

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CAIO UTECH BORGONHA**

**TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA WIRELESS POR ACOPLAMENTO INDUTIVO**

**JOINVILLE**

**2022**

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA  
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CAIO UTECH BORGONHA**

**TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA WIRELESS POR ACOPLAMENTO INDUTIVO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

**Orientador:** Prof. Dr. Eng. Alessandro Luiz Batschauer

**JOINVILLE**

**2022**

**CAIO UTECH BORGONHA**

**TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA WIRELESS POR ACOPLAMENTO INDUTIVO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

**Banca Examinadora**

Presidente:

\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Eng. Alessandro Luiz Batschauer

Udesc

Membro:

\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Eng. Yales Romulo de Novaes

Udesc

Membro:

\_\_\_\_\_  
M. Eng. Vinícius Guilherme Hoffmann

Supplier

Joinville, 12 de dezembro 2022.

## RESUMO

A transferência de energia sem fio por acoplamento indutivo é uma tecnologia promissora por tornar o processo de carga das baterias mais conveniente e seguro para os usuários, além de permitir o carregamento dinâmico das baterias. Nesse contexto, o presente trabalho apresenta o estudo, análise, projeto e implementação de um conversor para carregadores de bateria sem fio de baixa potência. É demonstrada a necessidade das redes de compensação de reativos para os sistemas com indutores fracamente acoplados, sendo analisada a topologia Série-série. O projeto de um transformador *wireless* é apresentado utilizando o método de elementos finitos, são obtidos gráficos do fator de acoplamento ( $k$ ) variando com a distância e também analisado o campo magnético ( $B$ ) ao redor das bobinas. São analisados o inversor de alta frequência e o retificador, os quais são necessários para o processamento de energia. É realizado o projeto e implementação prática do conversor para carregadores de baterias por acoplamento indutivo. São discutidos os pontos positivos e apresentam-se possíveis melhorias para aplicar em trabalhos futuros

**Palavras-chave:** Transferência de energia sem fio. Acoplamento indutivo. Carregador de bateria de baixa potência.

## ABSTRACT

Inductive coupling wireless battery charger is a promising technology for making the process of charging batteries more convenient and safer for users, as well as to allow dynamic charging of the batteries. In this context, this work presents the study, analysis, design and implementation of a converter for low power devices using wireless power transfer. The need for reactive compensation networks is demonstrated for systems with weakly coupled inductors, and the series-series topology is analyzed. The design of a wireless converter is presented using the finite element method. Graphics of the coupling factor ( $k$ ) varying with distance and the analyzes of magnetic field ( $B$ ) around the coils is presented. The high frequency inverter and the rectifier are presented, which are necessary for the process. Practical implementation of the wireless converter are made and compared with the simulation results. Then, discussed the positive points and presented possible improvements to apply in a future work.

**Keywords:** Wireless power transfer. Inductive coupling. Battery charger for low power devices.

## LISTA DE FIGURAS

1.1	Sistema de transferência de energia <i>wireless</i> . . . . .	11
2.1	Bobinas acopladas magneticamente . . . . .	12
2.2	Circuito <i>half-bridge</i> cc-cc isolado . . . . .	14
2.3	Primeira etapa de condução . . . . .	15
2.4	Segunda etapa de condução . . . . .	16
2.5	Terceira etapa de condução . . . . .	16
2.6	Quarta etapa de condução . . . . .	17
2.7	Quinta etapa de condução . . . . .	17
2.8	Sexta etapa de condução . . . . .	18
2.9	Formas de onda sintetizadas pela inversor e na entrada do retificador . . . . .	19
2.10	Modelo de indutância mútua de um transformador <i>wireless</i> . . . . .	20
2.11	Circuitos de compensação . . . . .	22
2.12	Circuito série . . . . .	24
2.13	Circuito paralelo . . . . .	25
2.14	Eficiência dos circuitos de compensação em função da frequência . . . . .	26
2.15	Eficiência dos circuitos de compensação em função da distância . . . . .	27
2.16	Eficiência dos circuitos de compensação analisados para diferentes cargas . . . . .	27
2.17	Geometria das bobinas . . . . .	29
2.18	Disposição das espiras . . . . .	29
2.19	Fator de acoplamento de diferentes arranjos de bobinas . . . . .	30
2.20	Dimensões para cálculo de indutância mútua . . . . .	31
2.21	Ferrite no formato de disco alinhado com as bobinas . . . . .	32
2.22	Circuito retificador . . . . .	32
2.23	Aproximação de primeiro harmônico da tensão de entrada da ponte retificadora. . . . .	33
3.1	Transformador <i>wireless</i> vista superior . . . . .	35
3.2	Transformador <i>wireless</i> vista lateral . . . . .	35
3.3	Coefficiente de acoplamento em função da distância . . . . .	36
3.4	Densidade do campo magnético $B$ para distância de 20 mm . . . . .	37
3.5	Densidade do campo magnético $B$ para distância de 20 mm em projeção azimutal . . . . .	37
3.6	Intensidade do campo magnético $H$ para distância de 20 mm . . . . .	38
3.7	Intensidade do campo magnético $H$ para distância de 20 mm em projeção azimutal . . . . .	38
3.8	Esquemático do circuito . . . . .	39
3.9	Circuito simplificado . . . . .	40

3.10	Formas de onda de tensão e corrente de saída . . . . .	42
3.11	Formas de onda de tensão e corrente na entrada do tanque série e tensão nas chaves	43
3.12	Resposta em frequência do ganho de tensão e da fase, sendo $k = 0,2$ (curva verde) e $k = 0,6$ (curva azul). . . . .	44
3.13	Esforços de tensão e corrente na chave (em verde e azul) e diodo (em azul claro e vermelho) . . . . .	44
4.1	Circuito completo . . . . .	46
4.2	Entrada em condução do <i>MOSFET</i> . . . . .	49
4.3	Destalhe das formas de onda durante o bloqueio do <i>MOSFET</i> . . . . .	51
4.4	Modelo térmico . . . . .	52
4.5	Modelo equivalente de perdas de um diodo . . . . .	53
5.1	Medição da bobina experimental . . . . .	54
5.2	Placa do transmissor . . . . .	55
5.3	Placa do receptor . . . . .	55
5.4	Teste experimental . . . . .	56
5.5	Esquemático do circuito de potência montado em laboratório com a indicação dos pontos de medição . . . . .	57
5.6	Forma de onda da tensão $v_{ab}$ . . . . .	57
5.7	Forma de onda da corrente $i_1$ . . . . .	58
5.8	Formas de onda da tensão $v_{ab}$ e corrente $i_1$ . . . . .	58
5.9	Formas de onda da tensão $v_{ret}$ e corrente $i_2$ . . . . .	59
5.10	Forma de onda da tensão $v_{L1}$ . . . . .	59
5.11	Forma de onda da tensão $v_{L2}$ . . . . .	60
5.12	Forma de onda da tensão $v_{D1}$ . . . . .	61
5.13	Forma de onda da tensão $v_{Q1}$ . . . . .	61
5.14	Bloqueio da chave $Q_1$ . . . . .	62
5.15	Entrada em condução da chave $Q_1$ . . . . .	62
5.16	Temperatura na chaves . . . . .	63
5.17	Temperatura nos diodos da ponte retificadora . . . . .	64
5.18	Distribuição das perdas experimentais . . . . .	65
5.19	Rendimentos dos estágios do conversor . . . . .	65

## LISTA DE TABELAS

2.1	Especificações do circuito . . . . .	26
3.1	Valores da simulação . . . . .	36
5.1	Comparação entre os valores medidos e simulados, incluindo o erro percentual . . .	60

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	10
1.1	Objetivos geral e específicos	11
<b>2</b>	<b>ESTUDO DA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO</b>	12
2.1	Visão geral do sistema	12
2.2	Acoplamento magnético entre as bobinas	12
2.3	Inversor	14
2.3.1	Etapas de operação	15
2.4	Modelo elétrico do transformador	20
2.5	Circuitos de compensação	21
2.5.1	Compensação série	23
2.5.2	Compensação paralelo	24
2.5.3	Estudo dos circuitos de compensação	25
2.6	Transformador <i>Wireless</i>	28
2.6.1	Geometria circular dispostas horizontalmente	30
2.6.2	Ferrite em sistemas de transmissão de energia <i>wireless</i>	31
2.7	Circuito retificador	32
<b>3</b>	<b>PROJETO E SIMULAÇÃO DO CIRCUITO A SER IMPLEMENTADO</b>	34
3.1	Projeto do transformador	34
3.2	Cálculos do circuito principal	39
<b>4</b>	<b>PROJETO DO CIRCUITO</b>	46
4.1	Esquemático do circuito	46
4.2	Cálculo Térmico	47
4.2.1	Perdas no <i>MOSFET</i>	48
4.2.2	Perdas nos diodos da ponte retificadora	52
<b>5</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	54
5.1	Imagens do protótipo	54
5.2	Resultados experimentais em regime permanente	56
5.3	Distribuição das perdas práticas	63

<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b>	<b>66</b>
6.1	Trabalhos futuros	67
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>68</b>

## 1 INTRODUÇÃO

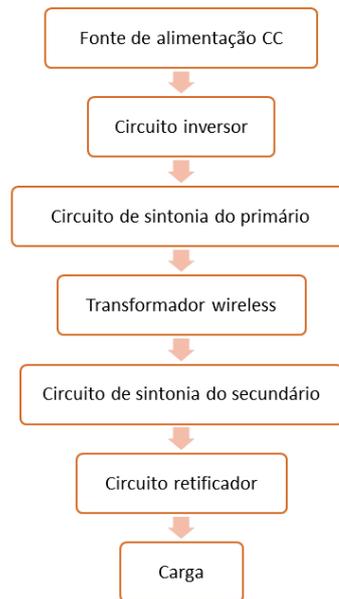
A transmissão de energia *wireless*, que foi conceituada no final do século XIX por pesquisadores como Nikola Tesla, é baseada nos princípios fundamentais do eletromagnetismo (MARINIC, 2016). A lei de Ampère trata do campo magnético produzido pela corrente elétrica que circula em um condutor e a lei de Faraday explica como o campo magnético variável que atravessa um enrolamento produz uma tensão elétrica nos terminais. Por causa das limitações técnicas, na época não foi possível sua utilização. Somente no século XXI, com o desenvolvimento tecnológico em áreas como a Eletrônica de Potência, foi viabilizado o uso comercial da transferência de energia *wireless*.

Nos últimos anos o mercado vem apresentando um grande interesse em tecnologias que possibilitam a transferência de energia sem fio de forma eficiente e estável. Já se encontra esse tipo de tecnologia em carregadores de celulares sem fio (*wireless charger*), porém o seu conceito é estudado em várias vertentes do mercado, como por exemplo em carregadores de veículos elétricos que exigem alta potência (ADITYA; SOOD, 2017) e sensores biomédicos de baixa potência (GALIZZI M. CALDARA, 2013). Para que a tecnologia obtenha sucesso nessas diversas áreas de aplicação é necessário reduzir as perdas de energia durante a transferência.

A transferência convencional de energia para dispositivos eletrônicos é realizada diretamente por fio e tem como desvantagem a necessidade de que o usuário faça a conexão do dispositivo com a rede elétrica. Ao contrário do modo convencional, a transferência de energia *wireless* é um método sem a necessidade de manuseio de fios elétricos, que possibilita a transmissão de energia entre duas bobinas que estão acopladas magneticamente através do ar. Esse método estudado apresenta uma grande facilidade do ponto de vista do usuário, pois para realizar a carga da bateria, basta que o dispositivo fique alinhado com a base transmissora.

O sistema de transferência de energia sem fio é composto por dois estágios, o transmissor e o receptor conforme Figura 1.1. O primeiro estágio é responsável por transmitir a energia em uma dada frequência (frequência de ressonância) que resulta em um acoplamento magnético entre as indutâncias do transmissor e receptor. O segundo estágio é responsável por captar essa energia e convertê-la em corrente contínua utilizando um retificador e filtros para suavizar a corrente e a tensão.

Como as bobinas do transmissor e receptor estão acopladas, qualquer variação no sistema como temperatura, desgaste nos componentes e variação na distância podem reduzir o acoplamento alterando a frequência de ressonância. Logo é necessário projetar uma banda de

Figura 1.1 – Sistema de transferência de energia *wireless*.

Fonte: Adaptado de (SILVA, 2017).

frequência que possa estar sujeita a variações para não resultar em uma baixa eficiência no processo.

### 1.1 OBJETIVOS GERAL E ESPECÍFICOS

O objetivo geral deste trabalho é propor um sistema de transferência de energia sem fio capaz de carregar um dispositivo eletrônico. Tem-se como objetivos específicos melhorar o rendimento do transformador *wireless* através de aspectos construtivos, melhorar o acoplamento magnético através de circuitos de compensação inseridos no primário e no secundário, reduzir as perdas no inversor de frequência e reduzir as perdas no retificador de saída.

## 2 ESTUDO DA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO

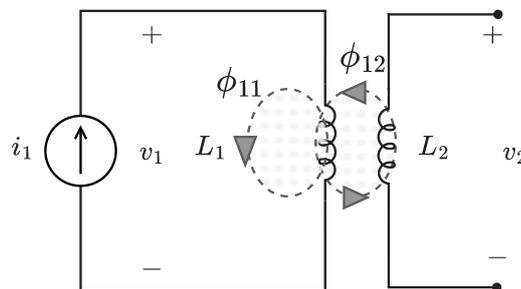
### 2.1 VISÃO GERAL DO SISTEMA

Neste capítulo é apresentado a teoria eletromagnética que envolve o sistema de transferência por acoplamento indutivo e cada parte que compõe o sistema, que conforme a Figura (1.1) é dividido em inversor, circuitos de compensação, transformador *wireless* e o circuito retificador.

### 2.2 ACOPLAMENTO MAGNÉTICO ENTRE AS BOBINAS

A transferência de energia sem fio é baseada nas equações do eletromagnetismo, e para facilitar a exemplificação, considera-se o circuito magneticamente acoplado da Figura (2.1), onde a bobina 1 possui  $N_1$  espiras e a bobina 2 possui  $N_2$  espiras.

Figura 2.1 – Bobinas acopladas magneticamente



Fonte: Adaptado de (CARNEIRO, 2020).

