mu\text{H}$ . O que é bem próximo do valor calculado anteriormente. A resistência medida foi de aproximadamente  $0,5\Omega$ .

Vale ressaltar que o indutor secundário foi construído com as mesmas características e quantidades de espiras. Sendo assim, ambos os indutores (primário e secundário) foram considerados como sendo de aproximadamente  $28 \mu\text{H}$ .

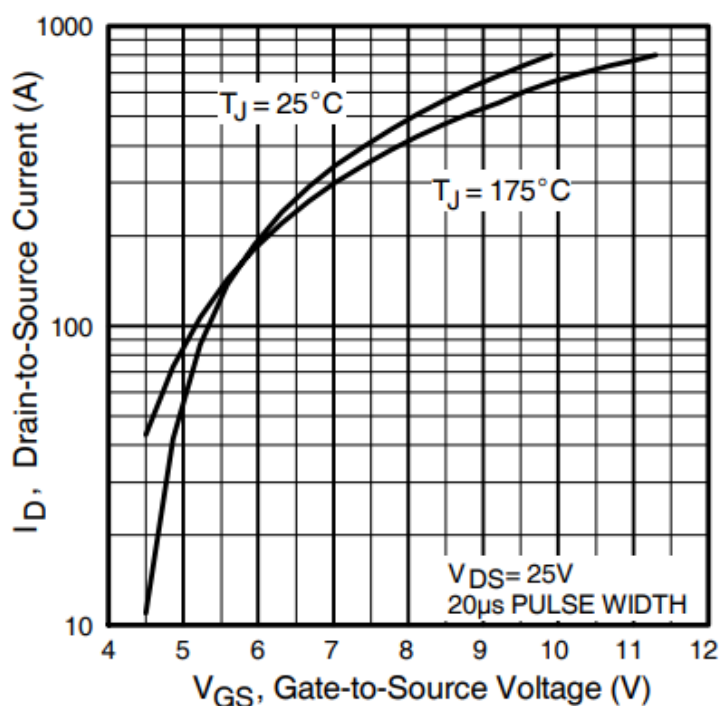
## 4.2 O Inversor de frequência

O inversor de frequência tipo ponte completa foi implementado com base na simulação apresentada no capítulo anterior.

Diferentemente da simulação, onde os MOSFETs são considerados ideais (com exceção da resistência de condução), em uma aplicação real o sinal de tensão  $V_{GS}$  entre o *gate* (porta) e *source* (fonte) deve ser suficientemente grande para que o campo elétrico resultante no *gate* do componente faça com que o MOSFET esteja na região de saturação, criando um canal de baixa resistência permitindo o fluxo de corrente entre o *drain* (dreno) e *source*.

O nível mínimo de tensão deve estar de acordo com a folha de dados (*datasheet*) do modelo utilizado. A Figura 36 a seguir, mostra a curva de tensão recomendada para o modelo IRF1404 em relação ao nível de corrente nominal de serviço.

Figura 36 - Relação da tensão do *gate* pela corrente nominal de serviço (IRF1404)



Fonte: (International Rectifier)

Como pode ser observado, a tensão entre o *gate* e o *source* do MOSFET ( $V_{GS}$ ) utilizado deve ser de pelo menos 4V.

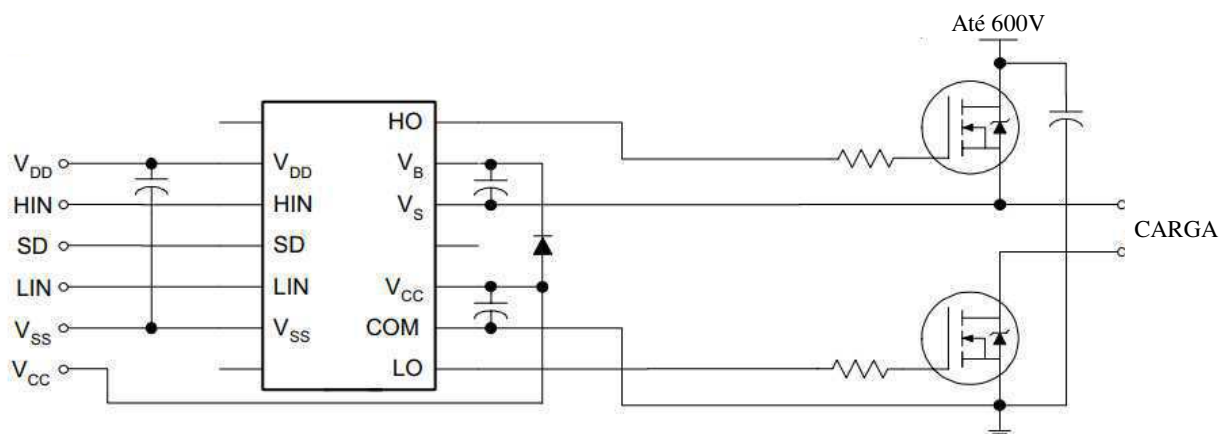
Note também, que quando maior a tensão aplicada, maior é a corrente de operação. Isso se deve pois em tensões próximas à mínima de ativação, o semiconductor funciona abaixo de sua região de saturação (região trípodo), apresentando uma resistência de condução maior e conseqüentemente dissipando maior potência em forma de calor.

Uma vez que os pinos de saída dos microcontroladores geralmente não fornecem mais do que 5V, faz-se necessária a utilização de um "driver" de tensão e corrente, aumentando-se a tensão e a corrente do sinal de controle que será gerado pelo microcontrolador.

O driver de tensão escolhido foi o circuito integrado IR2110, amplamente difundido em aplicações práticas, podendo ser utilizado para acionamento de MOSFETs ou até mesmo BJTs em uma frequência de até 1MHz.

A forma de conexão típica do CI IR2110 é mostrada na Figura 37. Observe que cada unidade é capaz de acionar um par de transistores, sendo um deles com referência no nível de tensão alta (HO - *High Output*) e outro no nível de tensão de referência (LO - *Low Output*).

Figura 37 - Conexão típica driver de tensão e corrente (IR2110)



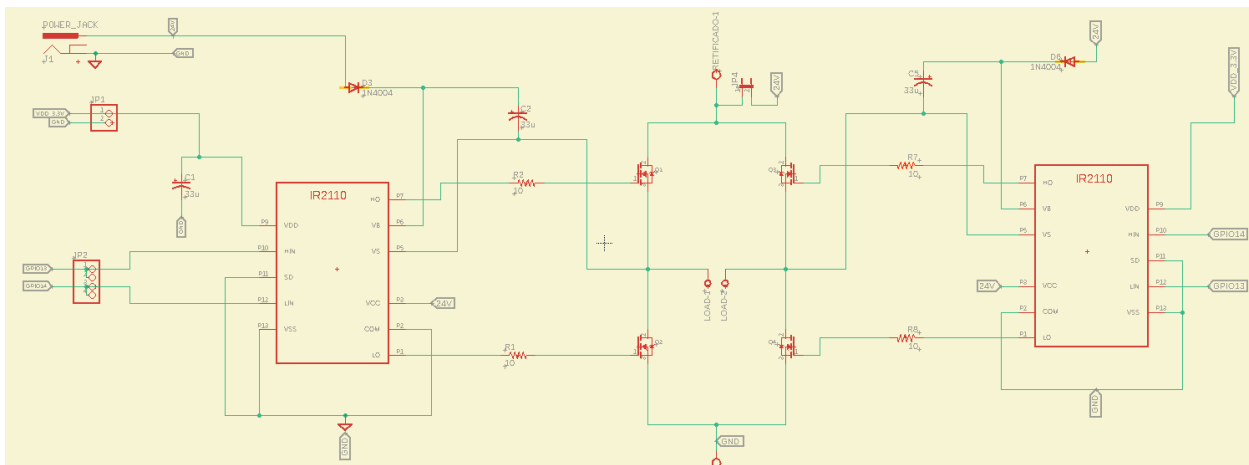
Fonte: (International Rectifiers, 2005). Adaptado pelo autor.

Dessa forma, como o inversor de ponte completa requer o acionamento de 4 MOSFETs (dois no lado de alta tensão e outros dois no lado de baixa) foram necessários dois drivers para o circuito de controle.



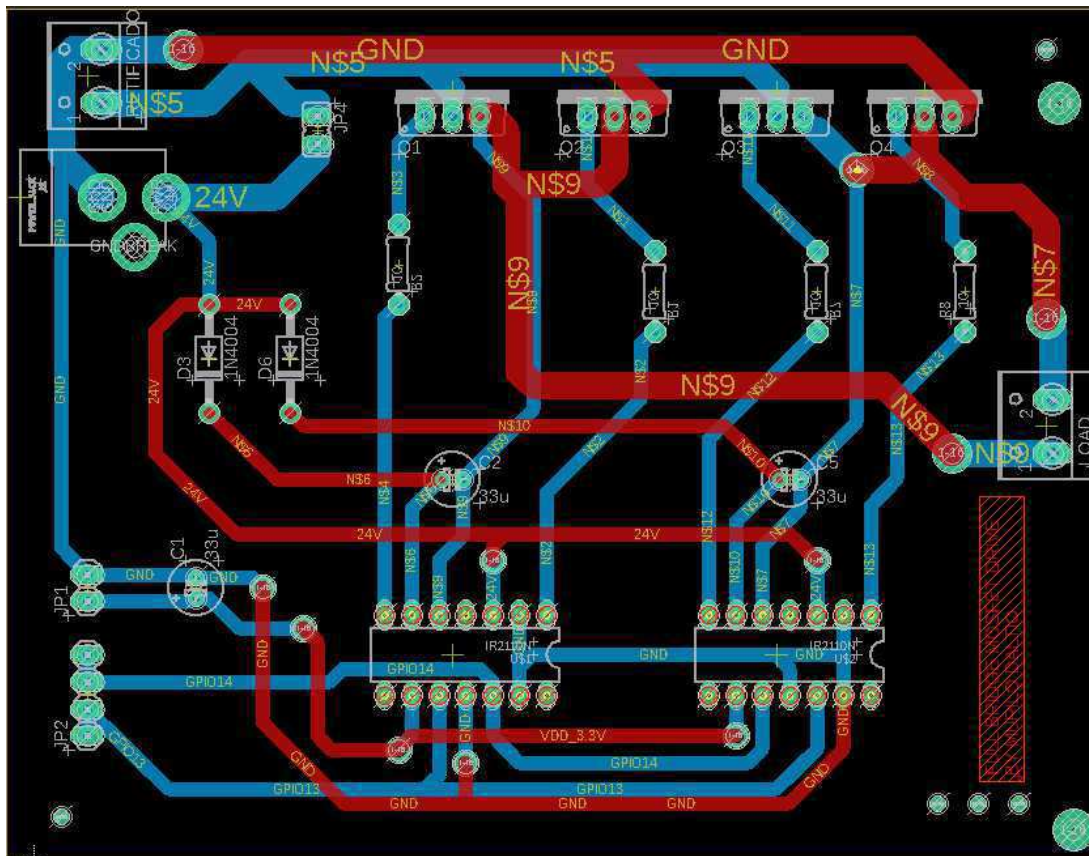
Para o projeto da placa de circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*), foi utilizado o *software* EAGLE dispendo de licença gratuita. O esquemático e o layout da placa são mostrados na Figura 38 e Figura 39, respectivamente.

Figura 38 - Esquemático da placa de circuito impresso para o inversor de frequência



Fonte: produção do próprio autor.