Ao fluir através da Bobina 1, a corrente  $i_1$  produz um fluxo magnético  $\phi_1$ . Parte desse fluxo, chamado de  $\phi_{12}$ , também se associa à bobina 2, enquanto a parcela  $\phi_{11}$  permeia apenas a bobina 1. O fluxo total pode ser expresso em termos das duas parcelas como

$$\phi_1 = \phi_{11} + \phi_{12} \quad (2.1)$$

Segundo a lei de Faraday

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (2.2)$$

O fluxo  $\phi_1$  é uma função da corrente  $i_1$ , portanto, a Equação (2.2) pode ser reescrita como

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{di_1} \frac{di_1}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (2.3)$$

Onde  $L_1$  é definido por

$$L_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{di_1} \quad (2.4)$$

$L_1$  é a autoindutância (ou indutância própria) da bobina 1, pois relaciona a tensão nos terminais de um indutor à corrente que flui através destes. De forma análoga, aplicando a lei de Faraday à bobina 2, tem-se

$$v_2 = N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt} \quad (2.5)$$

Utiliza-se  $\phi_{12}$  na Equação (2.5), pois somente essa parcela do fluxo atravessa a bobina 2. Como o fluxo  $\phi_{12}$  também é uma função de  $i_1$ , tem-se que

$$v_2 = N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt} \frac{di_1}{dt} = M \frac{di_1}{dt} \quad (2.6)$$

Sendo  $M$  definido por

$$M = N_2 \frac{d\phi_{12}}{di_1} \quad (2.7)$$

Se as linhas de fluxo geradas a partir de uma bobina atravessam a outra bobina, existe então uma indutância mútua entre esses dois indutores, pois a Equação (2.7) relaciona a tensão induzida nos terminais da bobina 2 à corrente que circula na bobina 1. Se a corrente no primeiro circuito é senoidal, a indutância mútua entre as duas bobinas pode ser expressa pela Equação (2.8):

$$M = -\frac{v_2}{j\omega i_1} \quad (2.8)$$

O valor máximo de indutância mútua que pode existir entre duas bobinas de indutância  $L_1$  e  $L_2$  é  $\sqrt{L_1 L_2}$  e esse fenômeno ocorre quando todas as linhas de fluxo de uma bobina atravessam as espiras da outra. A razão entre a indutância mútua presente entre duas indutâncias para o valor máximo possível é chamado coeficiente de acoplamento magnético e é escrito como:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (2.9)$$

O coeficiente de acoplamento é adimensional e tem seu valor máximo em 1. Os principais fatores que afetam o coeficiente de acoplamento entre as duas bobinas são:

- Separação das bobinas;

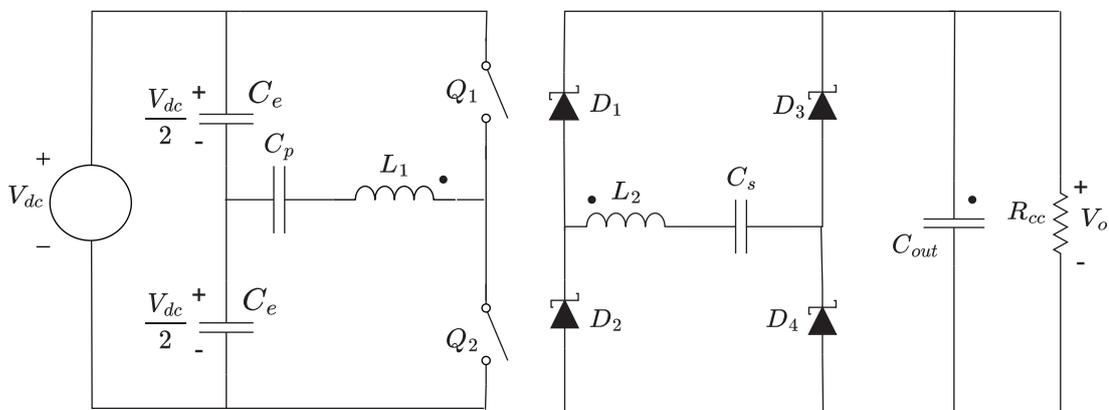
- Diâmetro das bobinas;
- Alinhamento das bobinas;

Esses fatores em geral dependem das características de construção do transformador *wireless* e serão tratados nos próximos tópicos.

### 2.3 INVERSOR

O inversor de frequência é indispensável na transferência de energia sem fio, pois é responsável por converter corrente contínua em corrente alternada. A conversão pode ser realizada utilizando um inversor *half-bridge* ou um inversor *full-bridge*, dependendo da potência da carga acionada conforme indica a literatura (HU, 2001). Como o estudo se concentra em fornecer energia a uma carga de baixa potência, nesse trabalho é aplicada a topologia *half-bridge* apresentada na Figura (2.2), composta pelo inversor, transformador *wireless* e retificador em ponte completa.

Figura 2.2 – Circuito *half-bridge* cc-cc isolado



Fonte: Próprio autor

A topologia do conversor CC - CA do tipo *half-bridge* requer uma fonte com ponto médio, sendo necessário adicionar um divisor capacitivo em paralelo com a fonte de entrada. Os capacitores com ponto médio na fonte de entrada devem ter capacitância suficiente para minimizar o *ripple* de tensão e devem ser igualmente balanceados. Caso estejam desbalanceados, um dos capacitores assume um valor superior de tensão em relação ao outro. Esta estrutura é indicada para níveis de potência mais baixos, pois a tensão fornecida para a carga é metade do valor que seria fornecido em um inversor *full-bridge* sendo necessário o dobro de corrente para a mesma potência (MARTINS; BARBI, 2011b). Por utilizar menos componentes e ser mais

simples, geralmente esta topologia é a opção com menor custo em relação as outras topologias usuais.

As chaves  $Q_1$  e  $Q_2$  não podem ser comutadas simultaneamente, pois tal evento causaria um curto-circuito na fonte de entrada. Para evitar este acontecimento, deve-se adicionar um tempo morto ( $\varphi$ ) entre as comutações das chaves.

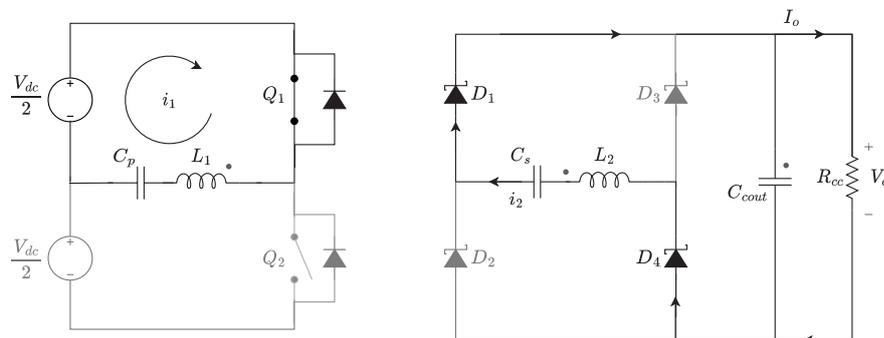
### 2.3.1 Etapas de operação

Da Figura (2.3) à Figura (2.8) são mostradas a sequência de estados topológicos assumidos pelo inversor baseado na topologia série-série em um período de chaveamento, enquanto na Figura 2.9 são apresentadas as principais formas de onda deste inversor. A análise apresentada em sequência é feita considerando chaves ideais, transformador ideal com fator de acoplamento unitário e operando em frequência de ressonância.

- ★ Primeira etapa de operação:  $[0 < \omega t < \frac{\pi}{2}]$ ;

A primeira etapa de operação tem início no instante em que o interruptor  $Q_1$  é comandado a conduzir e a tensão  $\frac{V_{dc}}{2}$  é aplicada aos terminais de saída do inversor. O interruptor  $Q_2$  está bloqueado e os diodos  $D_1$  e  $D_4$  da ponte retificadora já se encontram previamente em condução. A corrente  $i_1$ , definida como a corrente que entra no terminal do indutor  $L_1$  marcado pelo ponto, e a corrente  $i_2$ , definida como a corrente que sai pelo terminal do indutor  $L_2$  marcado pelo ponto, são positivas. Esta etapa se encerra em  $\omega t = \frac{\pi}{2}$ , quando a corrente  $i_2$  chega a zero.

Figura 2.3 – Primeira etapa de condução



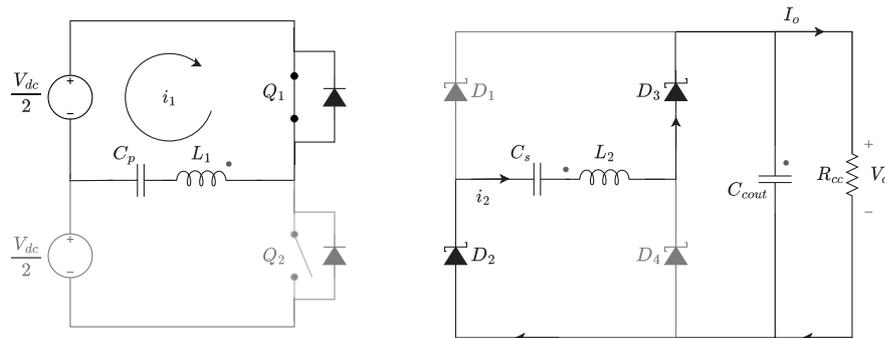
Fonte: Próprio autor

- ★ Segunda etapa de operação:  $[\frac{\pi}{2} < \omega t < \pi - \varphi]$ ;

Esta etapa se inicia quando a corrente  $i_2$  inverte de sentido e os diodos  $D_1$  e  $D_4$  se bloqueiam com corrente nula. Os diodos  $D_2$  e  $D_3$  são diretamente polarizados e entram em

condução, invertendo a polaridade da tensão do transformador secundário em série com o capacitor secundário, que se torna igual a  $-V_o$ . As correntes  $i_{D2}$  e  $i_{D3}$  são iguais a  $-i_2$ . A tensão do transformador primário continua igual a  $\frac{V_{dc}}{2}$ , e a corrente  $i_{Q1}$  continua igual a  $i_1$ . No instante em que  $\omega t = \pi - \varphi$  o interruptor  $Q1$  é bloqueado, encerrando a segunda etapa de operação.

Figura 2.4 – Segunda etapa de condução

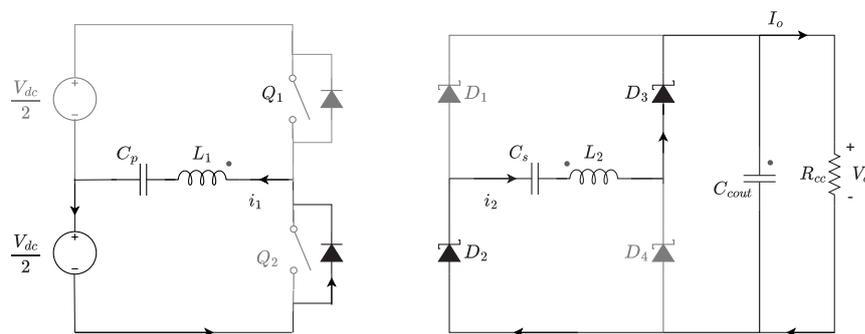


Fonte: Próprio autor

★ Terceira etapa de operação:  $[\pi - \varphi < \omega t < \pi]$ ;

A terceira etapa de operação ocorre durante o intervalo de tempo morto entre o bloqueio de  $Q_1$  e o acionamento de  $Q_2$ . Nesta etapa a corrente  $i_2$  permanece negativa, e a tensão do secundário se mantém igual a  $-V_o$  e a corrente  $i_1$  é positiva. A corrente  $i_{Q2}$  é igual a  $-i_1$ , e circula pelo diodo em anti-paralelo com  $Q_2$  e a tensão no interruptor  $Q_1$  é igual a  $V_{dc}$ .

Figura 2.5 – Terceira etapa de condução



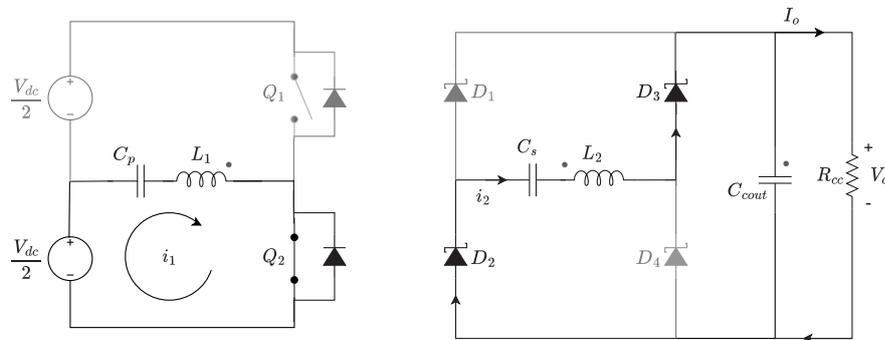
Fonte: Próprio autor

★ Quarta etapa de operação:  $[\pi < \omega t < \frac{3\pi}{2}]$ ;

No instante em que  $\omega t = \pi$ , o interruptor  $Q_2$  é comandado a conduzir e a quarta etapa de operação se inicia. A tensão no primário do transformador se torna igual a  $\frac{V_{dc}}{2}$  e o

interruptor  $Q_1$  é submetidos à tensão  $V_{dc}$ . A corrente  $i_{Q2}$  é igual a  $i_1$ . A corrente  $i_2$  ainda circula pelos diodos  $D_2$  e  $D_3$  sendo positiva. Quando  $i_2$  se iguala a zero essa etapa de operação chega ao fim.

Figura 2.6 – Quarta etapa de condução

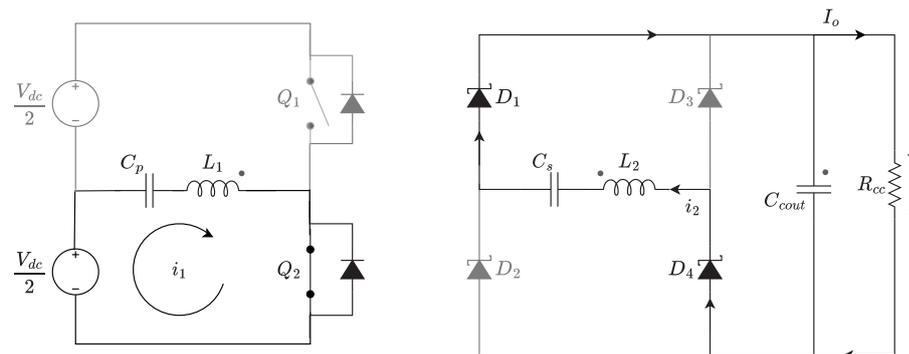


Fonte: Próprio autor

★ Quinta etapa de operação:  $[\frac{3\pi}{2} < \omega t < 2\pi - \varphi]$ ;

A quinta etapa de operação tem início quando  $i_2$  se torna positiva. Os diodos  $D_2$  e  $D_3$  se bloqueiam com corrente nula, e os diodos  $D_1$  e  $D_4$  entram em condução. A tensão no secundário do transformador inverte de sentido e torna-se igual a  $V_o$ . A corrente  $i_1$  é negativa e circula por  $Q_2$ , mantendo a tensão no primário do transformador igual a  $\frac{-V_{dc}}{2}$ .

Figura 2.7 – Quinta etapa de condução

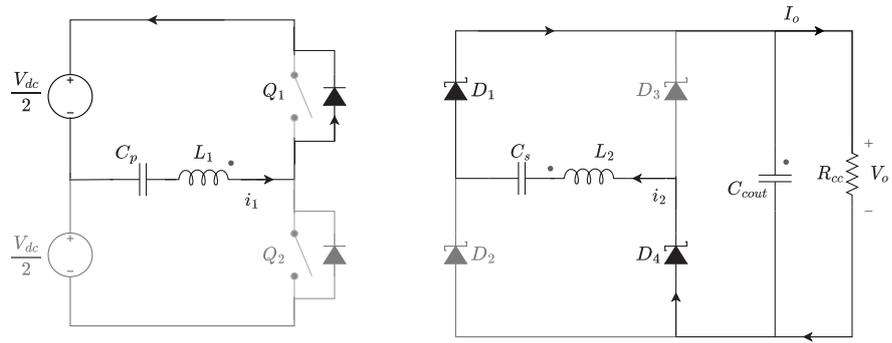


Fonte: Próprio autor

★ Sexta etapa de operação:  $[2\pi - \varphi < \omega t < 2\pi]$ ;

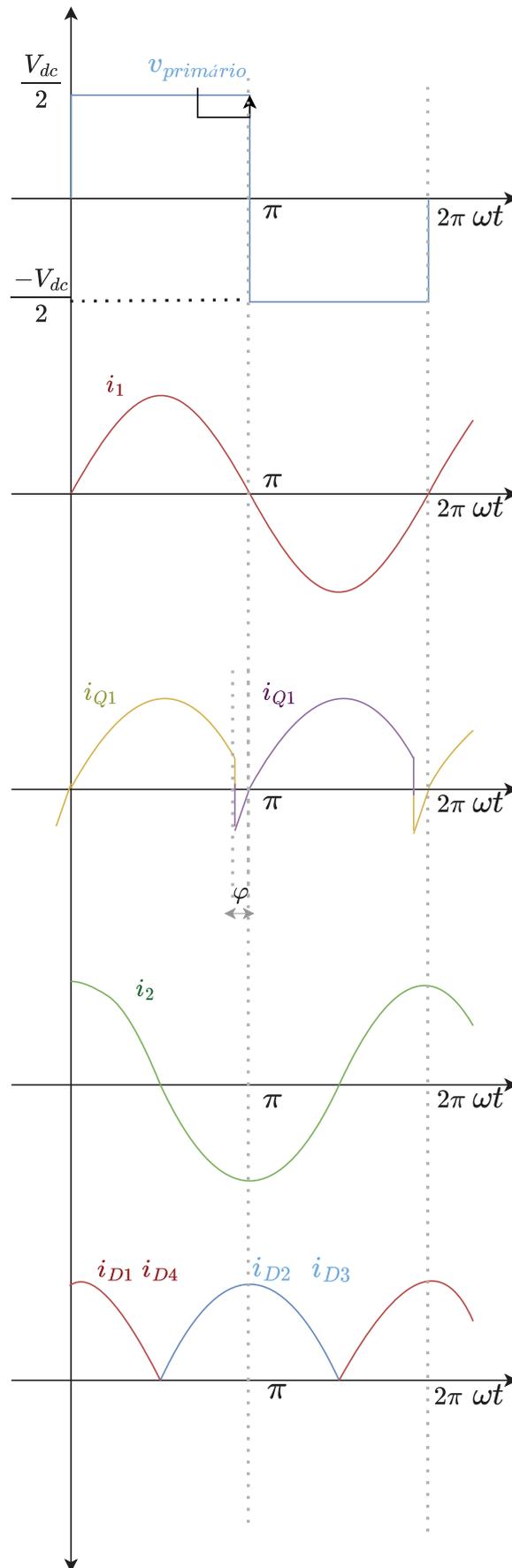
Esta etapa se inicia quando  $Q_2$  é comandado a bloquear e a tensão no primário do transformador se torna igual a zero. A corrente  $i_1$  é negativa e flui através do diodo em anti-paralelo com  $Q_1$ . As corrente  $i_{D1}$  e  $i_{D4}$  são iguais a  $i_2$ . No instante  $\omega t = 2\pi$  o interruptor  $Q_1$  é comandado a conduzir, encerrando a sexta etapa de operação.

Figura 2.8 – Sexta etapa de condução



Fonte: Próprio autor

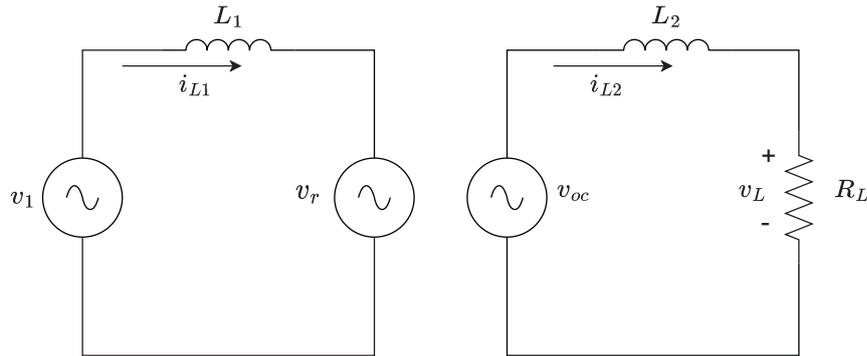
Figura 2.9 – Formas de onda sintetizadas pela inversor e na entrada do retificador



## 2.4 MODELO ELÉTRICO DO TRANSFORMADOR

O modelo de transformador utilizado em sistemas de transmissão de energia sem fio é similar aos transformadores convencionais, sendo o modelo de indutância mútua apresentado na Figura 2.10, onde as perdas no cobre e no ferro são desconsideradas (SILVA, 2017).

Figura 2.10 – Modelo de indutância mútua de um transformador *wireless*



Fonte: Tese de doutorado de Nilton da Silva (SILVA, 2017).

A tensão de circuito aberto no secundário do transformador é apresentada na Equação (2.10).

$$v_{oc} = j\omega M i_{L1} \quad (2.10)$$

A corrente de curto circuito é definida conforme a equação (2.11).

$$i_{sc} = \frac{M i_{L1}}{L_2} \quad (2.11)$$

A potência aparente descompensada no secundário é calculada pela Equação (2.12).

$$S_u = \frac{\omega M^2 i_{L1}^2}{L_2} \quad (2.12)$$

O módulo da impedância do secundário é dada pela Equação (2.13) e a corrente em (2.14).

$$Z_2 = \sqrt{(\omega L_2)^2 + (R_L)^2} \quad (2.13)$$

$$i_{L2} = \frac{J\omega M i_{L1}}{Z_2} \quad (2.14)$$

A tensão do enrolamento secundário referida ao primário é calculada pela Equação (2.15).

$$v_r = j\omega M i_{L2} \quad (2.15)$$

A impedância do secundário não compensado referida ao primário é apresentada pela Equação (2.16).

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z^2} \quad (2.16)$$

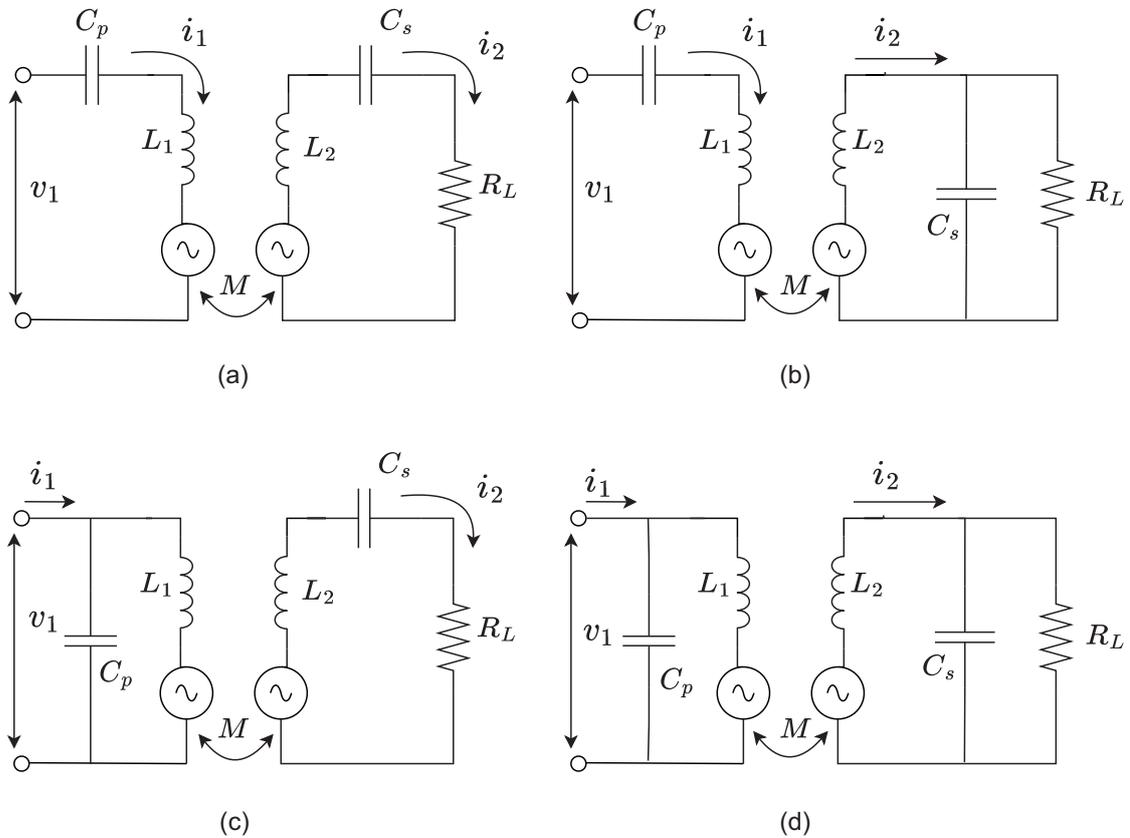
A máxima potência descompensada transferida ao secundário ocorre quando  $|R_{ca}| = |j\omega L_2|$  segundo o teorema da máxima transferência de potência. A equação é apresentada em (2.17).

$$P_{desc} = \frac{\omega M^2 i_{L1}^2}{2L_2} \quad (2.17)$$

## 2.5 CIRCUITOS DE COMPENSAÇÃO

No conversor *wireless* a transmissão de potência para a carga é limitada pelas impedâncias internas ( $j\omega L_1$  e  $j\omega L_2$ ) do primário e do secundário do transformador. Um aumento da potência transferida para a carga pode ser obtido apenas com a redução das impedâncias internas. Os circuitos de compensação podem ser série ou paralelo e estão presentes tanto no transformador primário como no transformador secundário conforme Figura (2.11), onde o circuito série se comporta como fonte de tensão e o circuito paralelo como fonte de corrente.

Figura 2.11 – Circuitos de compensação



Fonte: (JOY B. K. KUSHWAHA; KUMAR, 2015)

A escolha da topologia do circuito de compensação impacta diretamente no fator de qualidade ( $Q_2$ ) que tem grande influência na potência transmitida em sistemas *wireless*. Devido a natureza oscilatória do sistema, não é possível escolher grandes valores para o fator de qualidade, pois somente é possível sustentar valores elevados de  $Q$  em uma faixa de frequência estreita. A operação do sistema fora da faixa de frequência especificada implica na redução de potência transferida para a carga. Segundo (SILVA, 2017) o fator de qualidade deve estar entre 2 e 10.

A impedância refletida dada pela Equação (2.16) varia conforme a topologia do circuito de compensação escolhido (série ou paralelo). A impedância total do circuito secundário série e paralelo é dada pelas equações (2.18) e (2.19) respectivamente.

$$Z_2^S = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L \quad (2.18)$$

$$Z_2^P = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2 + \frac{1}{R_L}} \quad (2.19)$$

Logo a impedância total do circuito primário é dada pelas equações (2.20) e (2.21) onde  $Z_r$  é a impedância que deve ser refletida conforme topologia do circuito secundário.

$$Z_1^S = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + Z_r \quad (2.20)$$

$$Z_1^P = \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1 + Z_r}} \quad (2.21)$$

A corrente do primário é calculada pela Equação (2.22), onde  $Z_t$  é a impedância total do circuito, sendo diferente para as quatro topologias apresentadas. A corrente que flui no lado secundário é apresentada na Equação (2.23)

$$i_1 = \frac{v_1}{Z_t} \quad (2.22)$$

$$i_2 = \frac{j\omega M v_1}{Z_2 Z_t} \quad (2.23)$$

Assim a potência fornecida pela fonte de entrada e a potência transferida para a carga é dada pelas equações (2.24) e (2.25).

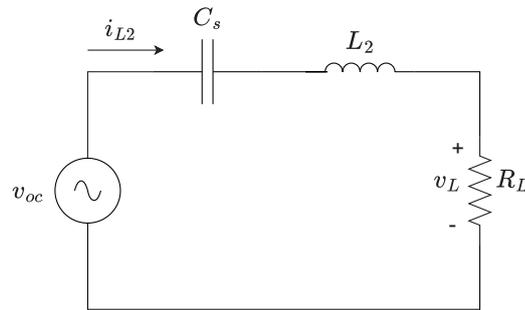
$$P_i = i_1^2 Z_t \quad (2.24)$$

$$P_o = i_2^2 R_L \quad (2.25)$$

### 2.5.1 Compensação série

Ao adicionar um capacitor em série com a indutância, de modo que a frequência de comutação ( $\omega$ ) seja igual a frequência de ressonância ( $\omega_0$ ), a reatância do capacitor cancela a reatância do indutor e o circuito do secundário é visto como resistivo. O valor do capacitor é calculado segundo Equação (2.26).