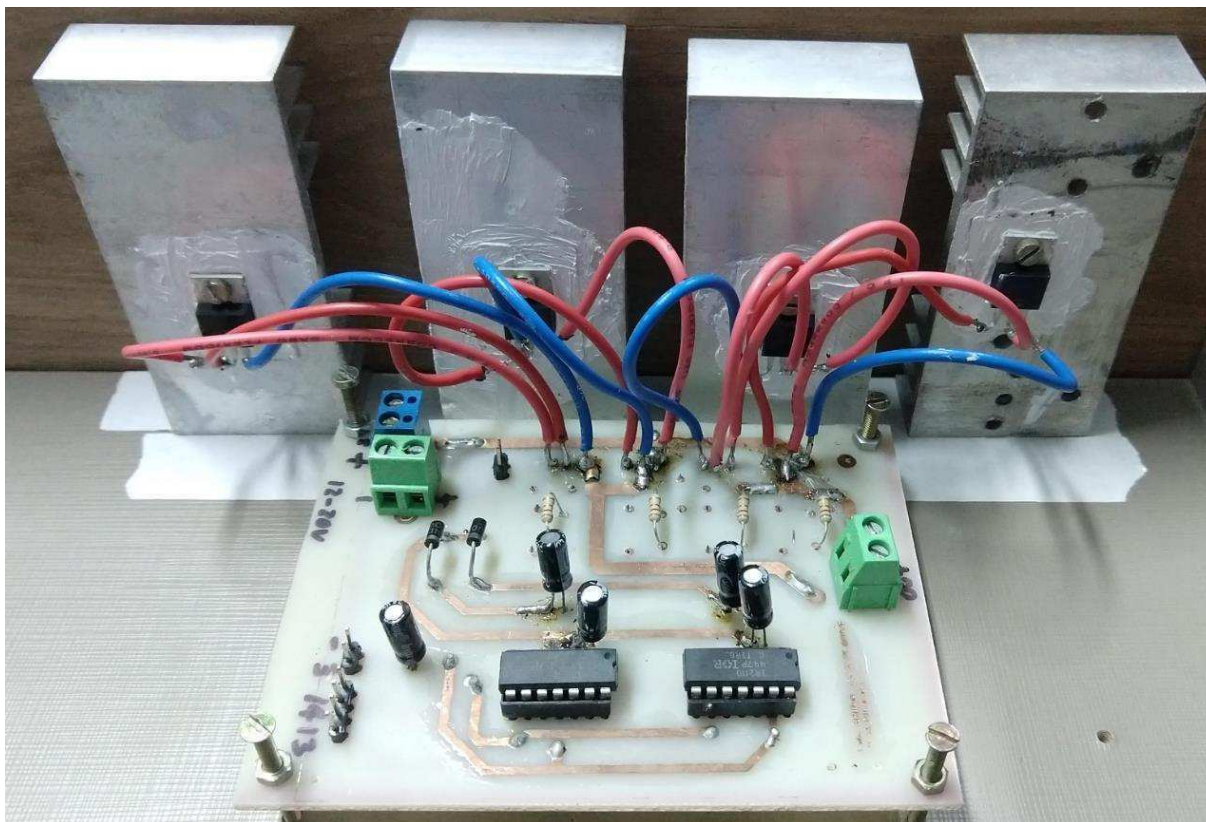
Figura 39 - Layout da placa de circuito impresso para o inversor de frequência



Fonte: produção do próprio autor.

Após o desenvolvimento do esquemático e do layout no EAGLE, a placa de circuito impresso foi confeccionada pelo método de transferência térmica. A Figura 40 mostra o circuito do inversor de frequência após a soldagem de todos os componentes.

Figura 40 - Placa de circuito impresso do inversor de frequência



Fonte: produção do próprio autor.

### 4.3 O Controlador da fonte primária

Uma vez que o inversor de frequência tipo ponte completa foi construído, faz-se necessário algum tipo de circuito auxiliar para a geração dos sinais de controle para os *drivers* de corrente e tensão IR2110.

Existem diversos tipos de circuitos integrados (CIs) próprios para a geração de PWM, com a possibilidade do controle do tempo útil (*duty cycle*) do sinal de saída. Como é o caso do CI modelo TL594 (Texas Instruments, 2016).

Entretanto, a maioria dos circuitos integrados geradores de PWM disponíveis não dispõem da possibilidade de ajuste da frequência do sinal gerado durante seu funcionamento, sendo necessário o total desligamento e troca dos componentes passivos auxiliares do circuito (resistores e capacitores).

Dessa forma, optou-se pela utilização de um microcontrolador com tempo de chaveamento suficientemente rápido (*clock*) para a geração do PWM desejado com alta frequência e boa resolução.

O microcontrolador escolhido foi o modelo ESP32 do fabricante ESPRESSIF, embarcado na placa de desenvolvimento T-Beam, mostrado na Figura 41. Algumas de suas características básicas são listadas a seguir:

- Possui dois Microprocessadores Xtensa® 32-bit LX6 com até 600 DMIPS;
- Clock de 160 a 240 MHz;
- 2 x Conversores ADC SAR 12-bits com até 18 canais
- Alimentação VCC de 2,3V a 3,6V CC;
- 34 × Portas programáveis GPIOs;
- Memória ROM interna de 448K Bytes (para *Boot* e *Core*);
- Memória RAM estática interna de 520K Bytes;
- Memória externa (total 4) – suporte para até 16M Bytes Flash e 16M Bytes SRAM;
- Real Time Clock com 16K Bytes de SRAM;
- Interface WIFI 802.11 b/g/n – 802.11 n (2.4 GHz), até 150 Mbps;
- Interface Bluetooth v4.2 BR/EDR e Bluetooth LE (*low energy*);
- Dois grupos de Timers – 4 timers de 64 Bits;
- Aceleradores de hardware (criptografia) – AES, SHA, RSA e ECC;
- Consumo de corrente máxima com WIFI – 240 mA ;

Note que seu *clock* de funcionamento pode chegar a 240 MHz, permitindo assim a geração do sinal de controle de alta frequência com ótima resolução através da implementação de interrupções por tempo.

Figura 41 - Microcontrolador T-Beam (ESP32)



Fonte: (Allan, 2018)

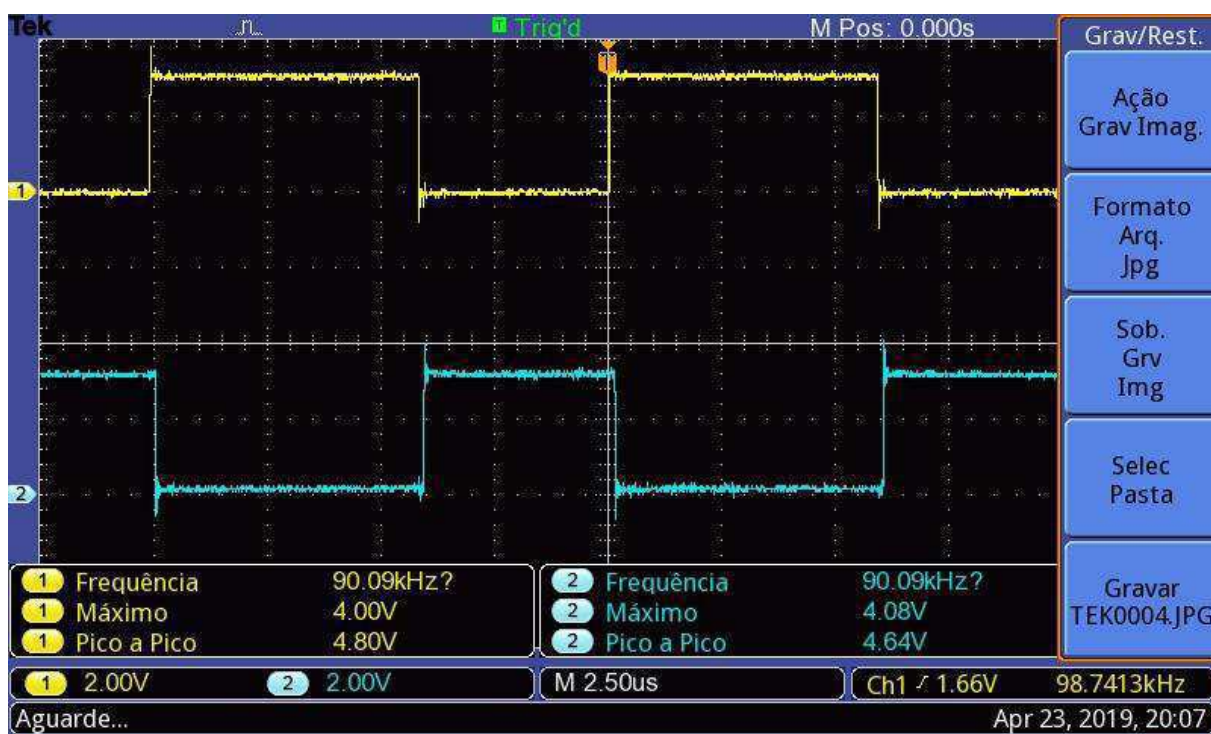
Outra vantagem deste microcontrolador é que ele já possui interface de comunicação Wi-Fi embarcado em sua placa, que será utilizada como meio de comunicação para realizar a realimentação dos dados do receptor (ver Seção 4.5).

Em princípio, os sinais de controle para cada par de MOSFET seriam gerados separadamente em dois pinos de saída do microcontrolador, sendo um deles o espelho do outro, de forma a garantir que um mesmo lado da ponte (dois transistores em série) seja ativado ao mesmo tempo, colocando a fonte em curto. Também foi implementado um "tempo morto" de alguns nanosegundos para aguardar o tempo de subida e descida do MOSFET, como mostrado na Figura 42.

Entretanto, no decorrer dos testes com os ressonadores, foi identificado que os sinais de controle não estavam sendo mantidos com o *duty cycle* em 50% para os dois sinais dos pinos separados (observar na Figura 42 que os tempos do sinal em alto e baixo não são os mesmos). O que ocorreu provavelmente devido ao tempo de processamento que o microcontrolador demandou para a implementação das interrupções separadamente, quando o código principal se tornou mais robusto.



Figura 42 - Sinal de controle gerado com portas independentes do ESP32



Fonte: produção do próprio autor.

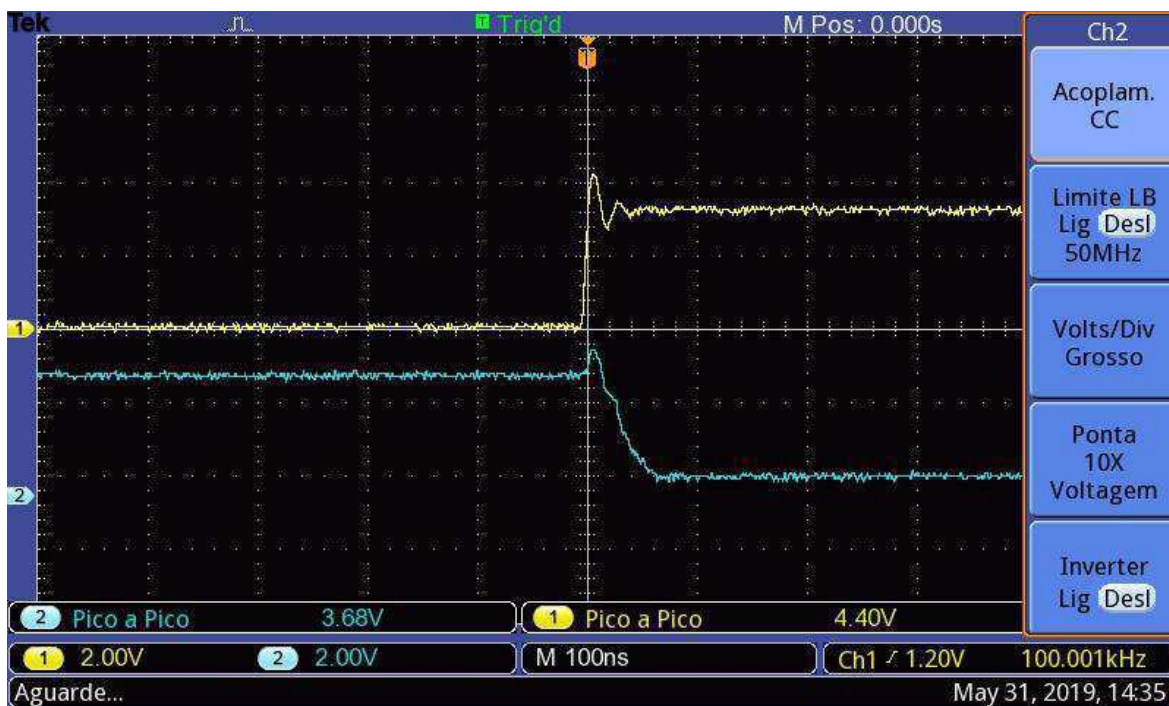
Dessa forma, foi necessário implementar os sinais de controle do inversor de frequência com apenas um pino de saída do ESP32 e fazendo o “espelhamento” com um circuito integrado de uma porta inversora (porta lógica NOT) externamente.