Figura 2.12 – Circuito série



Fonte: Próprio autor

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (2.26)$$

Através do circuito da figura (2.12) pode-se calcular a potência reativa apresentada na Equação (2.27) e a potência ativa foi apresentada em (2.25).

$$Q = i_{L_2}^2 \omega L_2 \quad (2.27)$$

O fator de qualidade do secundário é definido pela Equação (2.28) e a potência ativa no circuito secundário em função do fator de qualidade e da potência aparente não compensada é dado pela Equação (2.29).

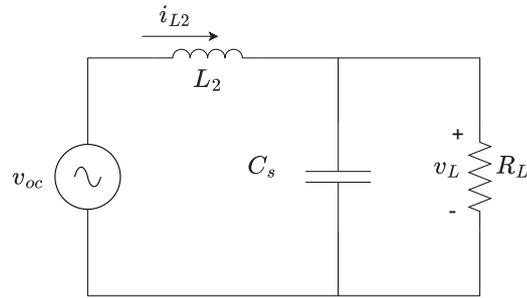
$$Q_2 = \frac{Q}{P} = \frac{\omega L_2}{R_L} \quad (2.28)$$

$$P = Q_2 S_u \quad (2.29)$$

### 2.5.2 Compensação paralelo

No circuito mostrado na figura 2.13 a potência ativa na carga é calculada pela Equação (2.30) e a potência reativa através da Equação (2.31).

Figura 2.13 – Circuito paralelo



Fonte: Próprio autor

$$P = \frac{v_L^2}{R_L} \quad (2.30)$$

$$Q = \frac{v_L^2}{\omega L_2} \quad (2.31)$$

O fator de qualidade do circuito secundário paralelo é definido na Equação (2.32) e a potência ativa no circuito secundário em função do fator de qualidade e da potência aparente não compensada foi apresentado na Equação (2.29).

$$Q_2 = \frac{Q}{P} = \frac{R_L}{\omega L_2} \quad (2.32)$$

### 2.5.3 Estudo dos circuitos de compensação

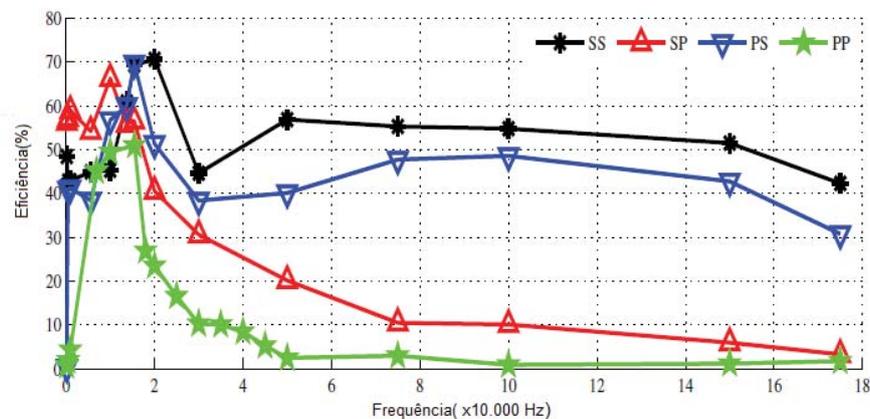
No estudo realizado por (JOY B. K. KUSHWAHA; KUMAR, 2015), são analisadas as quatro topologias, onde os autores realizam a comparação da eficiência em relação a frequência, distância e carga. As especificações do circuito são apresentadas na Tabela (2.1), sendo o circuito projetado para operar na frequência de 15,4 kHz. Os gráficos são apresentados nas Figuras 2.14, 2.15 e 2.16.

Tabela 2.1 – Especificações do circuito

Unidades	SS	SP	PS	PP
$N_1$	10	10	10	10
$N_2$	10	10	10	10
$L_1$	26,60 $\mu\text{H}$	26,60 $\mu\text{H}$	26,60 $\mu\text{H}$	26,60 $\mu\text{H}$
$L_2$	26,60 $\mu\text{H}$	26,60 $\mu\text{H}$	26,60 $\mu\text{H}$	26,60 $\mu\text{H}$
$C_p$	3,98 $\mu\text{F}$	7,85 $\mu\text{F}$	3,99 $\mu\text{F}$	7,85 $\mu\text{F}$
$C_s$	4,30 $\mu\text{F}$	4,30 $\mu\text{F}$	8,45 $\mu\text{F}$	8,45 $\mu\text{F}$

Fonte: Adaptada (JOY B. K. KUSHWAHA; KUMAR, 2015)

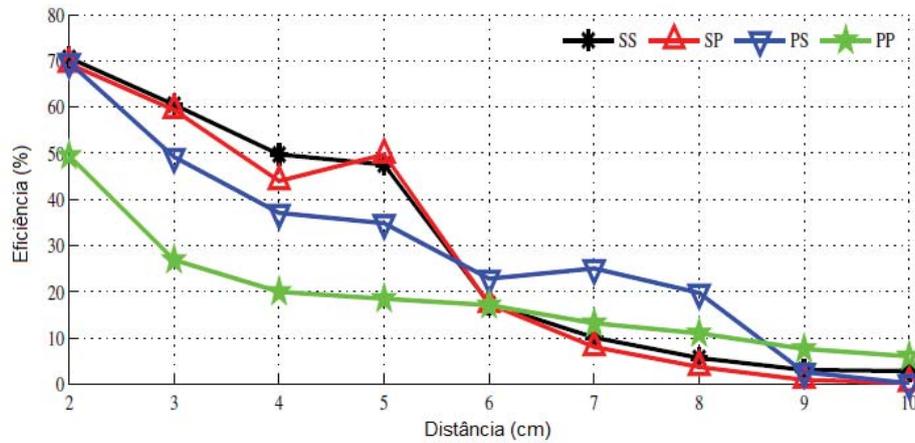
Figura 2.14 – Eficiência dos circuitos de compensação em função da frequência



Fonte: (JOY B. K. KUSHWAHA; KUMAR, 2015)

A Figura (2.14) apresenta a eficiência das quatro topologias variando a frequência e mantendo a bobina do secundário a uma distância ( $d$ ) fixa de  $d = 2$  cm para uma carga  $R_L = 1,2 \Omega$ . Verifica-se que quando o sistema opera na frequência de ressonância, a eficiência das quatro topologias aumenta consideravelmente e dentre as topologias analisadas, os dois circuitos SS e PS atingiram a maior eficiência. As topologias SP e PP foram mais afetadas com a variação de frequência, comprovando que o capacitor no lado secundário é mais sensível a essas variações.

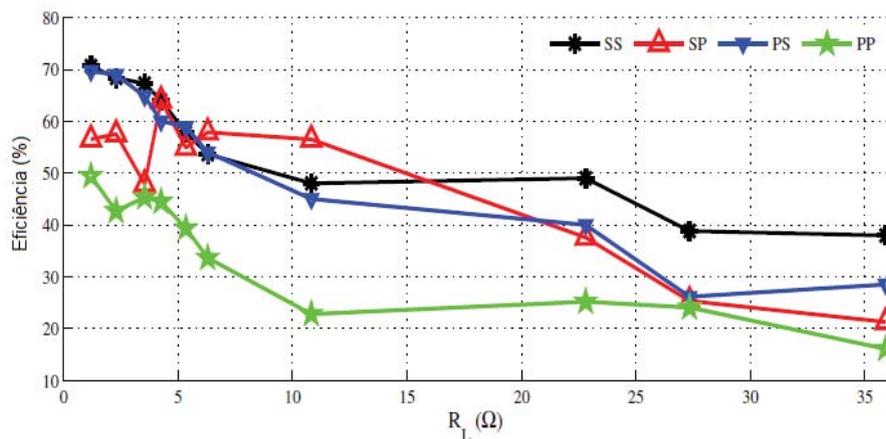
Figura 2.15 – Eficiência dos circuitos de compensação em função da distância



Fonte: (JOY B. K. KUSHWAHA; KUMAR, 2015)

A figura (2.15) compara a eficiência das quatro topologias em relação a distância. Para as topologias SS, SP e PS a uma distância  $d = 2$  cm a eficiência é em torno de 70%, sendo de 50% para compensação PP. Pode-se perceber que quanto menor a distância maior a eficiência, pois mais linhas de fluxo atravessam a bobina do secundário. Quanto maior a distância menor a eficiência por que o circuito começa a operar fora da condição de ressonância.

Figura 2.16 – Eficiência dos circuitos de compensação analisados para diferentes cargas



Fonte: (JOY B. K. KUSHWAHA; KUMAR, 2015).

A figura (2.16) compara a eficiência das quatro topologias variando-se a carga. Quanto menor a resistência maior a eficiência do circuito. As três topologias SS, SP e PS apresentaram

comportamento com eficiência desejável, porém o circuito PP novamente apresenta a menor eficiência.

Pode-se concluir a partir das Figuras (2.14), (2.15) e (2.16) que a adição do capacitor como forma de compensar as indutâncias do transformador é uma forma eficiente de aumentar a potência transferida para a carga, porém o circuito deve ser projetado para operar próximo da frequência de ressonância. Qualquer variação na frequência, distância ou na carga resulta na perda de eficiência do sistema. Os três circuitos de compensação SS, SP e PS apresentam os melhores comportamentos quando submetidos a variações no sistema, sendo o circuito PP o de menor eficiência.

A topologia que melhor atende as especificações do projeto é o circuito SS, levando em conta que o circuito apresenta a maior eficiência quando submetido a variações na frequência e que para pequenas distâncias apresenta a maior eficiência.

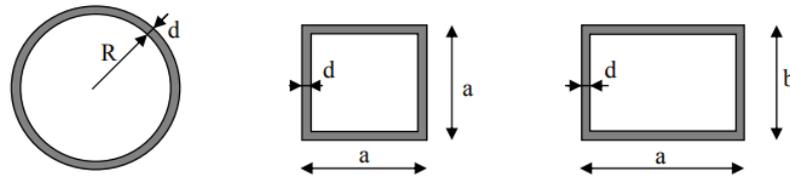
## 2.6 TRANSFORMADOR *WIRELESS*

Os transformadores que utilizam núcleo magnético (50 Hz / 60 Hz) possuem como característica um alto fator de acoplamento  $k$  maior que 0,95, no entanto nos transformadores *wireless* esse valor decai para 0,1 a 0,4 (SILVA, 2017). Portanto, o projeto da geometria da bobina deve ser feito de modo a atingir a maior indutância mútua possível. A Equação (2.33) descreve a potência transmitida no transformador, onde  $i_{L1}$  representa a corrente eficaz do primário,  $Q_2$  o fator de qualidade do secundário,  $M$  a indutância mútua e  $L_2$  a indutância do secundário. Baseado na Equação (2.33) pode-se concluir que a melhor forma de aumentar a eficiência de um transformador *wireless* é melhorando o projeto magnético  $\frac{M^2}{L_2}$ , pois um acréscimo de  $i_{L1}$  ou  $\omega$  aumenta as perdas no inversor e um aumento de  $Q_2$  pode levar o sistema a operar fora da banda. Desta forma, a partir da Equação (2.33) conclui-se que quanto maior o coeficiente de indutância mútua entre as bobinas e menor o coeficiente de indução do secundário em uma certa geometria, menores são as correntes e a frequência necessária para transmitir uma dada potência.

$$P = \frac{Q_2 \omega M^2 I_{L1}^2}{L_2}, \quad (2.33)$$

Os três tipos de geometria mais relevantes na literatura são circular, quadrada e retangular conforme a figura (2.17). A escolha da geometria deve ser feita de forma a melhorar o projeto magnético. Segundo (GAZULLA, 2009), com o mesmo número de espiras, o mesmo comprimento de espiras, o mesmo diâmetro médio e o mesmo cabo condutor, a geometria circular obtém o maior coeficiente de indutância mútua, sendo 20% maior que com a geometria quadrada e 50% maior que com a retangular. Conclui-se então que para a melhor eficiência do transformador, a geometria escolhida será a circular com formato espiral.

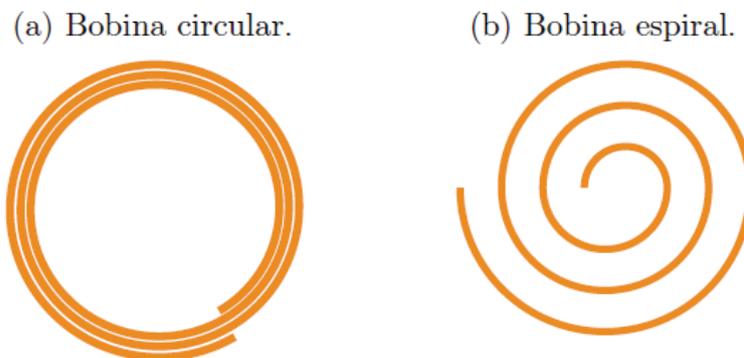
Figura 2.17 – Geometria das bobinas



Fonte: (GAZULLA, 2009)

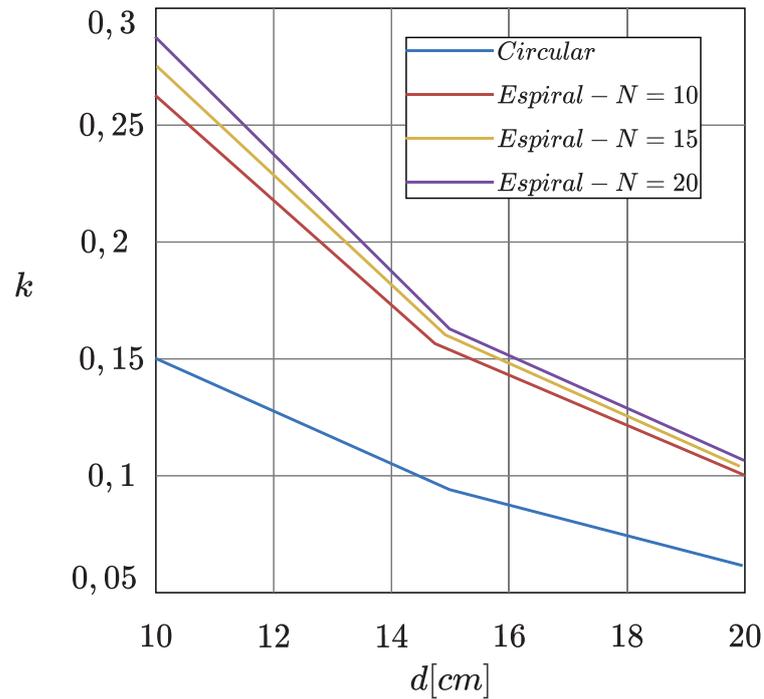
As bobinas podem ser construídas com forma circular ou em formato espiral conforme figura (2.18). Segundo (CARNEIRO, 2020), análises realizadas via software demonstram que as bobinas em espiral apresentam fator de acoplamento maior do que os enrolamentos circulares para todos os valores de distância analisados. Foram considerados enrolamentos com número de espiras  $N$  igual a 10, 15 e 20, todos com raio externo igual a 19 cm. Embora o número de espiras afete tanto as indutâncias próprias quanto a mútua para ambas as geometrias, para os enrolamentos circulares a alteração realizada no número de espiras não resultou em diferenças no fator de acoplamento. A Figura 2.19 demonstra os resultados das análises do fator de acoplamento para os arranjos circular e espiral com núcleos de ar.

Figura 2.18 – Disposição das espiras



Fonte: (CARNEIRO, 2020)

Figura 2.19 – Fator de acoplamento de diferentes arranjos de bobinas



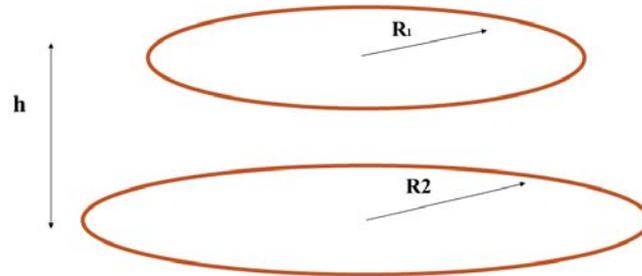
Fonte: (CARNEIRO, 2020)

Observa-se que para a distância  $d = 10$  cm, o fator de acoplamento do arranjo espiral com 20 espiras é cerca de 90% maior do que o fator de acoplamento do arranjo circular. Para uma distância de 15 cm essa diferença é da ordem de 74%. A partir dessa mesma distância não há um ganho significativo do arranjo espiral com  $N = 20$  em relação ao arranjo com  $N = 10$ , sendo que o menor número de espiras apresenta como vantagens um menor custo e menor resistência série equivalente.

### 2.6.1 Geometria circular dispostas horizontalmente

A indutância própria de uma bobina circular com raio médio  $R$ , formado por  $N$  espiras e espessura radial  $e$  pode ser calculado pela Equação (2.34) e a indutância mútua de duas bobinas circulares concêntricas de raio  $R_1$  e  $R_2$ , número de espiras igual a  $N_1$  e  $N_2$  e separadas por uma distância  $h$  conforme Figura 2.20 pode ser calculado pela Equação (2.35) (GAZULLA, 2009).

Figura 2.20 – Dimensões para cálculo de indutância mútua



Fonte: Próprio autor

$$L = u_0 \cdot R \cdot N^2 \cdot \left( \ln \frac{16R}{e} - 2 \right), \quad (2.34)$$

$$M = u_0 N_1 N_2 \pi \sqrt{R_1 R_2} \left( \frac{F_k^3}{16} + \frac{3F_k^5}{64} \right), \quad (2.35)$$

$$F_k = \sqrt{\frac{4R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2 + h^2}}, \quad (2.36)$$

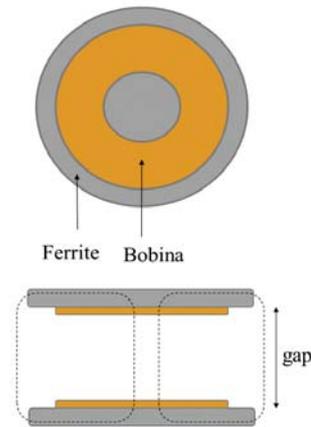
Para simplificar a solução das equações de indutância e obter uma análise mais detalhada utiliza-se o método dos elementos finitos (MEF) através do software Maxwell 3D (Ansys) e as simulações são apresentadas no capítulo 3.

### 2.6.2 Ferrite em sistemas de transmissão de energia *wireless*

Em transformadores de baixo coeficiente de acoplamento é comum adicionar um material magnético para aumentar as linhas de fluxo que percorrem as bobinas. Nas aplicações de baixa frequência, o material utilizado é o ferro silício, porém em aplicações de alta frequência o ferro silício não é adequado devido as perdas por histerese e correntes de *foucault*. Portanto, o ferrite surge como o material mais adequado pois é capaz de operar em frequências mais elevadas com menor saturação do núcleo. Segundo Juan Gazulla (GAZULLA, 2009), a presença de ferrite no lado emissor e no receptor aumenta a capacidade de transferência de energia em até 63% em relação as bobinas com núcleo de ar. A literatura apresenta uma grande variedade de dispositivos que receberam a adição de ferrite para melhorar seu desempenho. Esses dispositivos (*pads*)

dependem do formato da peça e a posição que é colocado junto ao enrolamento. O ferrite no formato de disco, mostrado na Figura 2.21, apresenta a melhor solução pois tem como principal característica o elevado fator de acoplamento, devido ao fluxo magnético estar confinado as faces internas dos *pads* (ESSER A.; NAGEL, 1993). Nesse trabalho não foi utilizado o ferrite devido a dificuldade de encontrar no mercado.

Figura 2.21 – Ferrite no formato de disco alinhado com as bobinas

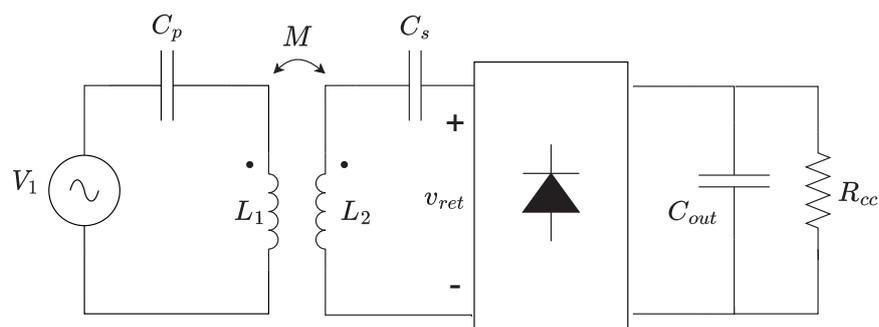


Fonte: Próprio autor.

## 2.7 CIRCUITO RETIFICADOR

Para alimentar uma carga CC no lado secundário do transformador, é necessário implementar um circuito retificador para transformar valores de corrente e tensão CA em CC. Na Figura (2.22) é apresentada a topologia SS com carga do tipo fonte de tensão constante, onde uma ponte de diodos é usada para retificar a corrente fornecida à carga.

Figura 2.22 – Circuito retificador

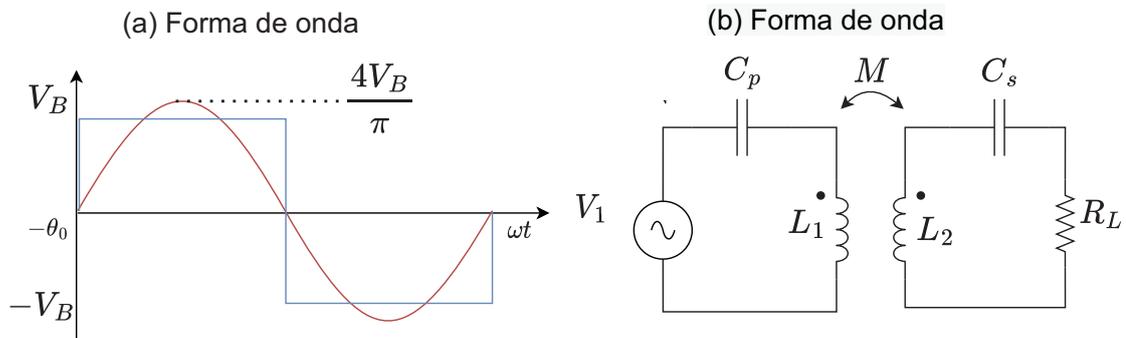


Fonte: Adaptado de (CARNEIRO, 2020).

A ponte de diodos inserida no circuito é um dispositivo não linear que, a rigor, exigiria uma análise matemática no domínio do tempo. Para facilitar o estudo, é possível realizar uma análise simplificada através da aproximação de primeiro harmônico conforme (CARNEIRO, 2020) e (PASCOAL, 2021). Essa simplificação permite substituir todo o circuito retificador por uma simples resistência  $R_L$ . É importante considerar que o inversor *half-bridge* gera uma onda quadrada, porém ao utilizar essa análise de aproximação de primeiro harmônico, o inversor de onda quadrada é substituído por uma fonte de tensão senoidal, logo a tensão em cima do resistor  $R_L$  passa a ser considerada senoidal conforme Figura 2.23 e é dada pela Equação (2.37).

$$v_0 = \frac{4V_B}{\pi} \text{sen}(\omega t + \theta_0), \quad (2.37)$$

Figura 2.23 – Aproximação de primeiro harmônico da tensão de entrada da ponte retificadora.



Fonte: (CARNEIRO, 2020)

A resistência equivalente do circuito retificador em conjunto com o filtro  $C$  e a carga  $R_{cc}$  pode ser descrita pela Equação (2.38) e tensão eficaz no resistor pode ser definida conforme Equação (2.39)

$$R_L = \frac{8R_{cc}}{\pi^2}, \quad (2.38)$$

$$v_L = \frac{4V_{R_{cc}}}{\pi\sqrt{2}}, \quad (2.39)$$

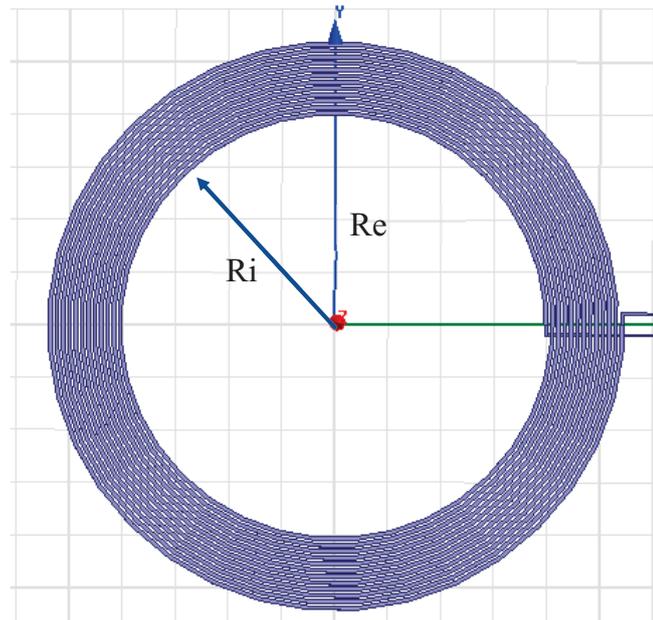
### 3 PROJETO E SIMULAÇÃO DO CIRCUITO A SER IMPLEMENTADO

Neste capítulo apresentam-se as simulações do projeto do transformador e as simulações do circuito do primário e do circuito secundário.

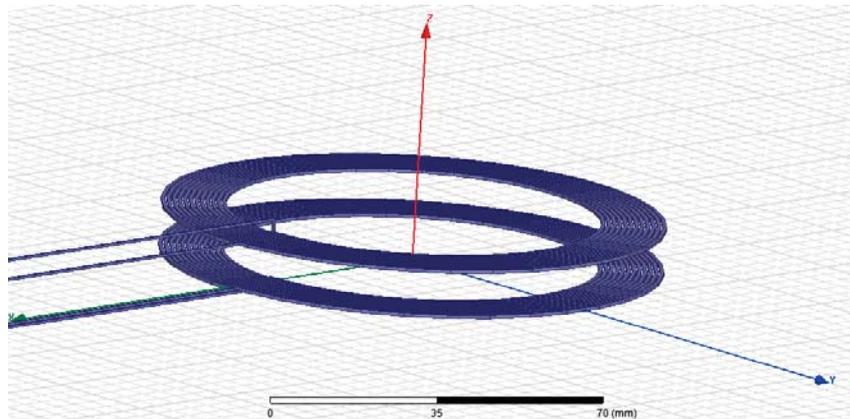
#### 3.1 PROJETO DO TRANSFORMADOR

Para avaliar o comportamento do campo magnético ao redor da bobina e para analisar a variação do fator de acoplamento  $k$  com a distância no transformador *wireless* é utilizado o software comercial *Maxwell* que através do método de elementos finitos simula a construção de um transformador com núcleo de ar. A geometria escolhida para o transformador *wireless* é a circular. Segundo (SILVA, 2017) é a geometria que propicia a maior indutância própria para o mesmo comprimento de fio e por ser a mais utilizada possui mais informações à disposição para a pesquisa.

A geometria circular com espiras dispostas horizontalmente é projetada considerando  $N_1 = N_2 = 12$  espiras com raio externo da bobina de  $R_e = 110$  mm e raio interno de  $R_i = 80$  mm conforme pode ser visto nas Figuras (3.1), (3.2). O sistema foi submetido a uma excitação de corrente na bobina do primário de 6 A, considerando uma frequência de 60 kHz e variando as distâncias entre as bobinas do primário e do secundário de 5 mm a 40 mm conforme apresenta a Tabela 3.1 e a Figura 3.3.