Tal solução encontrada teve uma consequência no projeto: a presença de atraso no tempo de resposta imposto pela porta lógica fez com que, num curto período de tempo, os dois sinais de controle estejam ativos ao mesmo tempo. O atraso do CI é de aproximadamente 45ns, como mostrado na Figura 43.

Neste curto período de tempo em que os dois sinais de controle estão ativos, os MOSFETs do inversor são ativados simultaneamente, implicando num pulso elevado de corrente na fonte de alimentação. O que acabou causando uma pequena elevação da corrente média da fonte primária e um aquecimento acima do esperado nos componentes.

Com o aumento da corrente média da fonte primária, houve uma pequena diminuição da eficiência total do sistema. Apesar disso, houve aumento significativo da potência transmitida devido à melhor precisão do *duty cycle*, antes menor do que 50%.

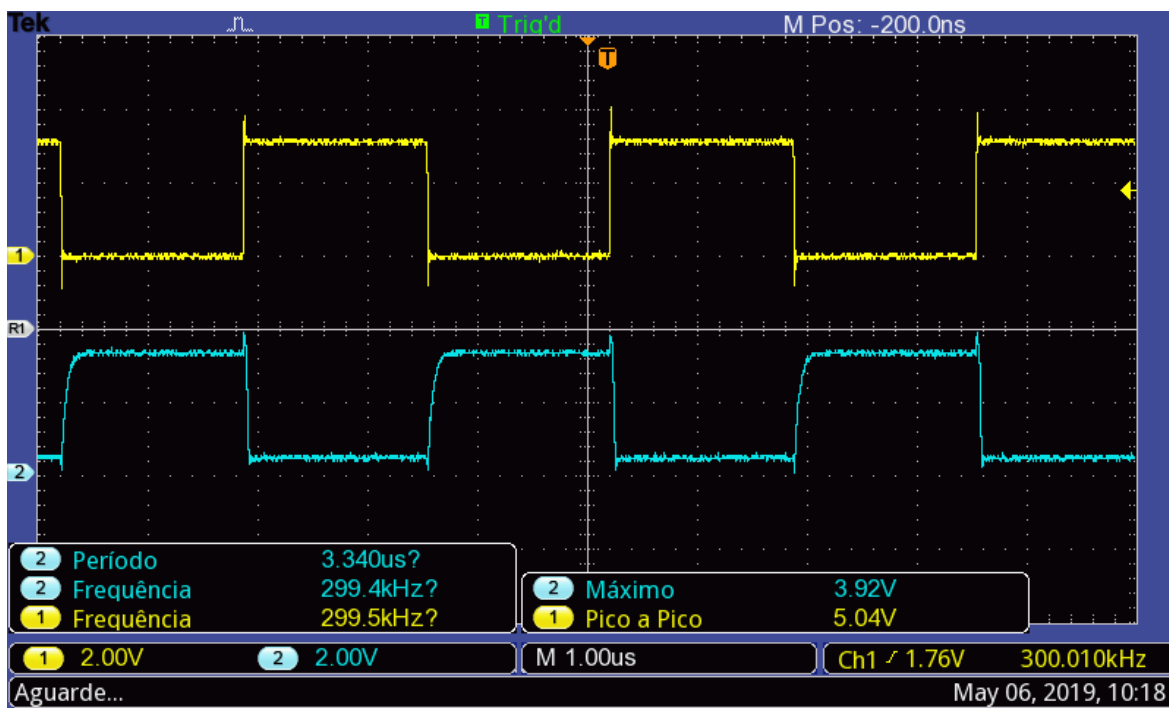
Figura 43 - Atraso da porta lógica NOT para o sinal de controle



Fonte: produção do próprio autor.

Por fim, o sinal de controle gerado é mostrado na Figura 44. Vale ressaltar que o *duty cycle* é mantido em 50% e a frequência é controlada pelo ESP32.

Figura 44 - Sinal de controle gerado com porta única do ESP32 e porta lógica NOT



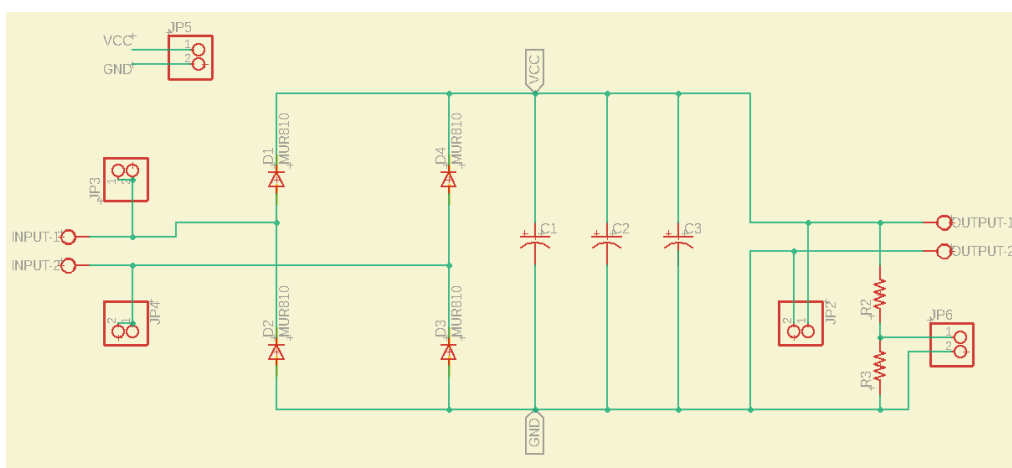
Fonte: produção do próprio autor.

#### 4.4 O retificador da carga

Como visto na Seção 3.2.2, após o ressonador secundário, foi previsto um circuito retificador de onda completa, a fim de converter o sinal de corrente alternada (CA) novamente para corrente contínua (CC).

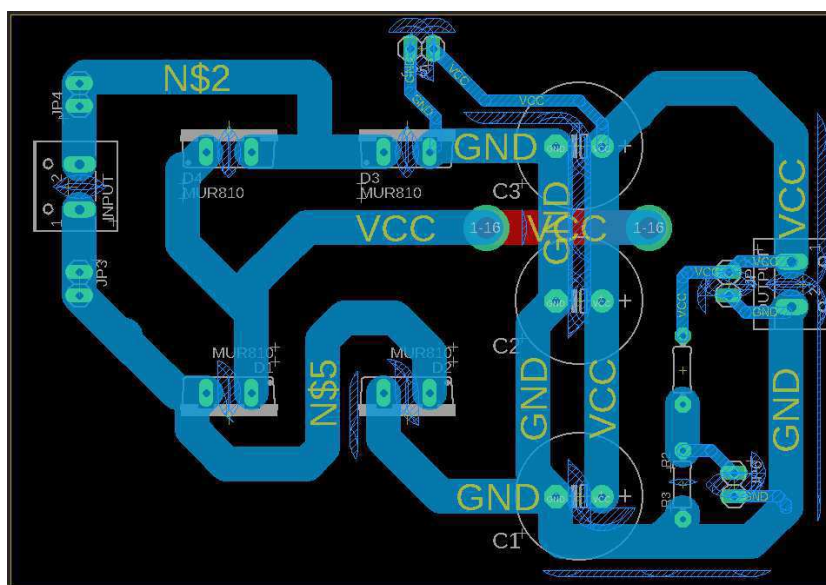
Da mesma forma que o inversor, foi desenvolvido no EAGLE o esquemático e o layout da placa de circuito impresso, mostrados respectivamente na Figura 45 e Figura 46. Os capacitores C1, C2 e C3 são de 470  $\mu\text{F}$  cada.

Figura 45 - Esquemático da placa de circuito impresso para o retificador da carga



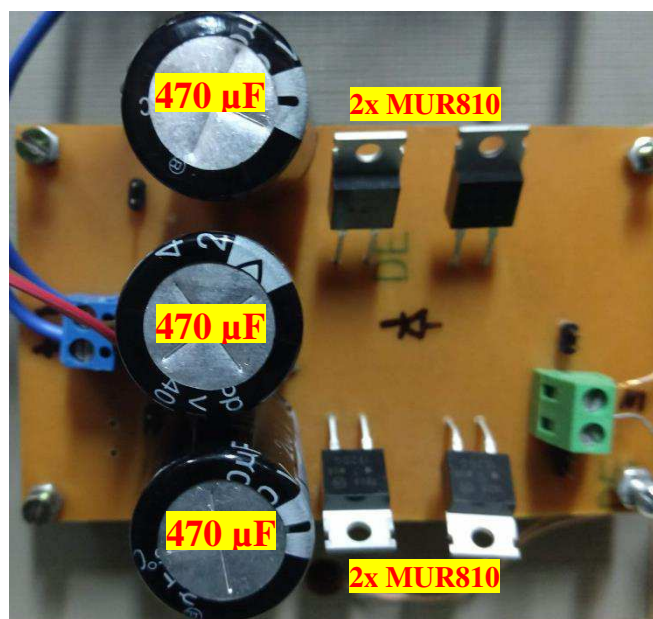
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 46 - Layout da placa de circuito impresso para o retificador da carga



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 47 – Placa de circuito impresso do retificador da carga



Fonte: produção do próprio autor.

#### 4.5 Protocolo de comunicação entre a carga e a fonte primária

Como visto na simulação apresentada na Seção 3.4, o método de controle automático da frequência do inversor para a busca do ponto de operação de maior potência na carga requer uma realimentação do sinal de tensão retificado para que a frequência do PWM seja ajustada.