Figura 3.1 – Transformador *wireless* vista superior

Fonte: Próprio autor

Figura 3.2 – Transformador *wireless* vista lateral

Fonte: Próprio autor

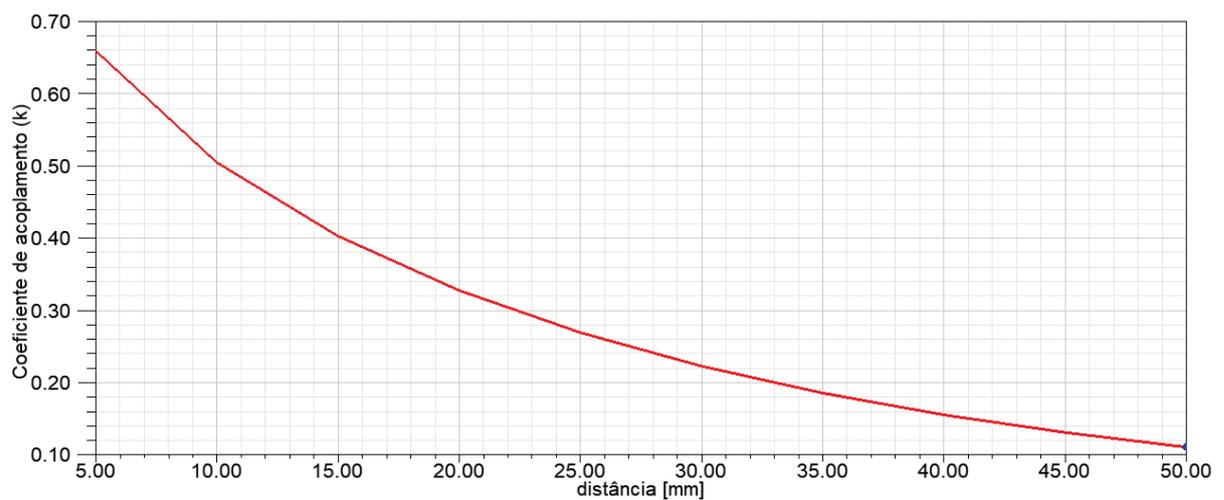
Através da Figura 3.3 pode-se concluir que quando a geometria é submetida a variações na distância, o coeficiente de acoplamento  $k$  e a indutância mútua  $M$  são afetados, uma vez que as linhas de fluxo que atravessam a bobina do secundário são reduzidas.

Tabela 3.1 – Valores da simulação

Dist (mm)	k	$M(\mu\text{H})$	$L_1(\mu\text{H})$	$L_2(\mu\text{H})$
5,00	0,66	12,55	19,06	19,00
10,00	0,50	10,63	21,10	21,03
15,00	0,40	8,88	22,08	22,03
20,00	0,33	7,34	22,57	22,53
25,00	0,27	6,34	22,81	22,80
30,00	0,22	5,11	22,97	22,96
35,00	0,18	4,28	23,07	23,02
40,00	0,15	3,59	23,10	23,07
45,00	0,13	3,02	23,05	23,04
50,00	0,11	2,55	23,06	23,07

Fonte: Próprio autor

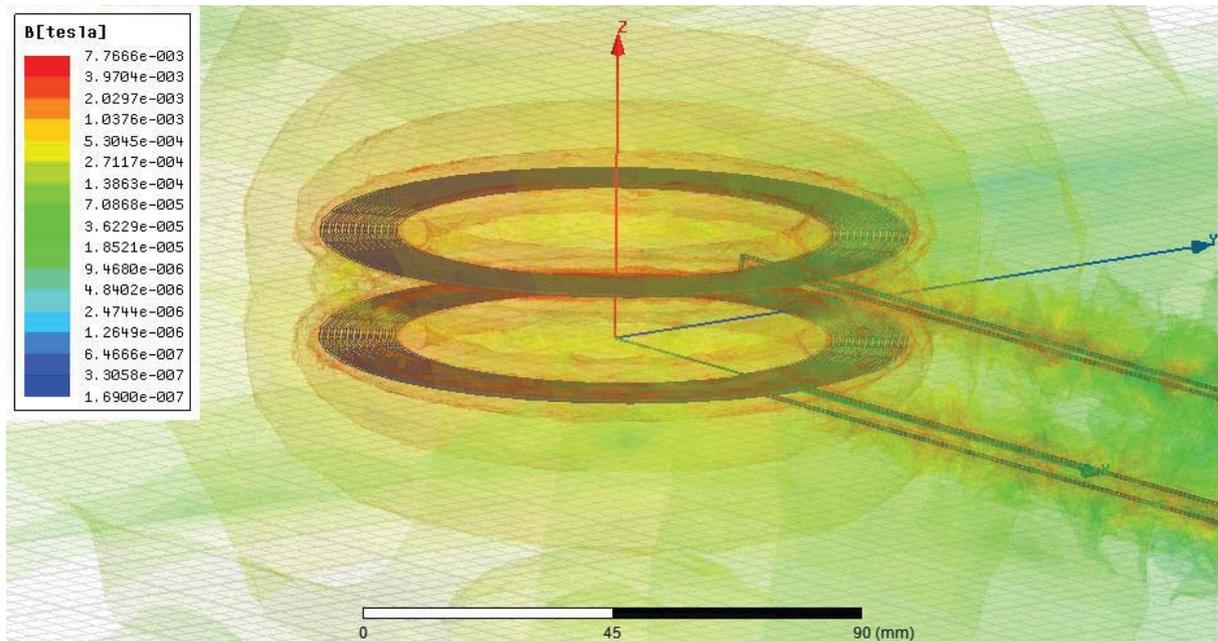
Figura 3.3 – Coeficiente de acoplamento em função da distância



Fonte: Próprio autor

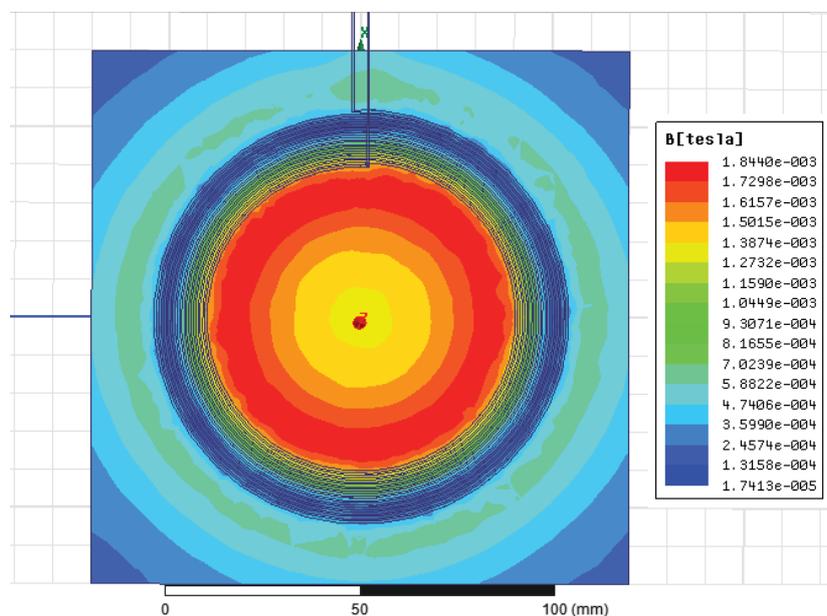
Na Figura 3.4 é apresentado o modelo tridimensional da indução magnética  $B$  e na Figura 3.5 é apresentada a distribuição do fluxo magnético em uma projeção azimutal.

Figura 3.4 – Densidade do campo magnético  $B$  para distância de 20 mm



Fonte: Próprio autor

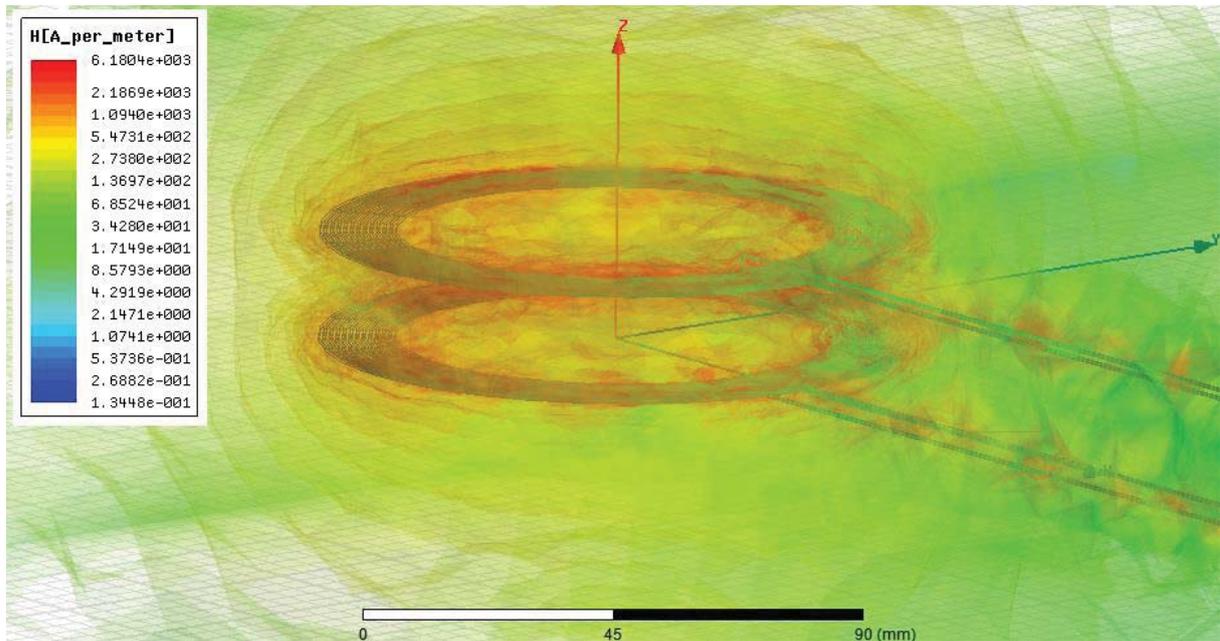
Figura 3.5 – Densidade do campo magnético  $B$  para distância de 20 mm em projeção azimutal



Fonte: Próprio autor

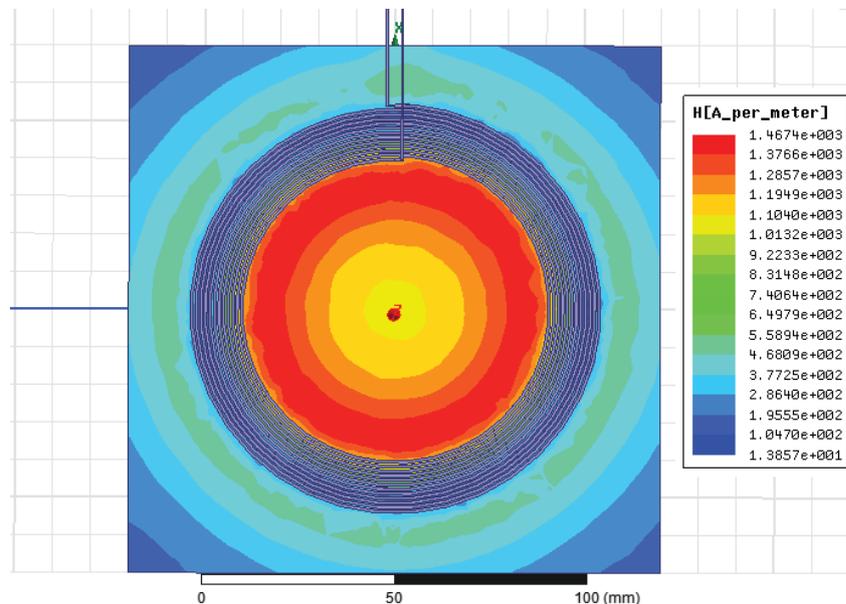
Na Figura 3.6 é apresentado o modelo tridimensional do comportamento do campo magnético  $H$  e na Figura 3.7 é apresentado como o campo magnético é distribuído em uma projeção azimutal.

Figura 3.6 – Intensidade do campo magnético  $H$  para distância de 20 mm



Fonte: Próprio autor

Figura 3.7 – Intensidade do campo magnético  $H$  para distância de 20 mm em projeção azimutal



Fonte: Próprio autor

Observando as Figuras 3.4, 3.5, 3.6 e 3.7 pode-se concluir que tanto o fluxo magnético  $B$  quanto o campo magnético  $H$  ficam mais intensos na região central das bobinas.