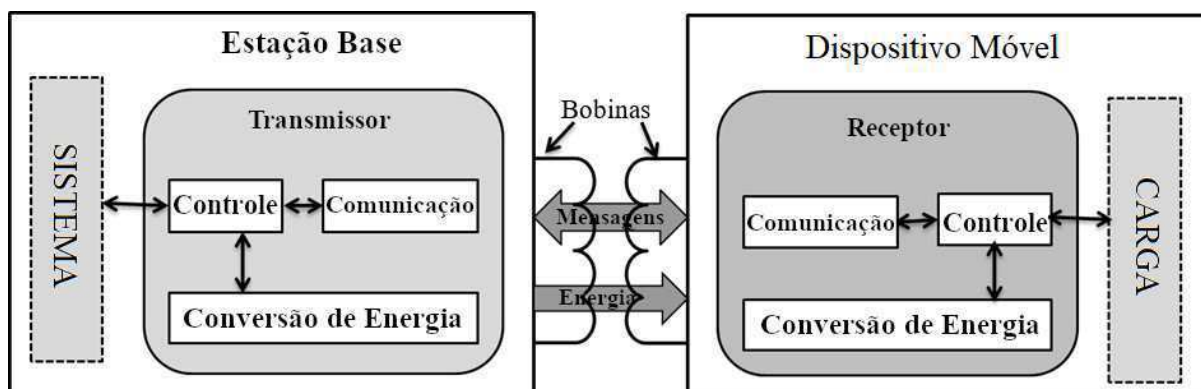
Existem padrões de comunicação para sistemas de transmissão de energia sem fio que utilizam o próprio campo magnético concatenado entre os indutores para transmitir os pacotes de dados. De forma simplificada, o sinal de dados é modulado no campo magnético de um dos ressonadores e, em seguida, demodulado no outro.

Um dos padrões mais utilizados pelos grandes fabricantes de carregadores sem fio é o padrão Qi, já mencionado em capítulos anteriores. A comunicação pode ser bidirecional (fonte-carga ou carga-fonte). Sua implementação pode ser exemplificada na Figura 48.

Devido à complexidade de implementação do padrão de comunicação através da modulação do próprio campo concatenado, foi necessário encontrar meios alternativos para a tarefa de realimentação da tensão na carga.



Figura 48 – Diagrama de um sistema de transmissão e energia sem fio com comunicação



Fonte: (PATEL, 2016)

Para realizar tal tarefa sem perder a essência da não existência de fios entre a fonte e a carga, optou-se pela utilização de outro microcontrolador com disponibilidade de conexão Wi-Fi.

O microcontrolador utilizado para a leitura da tensão na carga e a comunicação com o controlador da fonte primária foi o ESP8266 (Figura 49). Uma versão precursora do ESP32.

Figura 49 – Placa de desenvolvimento ESP8266

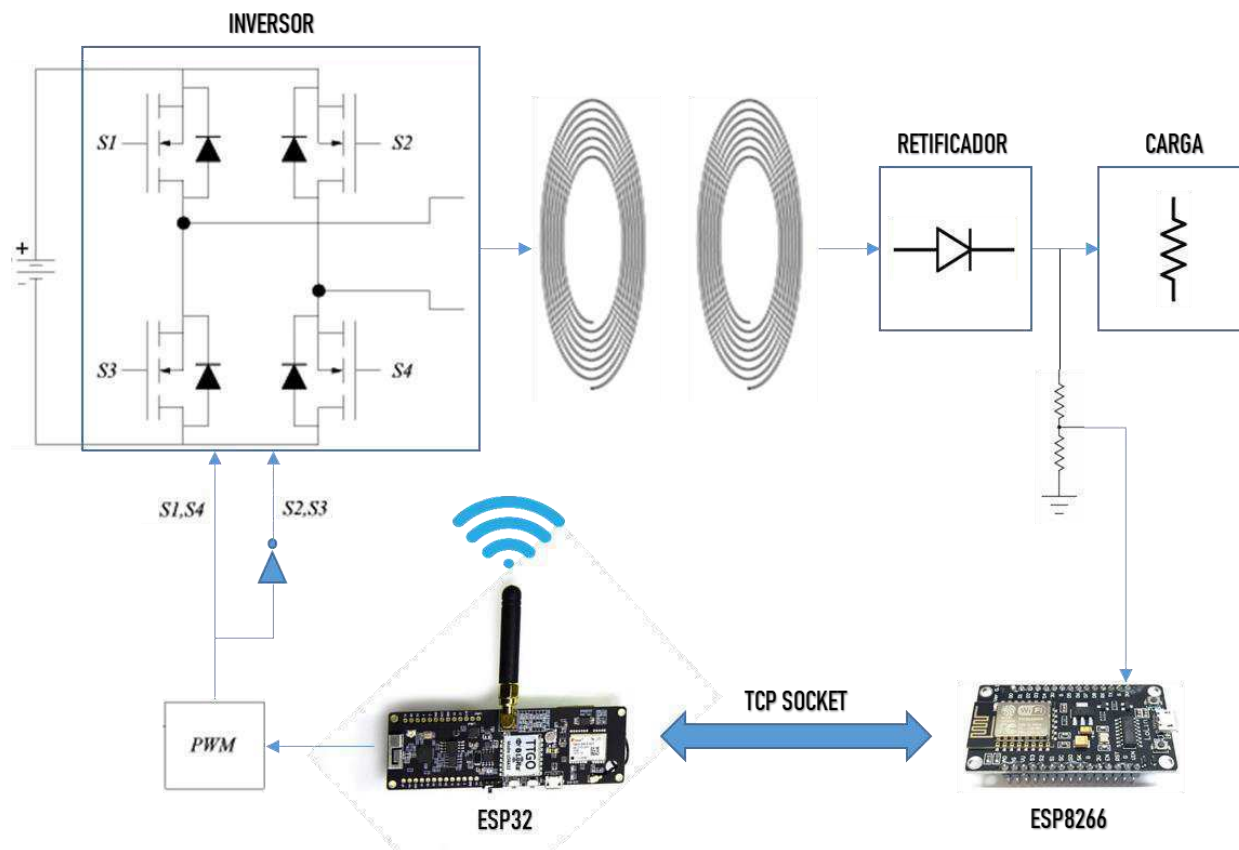


Fonte: Produção do próprio autor.

Em seguida, a interface Wi-Fi do ESP32 foi configurada para trabalhar no modo de ponto de acesso (*Access Point*), ou seja, a rede Wi-Fi de comunicação será gerada pelo próprio controlador da fonte.

O controlador da carga foi então configurado para reconhecer a rede Wi-Fi gerada pelo ESP32 e se conectar a ela. Os dados são então transmitidos através de uma conexão TCP entre os dois microcontroladores, conforme ilustrado na Figura 50.

Figura 50 – Ilustração da transmissão de dados entre a carga e a fonte



Fonte: produção do próprio autor.

Observe que a tensão na carga é obtida através de um divisor de tensão. Isso se deve, pois, o pino de leitura analógica do ESP8266 possui tensão de entrada máxima de 3.3V.

Uma vez que a impedância da carga considerada possui resistência constante e reatância nula, a potência recebida ( $P_L$ ) pode então calculada por meio da Equação (4.5.1) e transmitida para o controlador primário via conexão Wi-Fi.

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} \quad (4.5.1)$$

#### 4.6 O protótipo final

Com intuito de realizar os testes do sistema de transmissão de energia sem fio com diferentes distâncias entre os indutores – e conseqüentemente diferentes valores para o fator de acoplamento – foi desenvolvida uma base de apoio feita em madeira sobre uma guia deslizante, como mostrado na Figura 51.

Figura 51 – Base de apoio com guia deslizante



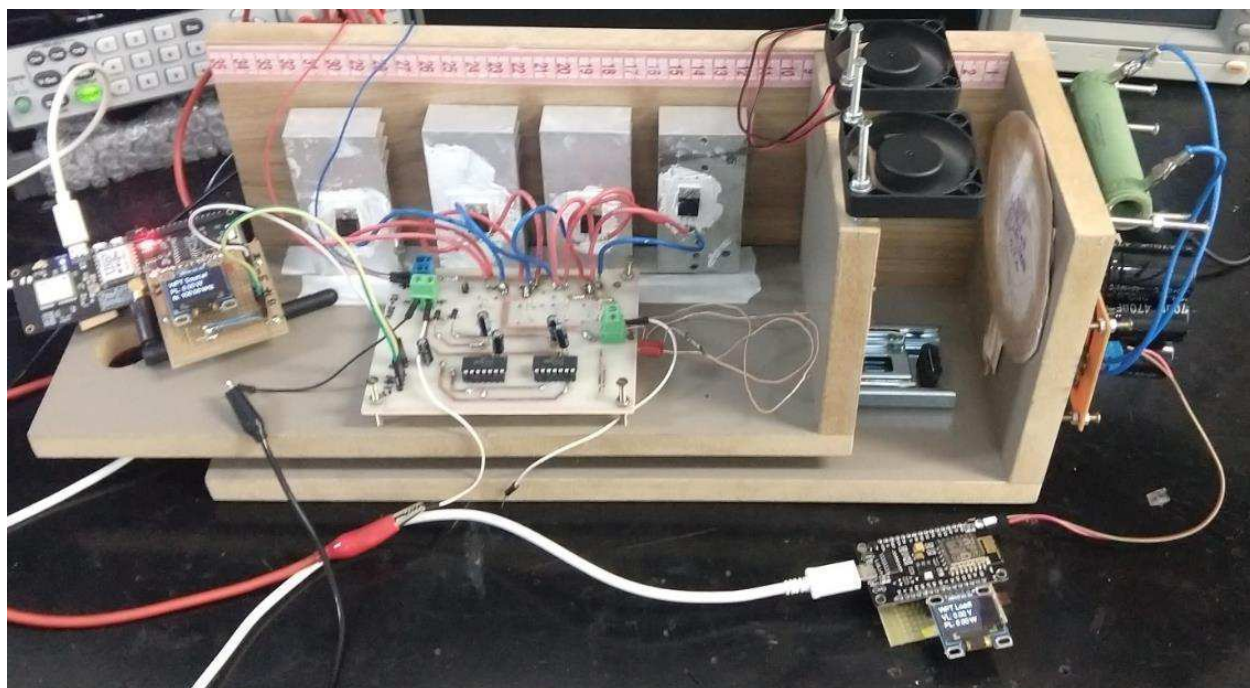
Fonte: produção do próprio autor.

Para fazer as medições de distância entre os indutores planares foi posicionada uma fita métrica na base fixa de madeira, de forma a indicar em que distância a base móvel foi posicionada.

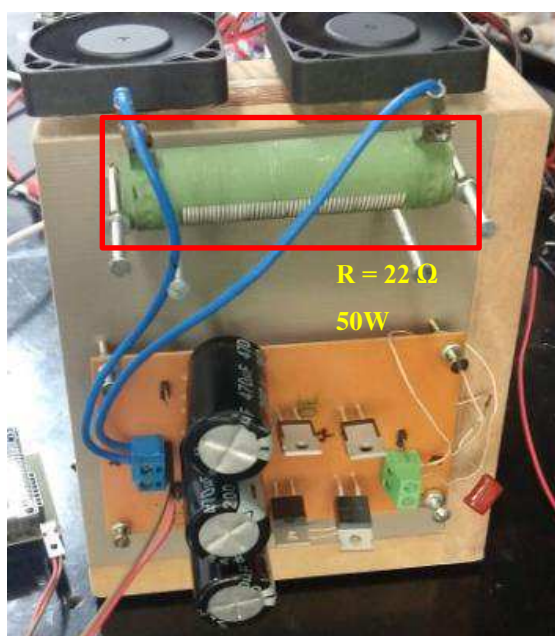
Finalmente, todos os equipamentos e circuitos foram instalados na base de apoio, como mostrado na Figura 52. Observe que foram fixados dois ventiladores acima do espiral primário para resfriar o condutor (fio Litz) e evitar possível danificação por superaquecimento.

Para a carga, foi utilizado um resistor de potência de  $22 \Omega$  e  $50 \text{ W}$  de potência nominal, mostrado na Figura 53.

Figura 52 – Protótipo do sistema completo montado



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 53 – Resistor de potência ( 22  $\Omega$  - 50W)

Fonte: produção do próprio autor.



## 5 EXPERIMENTOS

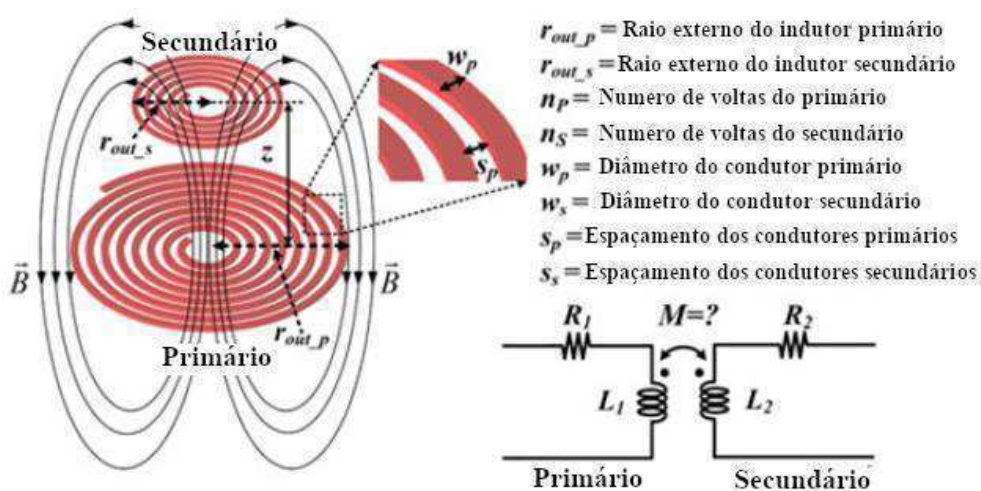
### 5.1 Potência na carga vs. fator de acoplamento (k)

#### 5.1.1 Metodologia para o cálculo experimental do fator de acoplamento

Com o protótipo construído, foram realizadas medições de tensão e corrente na fonte e na carga, a fim de levantar a curva de potência recebida versus fator de acoplamento. Como visto anteriormente, a base de apoio deslizante possui uma fita métrica fixada na parte não móvel, possibilitando assim a medida da distância entre o espiral planar primário e o secundário.

Sabendo-se as características físicas e geométricas dos indutores, é possível estimar o fator de acoplamento entre eles a partir da distância em que eles estão afastados. Entretanto, devido à forma geométrica do espiral planar, calcular o fator de acoplamento não é tarefa trivial: deve ser levado em consideração o número de voltas, diâmetro do condutor, espaçamento entre cada volta, além do diâmetro externo de cada indutor. A Figura 54 ilustra os parâmetros que devem ser considerados para o cálculo da indutância mútua.

Figura 54 – Características geométricas de uma interface de dois indutores planares



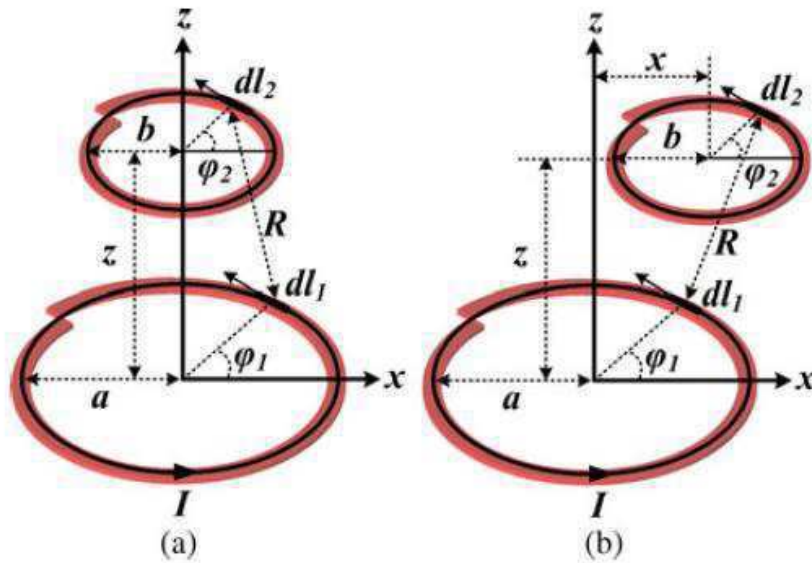
Fonte: (Raju, Wu, Chan, & Yue, 2013). Traduzido pelo autor.

Observe que na ilustração acima, só é considerado o deslocamento coaxial entre os indutores (eixo  $z$ ), sendo que na realidade o indutor secundário pode estar deslocado também de forma lateral e angular do espiral primário.

No trabalho de (Raju, Wu, Chan, & Yue, 2013) propõe-se um modelo compacto para o cálculo da indutância mútua dos indutores: são considerados apenas os casos de deslocamento coaxial e deslocamento lateral, não sendo considerado o deslocamento angular.

Os autores então propõem que a indutância mútua desses dois casos pode ser calculada modelando cada volta do espiral como se fosse apenas uma espira, conforme mostrado na Figura 55.

Figura 55 – (a) Espiras concêntricas de apenas uma volta. (a) Espiras de uma volta com deslocamento axial.



Fonte: (Raju, Wu, Chan, & Yue, 2013)

Considerando uma corrente constante nas espiras concêntricas, a indutância mútua pode ser calculada utilizando-se a equação de Neumann:

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{c_1} \oint_{c_2} \frac{1}{R} d\vec{l}_1 \cdot d\vec{l}_2 \quad (5.1.1)$$

Onde  $R = \sqrt{a^2 + b^2 + z^2 - ab \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}$ . Ao introduzir o parâmetro  $\gamma = 2ab / (a^2 + b^2 + z^2)$ , a Equação (5.1.1) pode ser expressa como segue:

$$M = \frac{\mu_0 ab}{2\sqrt{a^2 + b^2 + z^2}} \int_{\varphi=0}^{\varphi=2\pi} \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \times [1 - \gamma \cos(\varphi_1 - \varphi_2)]^{-1/2} d\varphi_1 \quad (5.1.2)$$

Resolvendo e aplicando simplificações na Equação (5.1.2), obtém-se (Grover, 2004):

$$M = \frac{\mu_0 \pi a^2 b^2}{2(a^2 + b^2 + z^2)^{3/2}} \left( 1 + \frac{15}{32} \gamma^2 + \frac{315}{1024} \gamma^4 \right) \quad (5.1.3)$$

A partir de então, a indutância mútua total entre dois indutores espirais pode ser encontrada somando-se todas as contribuições individuais de cada volta do indutor primário em relação ao secundário e vice-versa.

Para o deslocamento coaxial, a indutância mútua é então dada por

$$M = \rho \times \sum_{i=1}^{i=n_p} \sum_{j=1}^{j=n_s} M_{ij} \quad (5.1.4)$$

$$M_{ij} = \frac{\mu_0 \pi a_i^2 b_j^2}{2(a_i^2 + b_j^2 + z^2)^{3/2}} \left( 1 + \frac{15}{32} \gamma_{ij}^2 + \frac{315}{1024} \gamma_{ij}^4 \right)$$

Onde  $a_i = r_{out\_p} - (n_i - 1)(w_p + s_p) - w_p / 2$ ;  $b_j = r_{out\_s} - (n_j - 1)(w_s + s_s) - w_s / 2$  e  $\gamma_{ij} = 2a_i b_j / (a_i^2 + b_j^2 + z^2)$ . O parâmetro  $\rho$  depende da forma das espiras planares. No caso onde ambas as espiras planares são circulares,  $\rho = 1$ .

### 5.1.2 Dados experimentais

Para a execução do experimento, foi utilizada uma fonte CC regulada em 20V para a alimentação do inversor de frequência, funcionando em 100 kHz. Os parâmetros elétricos aproximados dos componentes utilizados no protótipo são mostrados no Quadro 3. Os valores reais podem variar de acordo com o percentual da precisão no processo de fabricação.

Foram realizadas medidas de tensão e corrente na fonte e na carga começando com uma distância axial entre os indutores de 100mm e aproximando consecutivamente até 1mm. Os dados medidos são mostrados na Tabela 1, a seguir. Note que o fator de acoplamento ( $k$ ) foi estimado a partir da Equação (5.1.4), uma vez que  $M = k \sqrt{L_p L_s}$ .

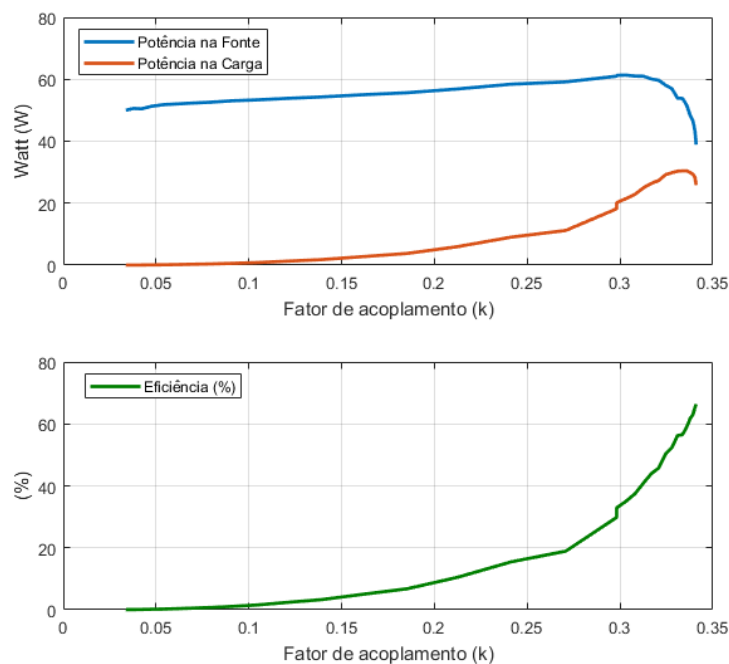
Quadro 3 – Parâmetros dos componentes utilizados no protótipo

Componente	Valor Aproximado
Tensão na Fonte primária ( $V_p$ )	20 VDC
Resistência equivalente primária ( $R_p$ )	0,5 $\Omega$
Indutância primária ( $L_p$ )	28 $\mu$ H
Capacitância primária ( $C_p$ )	100 nF
Resistência equivalente secundária ( $R_s$ )	0,5 $\Omega$
Indutância secundária ( $L_s$ )	28 $\mu$ H
Capacitância secundária ( $C_s$ )	100 nF
Carga resistiva ( $R_L$ )	22 $\Omega$

Fonte: produção do próprio autor.

O Gráfico 4 mostrado abaixo apresenta a curva obtida a partir das medidas experimentais para a potência na fonte e potência recebida pela carga num intervalo de acoplamento calculado para as distâncias dos indutores entre 100mm e 1mm. A potência máxima obtida na carga foi de **30,45 W** com eficiência de **59%**, enquanto que a eficiência máxima obtida foi de **66,4%** para uma potência de **25,8 W**.

Gráfico 4 – Curva experimental da potência e eficiência pelo fator de acoplamento



Fonte: produção do próprio autor.