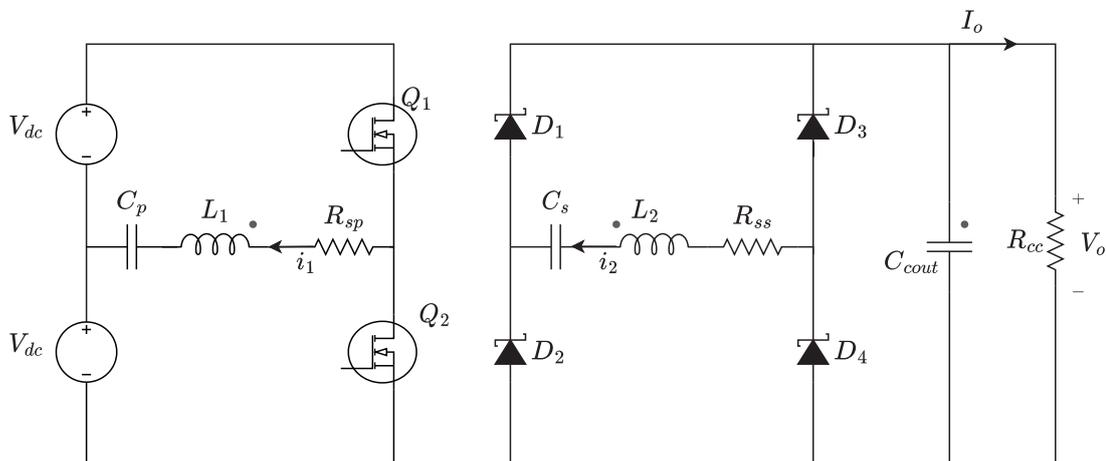
### 3.2 CÁLCULOS DO CIRCUITO PRINCIPAL

O esquemático do circuito é apresentado na Figura 3.8, sendo aplicado a topologia do inversor *half-bridge* utilizando circuito de compensação série-série formado pelos capacitores  $C_p$  e  $C_s$  e as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ . Para o estágio de retificação de saída empregou-se o retificador passivo em ponte completa, juntamente com um capacitor de filtro  $C_{out}$ . A carga está representada pelo resistor  $R_{cc}$ . As perdas por efeito Joule são representadas pelos resistores  $R_{sp}$  e  $R_{ss}$ , ambos com valores iguais e fixos de  $0,1 \Omega$ . As especificações do sistema são definidas como;

- Potência de saída máxima : 15 W ;
- Tensão e corrente 9 V - 1,67 A;
- Fator de acoplamento ( $k$ ) : 0,3;
- Frequência de operação de 60 kHz;

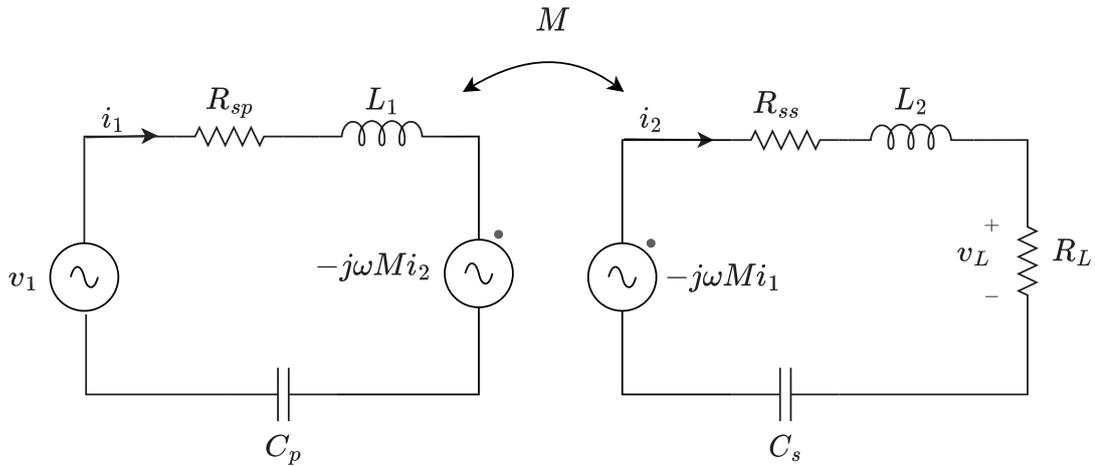
A metodologia aplicada para o projeto do sistema utiliza a aproximação de primeira harmônica. Essa metodologia considera que em um sistema ressonante, a única componente da série de *Fourier* que contribui para a transferência de potência é a componente na frequência fundamental (DUERBAUM, 1998). Através desta aproximação é possível substituir o inversor da entrada por uma fonte de tensão alternada de frequência igual a frequência de ressonância do sistema. Além disso, o conjunto de retificação de saída é substituído por uma carga resistiva equivalente e o circuito resultante destas simplificações está ilustrado na Figura 3.9. Inicialmente, encontra-se o valor de carga nominal do sistema, levando em consideração as especificações de tensão e potência de saída, tal como:

Figura 3.8 – Esquemático do circuito



Fonte: Próprio autor

Figura 3.9 – Circuito simplificado



Fonte: Próprio autor

$$R_{cc} = \frac{V_0^2}{P_0} = 5,4 \, \Omega, \quad (3.1)$$

Em seguida, calcula-se a resistência equivalente na entrada do retificador, dada por:

$$R_L = \frac{8R_{cc}}{\pi^2} = 4,38 \, \Omega, \quad (3.2)$$

O próximo passo é definir o fator de qualidade do circuito secundário  $Q_s$ . Seus valores tipicamente adotados ficam em torno de 2 e 10. Nesse trabalho foi escolhido o seu valor igual a 2. Em (ADITYA; SOOD, 2017) é apresentado o efeito de bifurcação, que pode ocorrer devido a característica dos sistemas de transferência de energia *wireless* serem duplamente sintonizados, o que é indesejável, pois afeta o controle, a eficiência e a estabilidade de todo o sistema. Este fenômeno é diretamente relacionado com o fator de acoplamento  $k$  e o fator de qualidade  $Q_s$ . Desta forma, torna-se interessante projetar o sistema para evitar essa característica, o que pode ser feito se a seguinte relação for satisfeita:

$$k < \frac{1}{Q_s} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_s^2}} = 0,484 \quad (3.3)$$

Após a determinação do fator  $Q_s$ , é possível encontrar a autoindutância do secundário  $L_2$ , através de:

$$L_2 = \frac{Q_s R_L}{\omega_0} = 23,22 \, \mu H \quad (3.4)$$

Utilizando o fator de acoplamento  $k$  é possível encontrar a indutância mútua  $M$  do sistema, bem como a autoindutância do primário  $L_1$ . Estas são obtidas através das seguintes expressões:

$$M = L_2 k = 6,97 \mu H \quad (3.5)$$

$$L_1 = \frac{M^2}{L_2 k^2} = 23,22 \mu H \quad (3.6)$$

Calcula-se então os valores dos capacitores de compensação que possibilitam a ressonância com as autoindutâncias do primário e secundário na frequência de operação do sistema ( $f_s$ ).

$$C_p = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} = 303 \text{ nF} \quad (3.7)$$

Onde  $C_p$  é igual a  $C_s$ . Em seguida, torna-se necessário a definição da tensão de entrada eficaz equivalente  $v_1$  que foi desenvolvido em (PASCOAL, 2021).

$$v_1 = \frac{P_0(R_{ss}R_{sp} + \omega_0^2 M^2) + R_{ss}v_L^2}{\omega_0 M v_L} = 5,18 \text{ V} \quad (3.8)$$

A corrente de entrada eficaz  $i_1$  e a corrente de saída eficaz  $i_2$  do circuito simplificado foram desenvolvidas em (CARNEIRO, 2020) utilizando o mesmo método da aproximação da primeira harmônica e são apresentadas abaixo

$$i_1 = \frac{v_1 R_{ss} + \omega_0 M v_L}{\omega_0^2 M^2 + R_{sp} R_{ss}} = 3,16 \text{ A} \quad (3.9)$$

$$i_2 = \frac{-v_L R_{sp} + \omega_0 M v_1}{\omega_0^2 M^2 + R_{sp} R_{ss}} = 1,85 \text{ A} \quad (3.10)$$

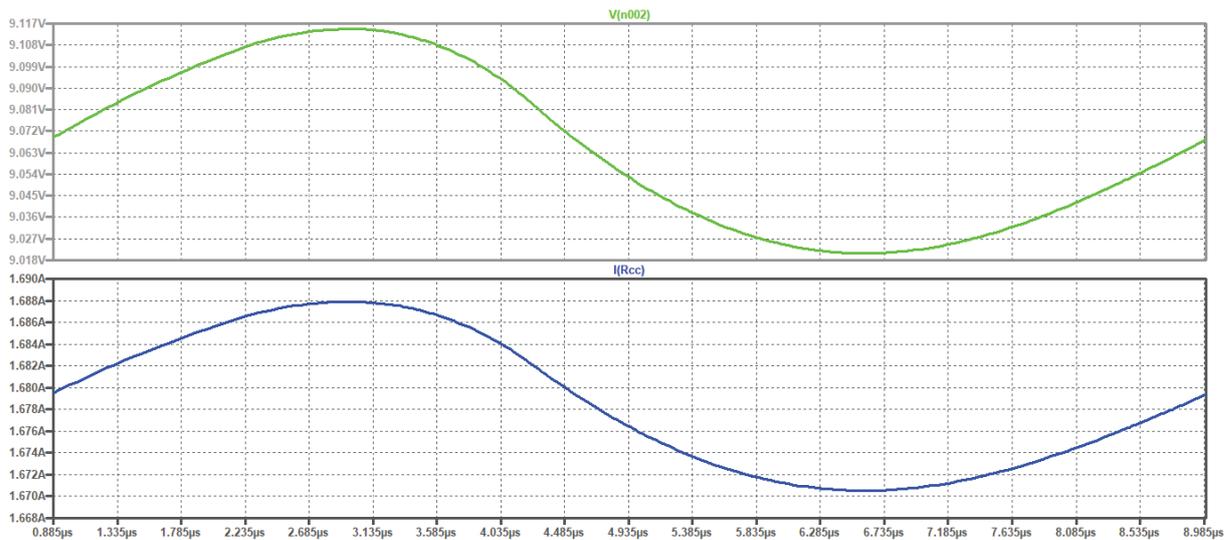
E a partir dessas equações, pode-se calcular a potência de entrada do circuito simplificado  $P_{in}$  e a eficiência do circuito, desconsiderando as perdas no inversor

$$P_{in} = \frac{v_1(v_1 R_{ss} + \omega_0 M v_L)}{\omega_0^2 M^2 + R_{sp} R_{ss}} = 16,34 \text{ W} \quad (3.11)$$

$$n = \frac{v_L(-v_L R_{sp} + \omega_0 M v_1)}{v_1(v_1 R_{ss} + \omega_0 M v_L)} = 91,8\% \quad (3.12)$$

A seguir são apresentados os gráficos de tensão e corrente de saída do circuito da Figura 3.8

Figura 3.10 – Formas de onda de tensão e corrente de saída

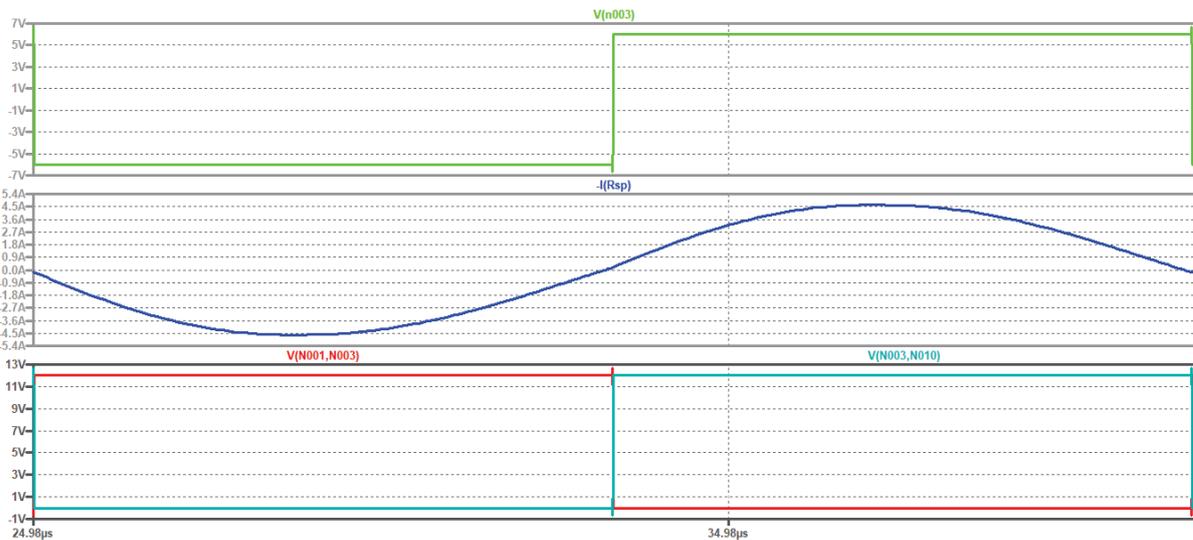


Fonte: Próprio autor

A Figura 3.10 ilustra as formas de onda de tensão de saída e corrente de saída durante um período de comutação. Dessa forma, verifica-se que  $V_o$  apresenta um valor médio aproximado de 9,06 V com uma ondulação de aproximadamente 93 mV, resultando em 1% de ondulação especificado no cálculo do capacitor de saída. Além disso, verifica-se que a potência de saída resultante é de 15,20 W. A potência de entrada  $P_{in}$  foi de 17,9 W o que resulta em uma eficiência do sistema em simulação de 85% considerando diodos de comutação rápida na ponte retificadora. Esses pequenos desvios nos cálculos são devido a escolha da tensão de entrada eficaz equivalente  $v_1$  de aproximadamente 6 V, que é aumentada visando compensar parte das perdas do circuito experimental. Outros pequenos desvios no cálculo podem ser derivados do método de análise simplificado que considera apenas a primeira harmônica. Também deve ser considerado que devido a baixa potência em geral do circuito, qualquer perda resulta em uma variação considerável no resultado final.

Na Figura 3.11 pode ser observada a forma de onda da tensão sintetizada pelo inversor. A tensão sintetizada pelo inversor apresenta um formato quadrado, enquanto a corrente na entrada do tanque demonstra um comportamento aproximado de uma senoide. Essa característica é relacionada com a operação do sistema em ressonância. Vale ressaltar que em um inversor *half-bridge* deve ser adicionado um tempo morto entre a comutação da chave  $Q_1$  e  $Q_2$  pois caso contrário pode acontecer um curto circuito entre a fonte de entrada e as duas chaves.

Figura 3.11 – Formas de onda de tensão e corrente na entrada do tanque série e tensão nas chaves



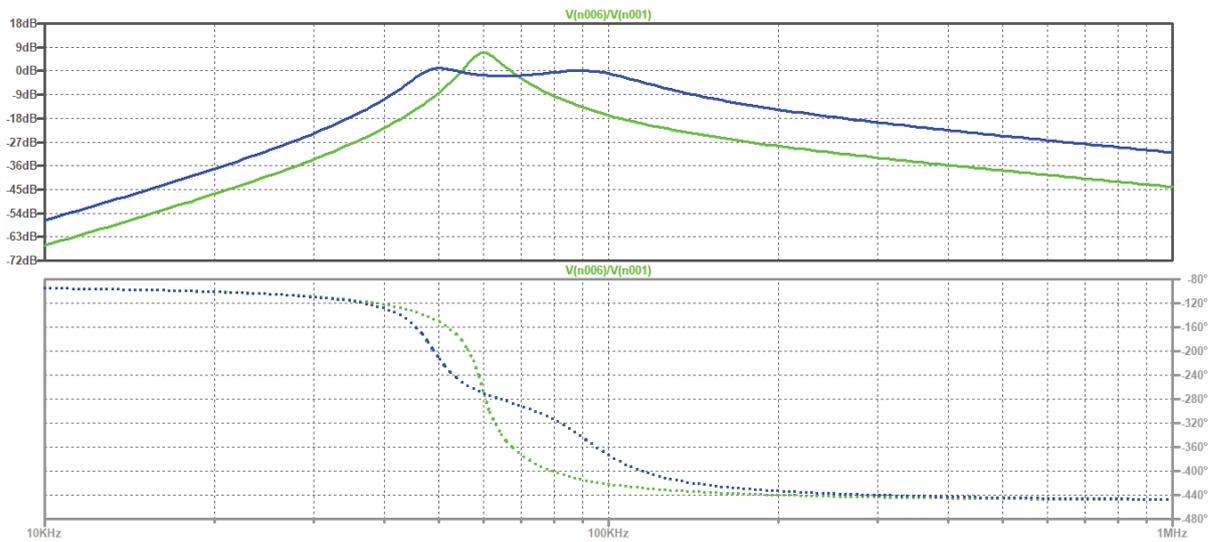
Fonte: Próprio autor

Tendo em vista que o sistema oscila com a variação do acoplamento magnético, torna-se interessante analisar o efeito dessa variação na operação do sistema. Para isso, é definido dois valores de fator de acoplamento, sendo  $k = 0,2$  estando abaixo do fator de acoplamento crítico calculado na Equação (3.3) e  $k = 0,6$  acima do valor crítico calculado. A Figura 3.12 apresenta o ganho da tensão de saída  $\frac{v_L}{v_1}$  e a fase.