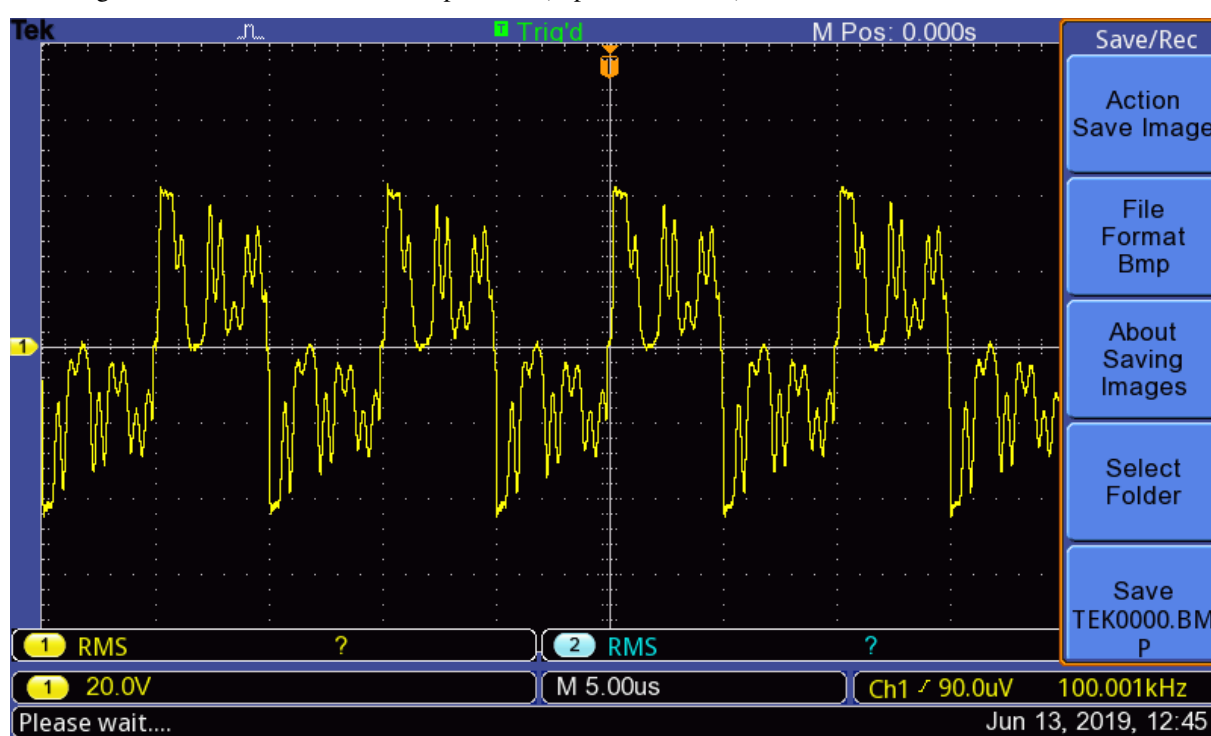
Tabela 1 – Dados medidos experimentalmente

<b>Distância Axial Z [mm]</b>	<b>Fator de Acoplamento k</b>	<b>Corrente Fonte Ip [A]</b>	<b>Potência Fonte [W]</b>	<b>Tensão Carga VL [V]</b>	<b>Corrente Carga IL [A]</b>	<b>Potência Carga [W]</b>	<b>Eficiência (%)</b>
100	0,033704	3	50	0,71	0,03	0,0213	0,04%
95	0,037709	2,529	50,58	0,89	0,03	0,0267	0,05%
90	0,042326	2,524	50,48	1,08	0,04	0,0432	0,09%
85	0,047669	2,565	51,3	1,35	0,06	0,081	0,16%
80	0,053871	2,59	51,8	1,65	0,07	0,1155	0,22%
75	0,061095	2,602	52,04	2	0,09	0,18	0,35%
70	0,069535	2,616	52,32	2,49	0,11	0,2739	0,52%
65	0,079422	2,63	52,6	2,95	0,13	0,3835	0,73%
60	0,091023	2,653	53,06	3,56	0,16	0,5696	1,07%
55	0,104643	2,668	53,36	4,35	0,19	0,8265	1,55%
50	0,120607	2,692	53,84	5,32	0,24	1,2768	2,37%
45	0,139228	2,715	54,3	6,35	0,28	1,778	3,27%
40	0,160747	2,75	55	7,76	0,35	2,716	4,94%
35	0,185221	2,783	55,66	9,19	0,41	3,7679	6,77%
30	0,212371	2,844	56,88	11,45	0,52	5,954	10,47%
25	0,241384	2,921	58,42	14,12	0,64	9,0368	15,47%
20	0,270743	2,958	59,16	15,76	0,71	11,1896	18,91%
15	0,298177	3,05	61	20	0,91	18,2	29,84%
15	0,298177	3,065	61,3	21	0,96	20,16	32,89%
14	0,303189	3,067	61,34	21,7	0,99	21,483	35,02%
13	0,307988	3,052	61,04	22,4	1,02	22,848	37,43%
12	0,312549	3,05	61	23,3	1,07	24,931	40,87%
11	0,316848	3,005	60,1	24	1,1	26,4	43,93%
10	0,320863	2,984	59,68	24,4	1,12	27,328	45,79%
9	0,324571	2,904	58,08	25,2	1,16	29,232	50,33%
8	0,327951	2,847	56,94	25,5	1,17	29,835	52,40%
7	0,330985	2,695	53,9	25,7	1,18	30,326	56,26%
6	0,333652	2,692	53,84	25,8	1,18	30,444	56,55%
5	0,335938	2,58	51,6	25,8	1,18	30,444	59,00%
4	0,337829	2,414	48,28	25,5	1,17	29,835	61,80%
3	0,339312	2,327	46,54	25,3	1,16	29,348	63,06%
2	0,340378	2,165	43,3	24,8	1,14	28,272	65,29%
1	0,34102	1,945	38,9	23,7	1,09	25,833	66,41%

Fonte: produção do próprio autor.

Durante o experimento foi observado um comportamento interessante na forma de onda em um dos ressonadores enquanto a base móvel era posicionada de modo a aproximar os indutores: é possível observar que, devido à alta frequência de oscilação e a grande não linearidade presente no circuito com componentes não ideais, a forma de onda da tensão que deveria ser quadrada apresentou grandes distorções harmônicas, como mostrado na Figura 56. Note que as oscilações ocorrem em torno da amplitude da fonte primária (20V) e são periódicas.

Figura 56 – Tensão no ressonador primário (capacitor-indutor) antes da ressonância entre os circuitos

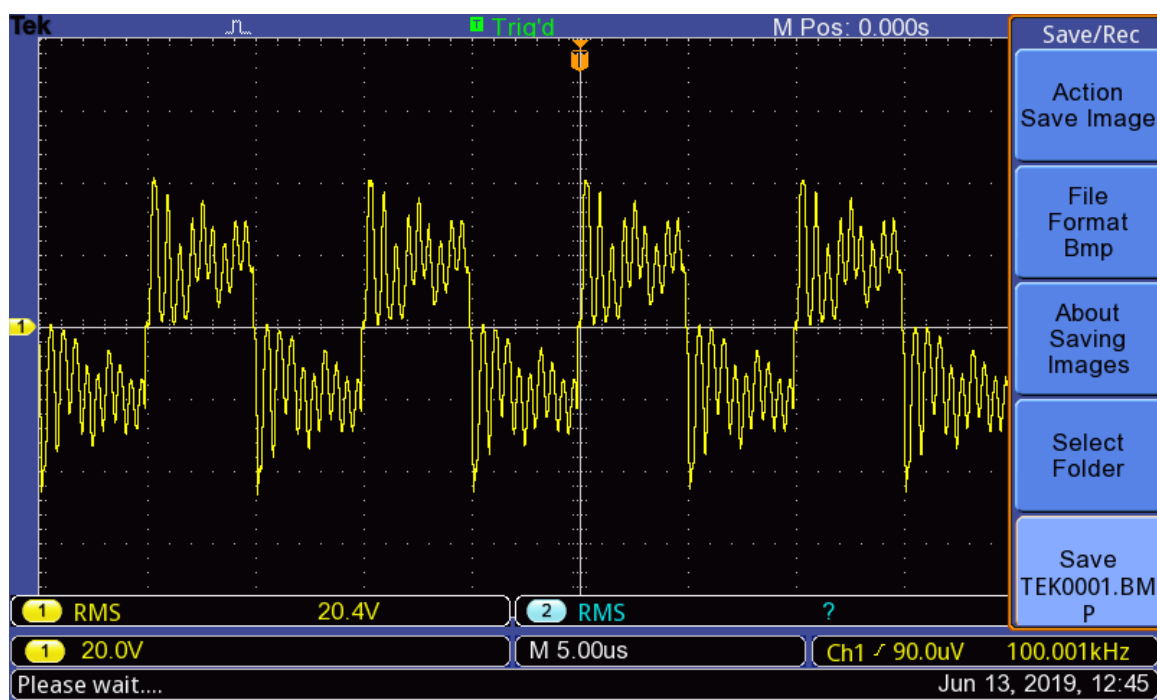


Fonte: produção do próprio autor.

Outra observação interessante foi a variação das características oscilatórias quando os circuitos são aproximados: a forma das oscilações no sinal de tensão se torna mais uniforme, indicando o fenômeno do acoplamento ressonante.

A Figura 56 mostra a forma de onda da tensão com os circuitos primário e secundário afastados tal que o fator de acoplamento seja próximo de zero. Já a Figura 57 mostra a forma de onda quando o sistema é posicionado com fator de acoplamento no qual a máxima potência é transmitida. É possível observar que as frequências das oscilações ficam mais próximas das harmônicas da frequência fundamental.

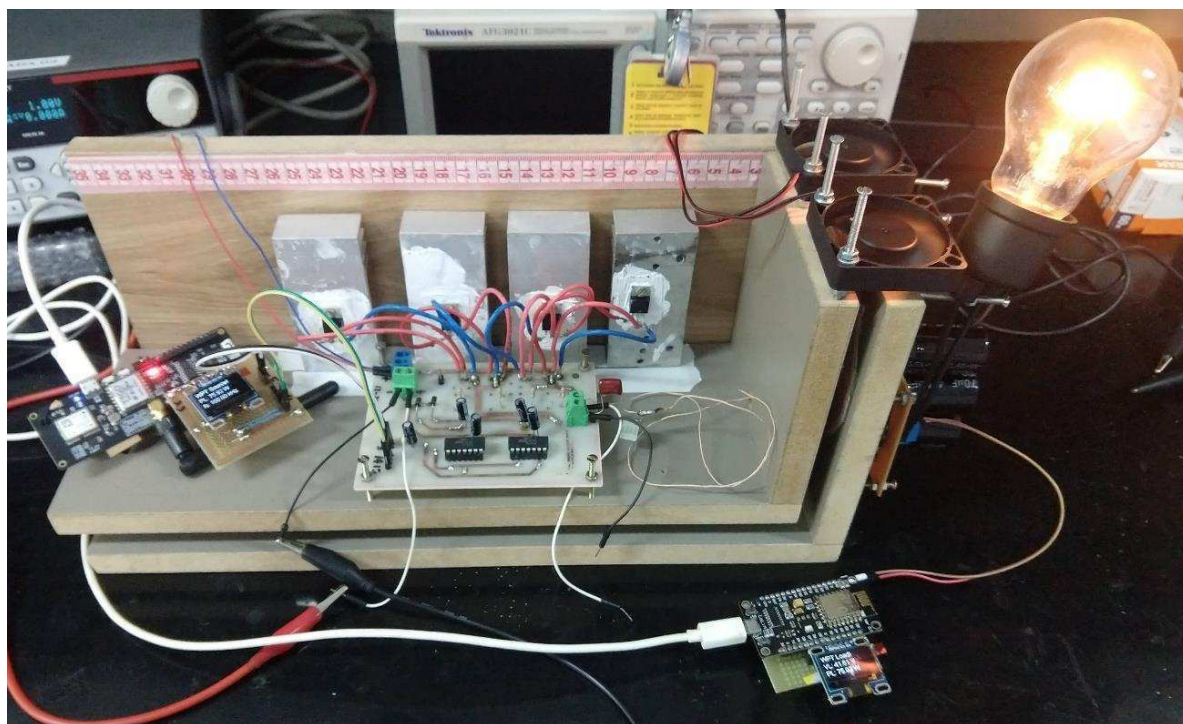
Figura 57 - Tensão no ressonador primário (capacitor-indutor) depois da ressonância



Fonte: produção do próprio autor.

A fim de representar visualmente a potência sendo transmitida, foi realizado um teste com a substituição do resistor de potência por uma lâmpada incandescente, com mesma resistência.

Figura 58 – Experimento com uma lâmpada incandescente de 22  $\Omega$



Fonte: produção do próprio autor.

## 5.2 Potência na carga com o controle automático de frequência

O segundo experimento foi realizado com intuito de observar na prática o comportamento do algoritmo MPPT PO implementado na Seção 3.4.

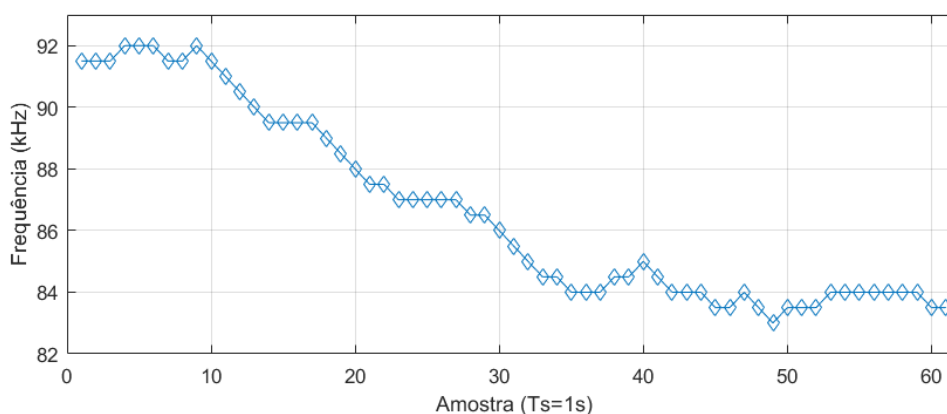
Por questões de segurança e proteção dos componentes, a tensão da fonte CC foi reduzida para 5V. O que não impacta na representatividade do comportamento observado, uma vez que o algoritmo MPPT depende apenas do diferencial de potência na carga.

Os indutores planares foram então posicionados em uma distância arbitrária de aproximadamente 25mm, já com o bloco de controle MPPT ativo. Em seguida, a base móvel foi movimentada abruptamente, afastando as espiras para aproximadamente 60mm, sendo mantida nesta posição para observação do comportamento do sistema.

A Figura 60 mostra o sinal de tensão da carga ( $V_L$ ). O círculo vermelho indica o momento exato em que os indutores foram afastados. Como pode ser observado, após uma queda brusca na tensão da carga, o sinal volta a subir gradativamente. O tempo de amostragem para o controlador foi de 1s e a constante  $C_f$  utilizada foi de 500Hz.

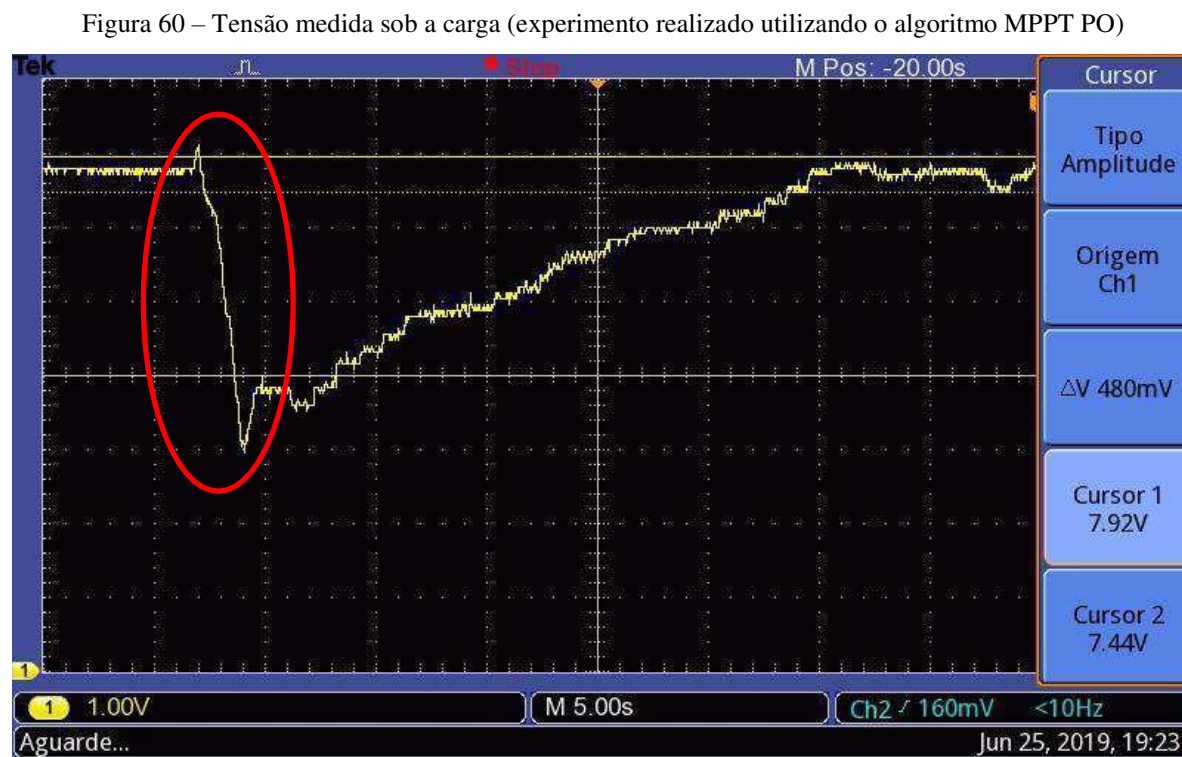
Vale ressaltar que, como a carga é resistiva com valor fixo, o sinal de tensão mostrado acima também representa a potência na carga, de acordo com a Equação (4.5.1). A frequência de operação da fonte (PWM gerado pelo controlador primário) durante o experimento pode ser visto na Figura 59.

Figura 59 – Experimento MPPT PO: frequência de operação do inversor



Fonte: produção do próprio autor.

Observe que antes do afastamento dos indutores, a frequência de operação da fonte estava estabilizada em torno de 92 kHz. Quando os indutores são afastados, o algoritmo MPPT PO faz com que a frequência diminua para um valor próximo de 84 kHz.



Fonte: produção do próprio autor.

De acordo com os cursores posicionados na tela do osciloscópio, é possível notar que o nível de tensão da carga retorna para o mesmo patamar anterior à movimentação dos indutores, indicando assim uma retomada da potência transmitida. O que era esperado vide a simulação realizada na Seção 3.4.

Note também que o diferencial de tensão entre os cursores mostrados na Figura 60 é de aproximadamente **0,48mV**, que para uma carga de **22Ω** significa uma potência de aproximadamente **0,1W**. Exatamente o valor de variação de potência mínima ( $\Delta P$ ) para a execução do algoritmo MPPT PO implementado no controlador da fonte primária.

Por fim, observa-se que o tempo de ajuste de frequência do controlador para alcançar a máxima potência transmitida foi cerca de 25s. Tal ajuste depende primordialmente do tempo de amostragem ( $T_s$ ), que foi ajustado conservadoramente devido à limitação do microcontrolador utilizado na carga e para evitar sobrecarga da comunicação UTP.

## 6 CONCLUSÃO

### 6.1 Discussão dos resultados obtidos

Este trabalho realizou uma investigação relativa ao acoplamento indutivo de acordo com sua aplicação a um sistema de transmissão de energia sem fio. Essa investigação teve foco nos métodos que utilizam o acoplamento indutivo ressonante.

No Capítulo 2 foram analisados os princípios do acoplamento indutivo, descrevendo o fenômeno de indutância mútua e o fator de acoplamento. Os conceitos apresentados serviram como base teórica para o desenvolvimento do equacionamento e análise do acoplamento indutivo ressonante em seções posteriores.

Também no Capítulo 2, foram apresentados o conceito e a análise quantitativa do emprego de sinais de tensão com forma de onda quadrada. Foi mostrado que o sinal de tensão quadrado possui maior potência em relação a um sinal senoidal de mesma amplitude, implicando numa maior potência transmitida para o sistema proposto.

O Capítulo 3 foi responsável por desenvolver o modelo da topologia adotada para a simulação no *software* PLECS. Foi mostrado como foi implementado o circuito inversor de ponte completa utilizando-se MOSFETs para a geração da onda quadrada. Foi possível observar, através de testes iterativos na simulação, que a variação da frequência de operação da fonte de alimentação do ressonador primário influencia na potência recebida pela carga em função do fator de acoplamento dos indutores. Com isso, foi proposta a adaptação da metodologia de busca do ponto de máxima potência (MPPT) utilizada para painéis solares, como forma de controle da frequência para maximização da potência transmitida em sistemas WPT.

No Capítulo 4 é mostrado o processo construtivo do protótipo físico, baseando-se nas simulações realizadas. Devido às características reais dos MOSFETs que não foram consideradas na simulação, foi necessária a utilização de circuitos auxiliares (*drivers*) para amplificar o sinal de controle (PWM) gerado pelo microcontrolador. Também foi apresentada a solução para a transferência da leitura de potência na carga para o microcontrolador da fonte: a utilização de soquetes de conexão Wi-Fi por meio do protocolo TCP.

Finalmente, no Capítulo 5, foram apresentados dois experimentos realizados: o levantamento da curva de potência na fonte e na carga em relação ao fator de acoplamento dos indutores; e o teste experimental do controlador MPPT PO desenvolvido na simulação e implementado no microcontrolador da fonte. Com as medidas experimentais, foi possível observar uma potência máxima recebida pela carga de 30,45 W com eficiência de 59%, utilizando-se uma fonte CC de 20V. A eficiência máxima obtida foi de 66,4% com uma potência de 25,8 W.

## 6.2 Trabalhos futuros

Uma melhoria no arranjo adotado neste trabalho é quanto ao cálculo da potência na carga: para o cálculo da potência na carga pelo circuito receptor foi realizada apenas a leitura da tensão, supondo uma carga resistiva invariante. Tal abordagem deve-se à limitação da quantidade de pinos conversores analógico-digital disponíveis no microcontrolador utilizado (ESP8266). Uma abordagem alternativa é o emprego de outro microcontrolador ou algum tipo de circuito auxiliar, permitindo a leitura de tensão e corrente para o cálculo de cargas variáveis e/ou não puramente resistivas (varistores, baterias, etc).

Para trabalhos futuros, propõe-se o uso de capacitores de capacitância variável, controlados por tensão, a fim de melhorar o ajuste da frequência de ressonância do acoplamento ressonante. Dessa forma, o algoritmo de controle passará a ter dois graus de liberdade ao invés de apenas um.

Em um passo além, espera-se que o ajuste automático de frequência para a transmissão da máxima potência aqui proposto, possa ser utilizado também em sistemas de transmissão com múltiplas frequências multiplexadas, maximizando a potência transmitida em cada canal de ressonância.

## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

A. E. Fitzgerald, C. K. (2006). Máquinas elétricas com introdução à eletrônica de potência. Bookman.

Ahire, D. a. (12 de Maio de 2017). Wireless power transfer system for biomedical application: A review. *Trends in Electronics and Informatics (ICEI), 2017 International Conference on* (pp. 135-140). Tirunelveli, India: IEEE.

Allan, A. (9 de Julho de 2018). *The TTGO T-Beam, an ESP32 LoRa Board*. Acesso em 05 de Junho de 2019, disponível em Hackster.io: <https://blog.hackster.io/the-ttgo-t-beam-an-esp32-lora-board-d44b08f18628>

Allen M. Hawkes, A. R. (14 de Outubro de 2013). A microwave metamaterial with integrated power harvesting functionality. *Applied Physics Letters* 103(103). doi:10.1063/1.4824473

Andreas Berger, M. A. (Novembro de 2015). A Wireless Charging System Applying Phase-Shift and Amplitude Control to Maximize Efficiency and Extractable Power. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 30(11), 6338 - 6348. doi:10.1109/TPEL.2015.2410216

Battery University. (2017). *BU-412: Charging without Wires*. Acesso em 21 de Outubro de 2018, disponível em [https://batteryuniversity.com/index.php/learn/article/charging\\_without\\_wires](https://batteryuniversity.com/index.php/learn/article/charging_without_wires)

Charles Moorey, W. H. (Outubro de 2015). Investigation of High-Efficiency Wireless Power Transfer Criteria of Resonantly-Coupled Loops and Dipoles through Analysis of the Figure of Merit. *Energies*(8), 11342-11362. doi:10.3390/en81011342

Chwei-Sen Wang, G. A. (2004). Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 148 - 157. doi:10.1109/TIE.2003.822038

Covic, G. A. (2013). Modern trends in inductive power transfer for transportation applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected topics in power electronics*, 1, 28-41.

Fernandes, T. R. (2017). *Indutância Mútua*. Acesso em 14 de Outubro de 2018, disponível em [http://www.dt.fee.unicamp.br/~akebo/et016/Transformadores\\_Monofasicos-2.pdf](http://www.dt.fee.unicamp.br/~akebo/et016/Transformadores_Monofasicos-2.pdf)



Grover, F. W. (2004). *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. Courier Corporation.

Hunsicker, M. (2009). The Future of Wireless Charging: Ubiquitous technology will enable anytime, anywhere recharging. *Image Sensors*.

International Rectifier. (s.d.). *IRF1404 HEXFET Power MOSFET*. Acesso em 05 de Junho de 2019, disponível em <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf1404.pdf>

International Rectifiers. (23 de Março de 2005). *IR2110 HIGH AND LOW SIDE DRIVER*. Acesso em 05 de Junho de 2019, disponível em <https://www.infineon.com/dgdl/ir2110.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e>

Jacobs, Paul E. et al. Wireless power transfer for chargeable devices. U.S. Patent Application n. 12/604,223, 9 set. 2010.

Ju-Hui Mun, J.-S. K.-S.-J.-G.-G.-h. (26 de Outubro de 2011). Multi-level PO MPPT control PV system considering shadow influence. *International Conference on Control, Automation and Systems*, 428-433. Fonte: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6106092>

K.K., R. (2010). *Wireless Power Transmission*. NMAM Institute of Technology, Nitte.

Kesler, M. P. (2017). *Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance*. WiTricity Corporation.

Koyama, Takahiro et al. Simple self-driven synchronous rectifier for resonant inductive coupling wireless power transfer. In: 2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC). IEEE, 2017. p. 363-368.

Kurs, A. (10 de Agosto de 2007). *Power Transfer Through Strongly Coupled Resonances*. Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts. Acesso em 13 de Outubro de 2018, disponível em <https://dspace.mit.edu/bitstream/handle/1721.1/45429/317879200-MIT.pdf?sequence=2>

Kuzeya, S., Balcib, S., & Altin, N. (2017). Design and analysis of a wireless power transfersystem with alignment errors for electrical vehicleapplications. *International Journal of Hydrogen Energy*, 17928-17939.

Lan Jianyu, T. H. (Setembro de 2013). Frequency Splitting Analysis of Wireless Power Transfer System Based on T-type Transformer Model. *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 19(10), 109-113.

Macharla, M. (24 de Fevereiro de 2019). *Wireless Charging: How does it work?* Acesso em 09 de Junho de 2019, disponível em [iot4beginners.com: https://iot4beginners.com/wireless-charging-how-does-it-work/](https://iot4beginners.com/wireless-charging-how-does-it-work/)

Mason, R. (2011). *Feasibility of Laser Power Transmission to a High-Altitude Unmanned Aerial Vehicle*. RAND Corporation.

Mobarhan, Ramin; Burdo, Rinat; Bonacci, Luke N. Wireless power transfer in public places. U.S. Patent Application n. 12/572,388, 12 ago. 2010.

Mohan, S. S., Hershenson, M. d., Boyd, S. P., & Lee, T. H. (1999). Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances. *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, 1419-1424.

Mouser Electronics. Wireless charging coils: TDK WR151580-48F2-G. , 2019. Disponível em: <http://https://br.mouser.com/ProductDetail/TDK/WR151580-48F2-G?qs=sGAEpiMZZMvX9%2FGIEDuz9727vese0Pn6sHo6pq8Z82YzUioZAii2HQ%3D%3D>. Acesso em: 14 jul. 2019.

Myunghyo Ryu, H. C. (2005). Analysis of the contactless power transfer system using modelling and analysis of the contactless transformer. *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*.

Nagendra Babu Midde, K. B. (Setembro de 2016). To Improve Efficiency And Extractable Power A New Wireless Charging System Applying Phaseshift And Amplitude Control. *International Journal Of Professional Engineering Studies*, Vii(1).

Nilsson, James W.; Riedel, Susan A. Circuitos Elétricos, 8a. Edição. LTC–Livros Técnicos e Científicos Editora SA, 2008.

Patel, H. (13 de Setembro de 2016). *Wireless Chargers are in! Here's how they Work*. Acesso em 08 de Junho de 2019, disponível em Einfochips: <https://www.einfochips.com/blog/wireless-chargers-are-in-here-how-they-work/>

Qwika. (02 de 06 de 2019). *Fio de Litz*. Fonte: [http://wikipedia.qwika.com/en2pt/Litz\\_wire](http://wikipedia.qwika.com/en2pt/Litz_wire)

Raju, S., Wu, R., Chan, M., & Yue, C. P. (2013). Modeling of Mutual Coupling Between Planar Inductors in Wireless Power Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(1):481-490. doi:10.1109/TPEL.2013.2253334

Read, B. (2017). *Fly by light*. Acesso em 14 de Outubro de 2018, disponível em Royal Aeronautical Society: <https://www.aerosociety.com/news/fly-by-light/>

Rhodes, M. F. (2017). *Oscillating Driving Circuit For A Wireless Power Transfer System*. Instituto Superior De Engenharia De Lisboa, Área Departamental de Engenharia Electrotécnica Energia e Automação, Lisboa.

Sen, P. C. (2014). *Principles Of Electric Machines And Power Electronics* (3ª ed.). Wiley.

Silva, V. H. (23 de Julho de 2018). *Samsung poderá ter carregador por indução que suporta dois aparelhos*. Acesso em 13 de Outubro de 2018, disponível em Tecnoblog: <https://tecnoblog.net/252448/carregador-samsung-wireless-charger-duo/>

SS Haykin, B. V. (2001). *Sinais e sistemas*. Bookman.

Susumu Sasaki, K. T.-i. (Junho de 2013). Microwave Power Transmission Technologies for Solar Power Satellites. *Proceedings of the IEEE*, 101(6), 1438-1447.

T. S. Chandrasekar Rao, K. G. (Maio de 2016). Categories, Standards and Recent Trends in Wireless Power Transfer: A Survey. *Indian Journal of Science and Technology*, 9, 20.

Tesla Institute. *Flat spiral coil inductor calculator*. Acesso em 02 de junho de 2019, disponível em <http://www.tesla-institute.com/!app/sim/fscic.php>.

Tesla, N. (Maio de 1900). *Estados Unidos da América Patente N° US Patent 649,621*.

Texas Instruments. (Setembro de 2016). *TL594 Pulse-Width-Modulation Control Circuit*. Acesso em 02 de Junho de 2019, disponível em <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl594.pdf>

Vinge, R. (2015). *Wireless Energy Transfer By Resonant Inductive Coupling*. Master's thesis, Chalmers University of Technology.

Wei, Xuezhe; Wang, Zhenshi; Dai, Haifeng. A critical review of wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Energies*, v. 7, n. 7, p. 4316-4341, 2014.

Wheeler, L. P. (Agosto de 1943). Tesla's contribution to high frequency. *Electrical Engineering*, 62, 355-357.

Wireless Power Consortium. (2018). *Qi Certified: Ensuring Safe and Reliable Wireless Charging*. Acesso em 13 de Outubro de 2018, disponível em <https://www.wirelesspowerconsortium.com/certified/>

Witricity. Ip portfolio: Foundational Patents. , 2019. Disponível em: <<http://https://witricity.com/innovation/ip-portfolio/>>. Acesso em: 14 jul. 2019.

Zhang, L., Ritter, A., Nies, C., Dwari, S., Guo, B., Priya, S., . . . Ngo, K. (2017). Voltage-Controlled Capacitor—Feasibility Demonstration in DC–DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32, 5889 - 5892. doi:10.1109/TPEL.2017.2666478

Zhang, R. (12 de Setembro de 2014). *Wireless Powered Communication: Opportunities and Challenges*. Acesso em 14 de Outubro de 2018, disponível em National University of Singapore: <https://pdfs.semanticscholar.org/2a4f/cd00cf9c4bae79d4648f66159d65c8b7557f.pdf>

Zhang, W., & Mi, C. C. (2016). Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, 4768 - 4778. doi:10.1109/TVT.2015.2454292

Zhong, W., & Hui, S. Y. (2015). Auxiliary Circuits for Power Flow Control. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 5902-5910. Fonte: <http://hdl.handle.net/10722/225068>

## APÊNDICE A

O código implementado no bloco MPPT PO é mostrado a seguir:

```

/*
CODE DECLARATIONS
*/

double VL = 0;
double IL = 0;
double PL = 0;
double PLmed = 0;
double last_VL = 0;
double last_IL = 0;
double last_PL = 0;
double last_PLmed = 0;

double Tsample = 0.001; // freq de amostragem = 1kHz (max ESP32 = 6kHz)
double Tcontrol = 0.100; // 100 ms
double last_Tsample = 0; // tempo de amostragem
double last_Tcontrol = 0; // 100 ms

double periodicAverage[1000] = {0};
int i_av = -1; // contador da média móvel

int control_signal = 0;
int last_control_signal = 0;

int rising = 1;
int last_rising = 0;

/*
OUTPUT FUNCTION CODE
*/

int RL = InputSignal(0, 1);
double deltaP = InputSignal(0, 2);
int EN = InputSignal(0, 3);
const int vec_size = Tcontrol/Tsample;

    VL = InputSignal(0, 0);
    IL = VL/RL;
    PL = VL*IL;

```

```

//verifica ENABLE:

    //salva no vetor de média
    periodicAvarage[i_av] = PL;
    i_av++;

if(i_av >= vec_size){
    last_PLmed = PLmed;
    last_control_signal = control_signal;

    // Média da Potência
    double PL_sum = 0;
    for( int k=0; k<vec_size ; k++){
        PL_sum = PL_sum + periodicAvarage[k];
    }
    PLmed = PL_sum/(vec_size);
    i_av = 0;

    if( EN == 1){
        //Atualiza sinal de controle
        if( (PLmed-last_PLmed) >= deltaP){
            if(rising==1){
                control_signal = control_signal + 2500;
            }else{
                control_signal = control_signal - 2500;
            }
        }else if( (PLmed-last_PLmed) < (-1*deltaP)){
            if(rising==1){
                control_signal = control_signal - 2500;
                rising=0;
            }else{
                control_signal = control_signal + 2500;
                rising=1;
            }
        }
    }
}

OutputSignal(0, 0) = control_signal;
OutputSignal(0, 1) = PLmed;
OutputSignal(0, 2) = last_PLmed;

```