Ao analisar o ganho de tensão do sistema na Figura 3.12, observa-se que quando o fator de acoplamento está abaixo do valor crítico calculado, não acontece o efeito de bifurcação e conseqüentemente maior o ganho. Porém, quanto menor o valor do fator de acoplamento escolhido em relação ao fator de acoplamento crítico, mais acentuada fica a crista do ganho de tensão e maior o risco de o sistema estar operando fora da frequência de ressonância.

Ao analisar o gráfico da fase observa-se que a tensão de saída está  $90^\circ$  adiantada em relação a tensão de entrada quando o sistema opera na frequência de  $60\text{ kHz}$ .

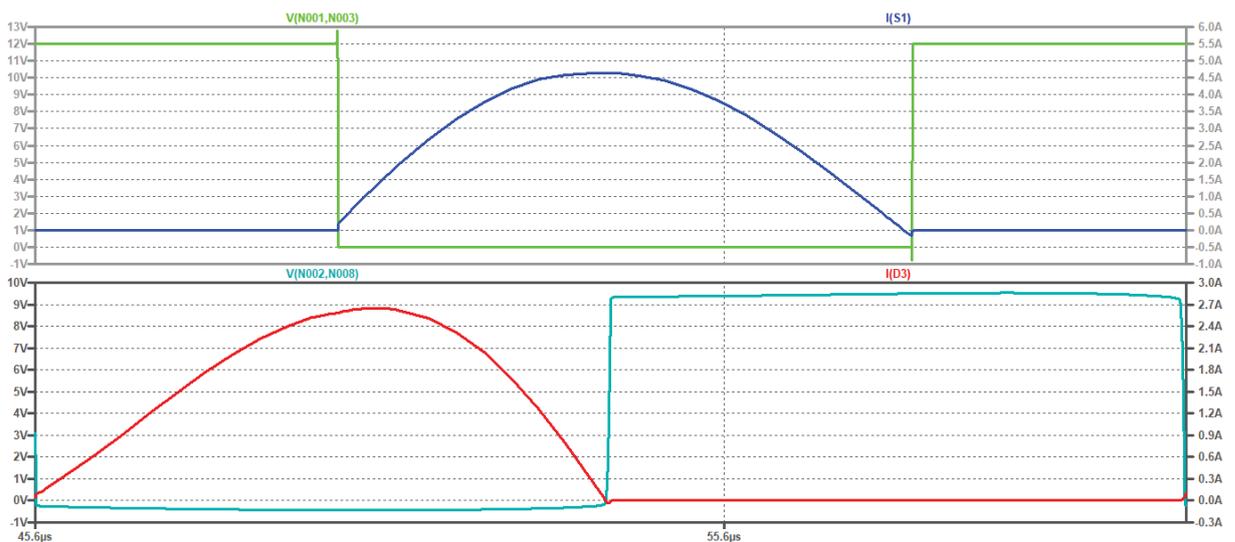
Figura 3.12 – Resposta em frequência do ganho de tensão e da fase, sendo  $k = 0,2$  (curva verde) e  $k = 0,6$  (curva azul).



Fonte: Próprio autor

Para calcular os esforços de corrente e tensão nas chaves e nos diodos é necessário analisar as suas formas de onda que são mostradas na Figura 3.13. Para maior precisão nos cálculos, considera-se os valores de pico de corrente e pico tensão da simulação.

Figura 3.13 – Esforços de tensão e corrente na chave (em verde e azul) e diodo (em azul claro e vermelho)



Fonte: Próprio autor

Com base no formato de onda de tensão e corrente de uma das chaves, é apresentada a tensão de pico, corrente de pico, corrente média e corrente eficaz da Equação (3.13) a Equação (3.16).

$$V_{pchave} = 12 V \quad (3.13)$$

$$I_{pchave} = 4,64 A \quad (3.14)$$

$$I_{med} = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{\pi} 0 d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} (I_{pchave} \sin \omega t) d\omega t \right] = 1,48 A \quad (3.15)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{\pi} 0 d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} (I_{pchave} \sin \omega t)^2 d\omega t \right]} = 2,32 A \quad (3.16)$$

O cálculo de tensão de pico, corrente de pico, corrente média e corrente eficaz de um dos diodos é apresentado da Equação (3.17) a Equação (3.20).

$$V_{pdiodo} = 9,50 V \quad (3.17)$$

$$I_{pdiodo} = 2,65 A \quad (3.18)$$

$$I_{med} = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{\pi} 0 d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} (I_{pdiodo} \sin \omega t) d\omega t \right] = 843 mA \quad (3.19)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{\pi} 0 d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} (I_{pdiodo} \sin \omega t)^2 d\omega t \right]} = 1,325 A \quad (3.20)$$

O cálculo da corrente eficaz do capacitor  $C_p$  é a própria corrente  $i_1$  mostrada na Equação (3.9). O valor eficaz da tensão no capacitor  $C_p$  é dado por

$$V_{rmsC_p} = \frac{i_1}{\omega_o C_p} \quad (3.21)$$

A corrente eficaz que circula pelo capacitor  $C_s$  é a corrente  $i_2$  e a tensão eficaz obtida em  $C_s$  é dada por

$$V_{rmsC_s} = \frac{i_2}{\omega_o C_s} \quad (3.22)$$



$$T_{Lmin} = \frac{1-D}{F_{sw}} = 8,33 \mu s \quad (4.1)$$

$$T_{Hmax} = \frac{D}{F_{sw}} = 8,33 \mu s \quad (4.2)$$

$$Q_{cb} = Q_g + T_{Hmax} \cdot I_{QBS} = 82,9 nC \quad (4.3)$$

$$C_b = \frac{Q_{CB}}{\Delta V_{CB}} = 138 nF \quad (4.4)$$

$$R_b = \frac{T_{Lmin}}{3C_b} = 20 \Omega \quad (4.5)$$

O cálculo da corrente média e corrente de pico no diodo *bootstrap* é demonstrado nas Equações (4.6) e (4.8)

$$I_{med} = \frac{Q_{cb}}{T_{Lmin}} = 10 mA \quad (4.6)$$

$$I_{pico} = \frac{V_{CC} - V_{DB}}{R_B} = 565 mA \quad (4.7)$$

Sabendo que o *gate-drive IR1210* pode fornecer até 2 A de corrente de saída, pode-se calcular o resistor de gate do *MOSFET* considerando 1 A.

$$R_g = \frac{V_{gs}}{I_g} = 12 \Omega \quad (4.8)$$

O *datasheet* da *Texas Instruments* recomenda adicionar um pequeno filtro *RC* entre o sinal de saída do *PWM* do microcontrolador e a entrada do *gate drive* para filtrar altas frequências indesejadas no circuito, porém com resistência entre  $R_h$  e  $R_l = 10 \Omega$  e  $100 \Omega$  e capacitância entre  $C_h$  e  $C_l = 10 pF$  e  $220 pF$  (INSTRUMENTS, 2020). Nesse trabalho foi utilizado frequência de corte mais baixa possível dentro desses valores, sendo  $R_h$  e  $R_l = 100 \Omega$  e  $C_h$  e  $C_l = 220 pF$ .

## 4.2 CÁLCULO TÉRMICO

Um dos fatores que limita a capacidade de corrente de qualquer semicondutor é a máxima temperatura de junção. Esta temperatura é indicada pelo fabricante e não deve ser ultrapassada pois pode ocasionar na destruição do componente em função do aquecimento. Para manter a temperatura dentro dos limites suportados pelo semicondutor pode-se montá-lo sobre um

dissipador de calor adequado ou então sobredimensionar o componente para evitar o uso do dissipador.

#### 4.2.1 Perdas no *MOSFET*

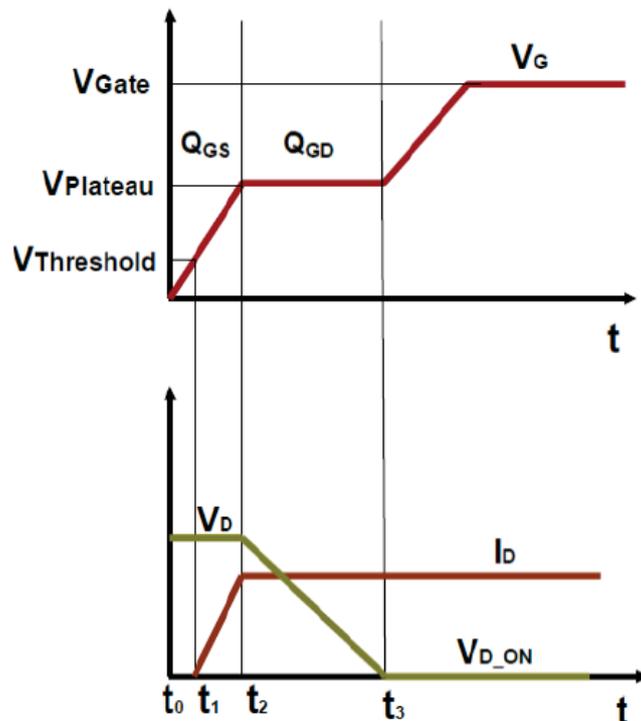
As perdas em qualquer semicondutor são divididas em perdas por condução e perdas por comutação. As perdas de comutação são subdivididas em: perda de comutação durante a entrada em condução ( $E_{ON}$ ) e perda de comutação durante o bloqueio ( $E_{OFF}$ ) (SARTORI, 2013).

As perdas de condução do *MOSFET* são bastante significativas, isso se deve ao fato de o semicondutor possuir um comportamento resistivo quando em condução. As perdas durante a condução do *MOSFET* são determinadas a partir da Equação (4.9) em que a corrente  $I_{RMS}$  da chave é calculada na Equação (3.16) e a resistência de condução  $R_{ON} = 21 \text{ m}\Omega$  obtida no catálogo, considerando temperatura de junção de  $80 \text{ C}^\circ$

$$P_{cond} = R_{ON} \cdot I_{rms}^2 = 135 \text{ mW} \quad (4.9)$$

A maior parte da potência dissipada durante a comutação do *MOSFET* ocorre por sobreposição entre tensão e corrente na entrada e na saída de condução, Figura 4.2. Os tempos em que ocorrem estas sobreposições são determinantes para o cálculo das perdas. Esses tempos são proporcionais a cargas e descargas de capacitâncias parasitas presentes neste semicondutor ( $C_{DG}$   $C_{GS}$   $C_{GD}$ ). Para o cálculo das perdas nas comutações é necessário determinar os tempos em que ocorrem a entrada e saída de comutações do *MOSFET*.

Figura 4.2 – Entrada em condução do MOSFET



Fonte: Tese de doutorado de Hamiltom Sartori (SARTORI, 2013)

A tensão de *threshold* ( $V_{th}$ ) é a mínima polarização do *gate* necessária para formar o canal de condução entre dreno e *source*. A corrente só começará a circular pelo dreno quando a tensão de *gate* atingir o valor da tensão  $V_{th}$  e, permanece crescendo até que o capacitor presente entre o *gate* e *source* se carregue completamente, isso ocorre no instante de tempo  $t_2$ . Neste ponto, a tensão aplicada sobre o interruptor  $V_D$  começa a diminuir. A excursão da tensão  $V_D$  no intervalo  $t_2$  até  $t_3$  é relativamente grande, assim a carga total do circuito de acionamento é tipicamente mais elevada para a capacitância  $C_{DG}$  do que para a capacitância  $C_{GS}$ . No instante de tempo  $t_3$  a tensão cai a um valor igual ao produto de  $I_D$  por  $R_{ON}$ , e o semiconductor entra em condução.

O intervalo de tempo entre  $t_0$  e  $t_2$  representa a carga  $Q_{GS}$  consumida pela capacitância  $C_{GS}$ . O período de tempo entre  $t_2$  e  $t_3$  representa a carga  $Q_{GD}$  consumida pela capacitância  $C_{GD}$ . As cargas das capacitâncias parasitas são funções do produto entre a corrente e o tempo. Quanto maior for a corrente de *gate*, menor será o tempo de carga destas capacitâncias, isso indica uma relação direta entre a a corrente de *gate* e os tempos de comutações.

Os fabricantes disponibilizam valores de capacitância de entrada ( $C_{ISS}$ ), capacitância de saída ( $C_{OSS}$ ) e capacitância de transferência reversa ( $C_{RSS}$ ) que podem ser utilizadas como ponto de partida para o cálculo das capacitâncias parasitas ( $C_{DS}$ ,  $C_{GD}$  e  $C_{GS}$ ) de acordo com as equações (4.10), (4.11) e (4.12)

$$C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD} \quad (4.10)$$

$$C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD} \quad (4.11)$$

$$C_{RSS} = C_{GD} \quad (4.12)$$

Com o valores de capacitância e carga obtidos do catálogo do fabricante, é possível determinar os tempos em que ocorrem as comutações conforme Equações (4.13), (4.14) e (4.15).

$$Q_{GS} = V_{Plateau} C_{ISS} \quad (4.13)$$

$$t_2 = \frac{Q_{GS}}{I_G} \quad (4.14)$$

$$t_1 = \frac{V_{threshold}}{V_{Plateau}} t_2 \quad (4.15)$$

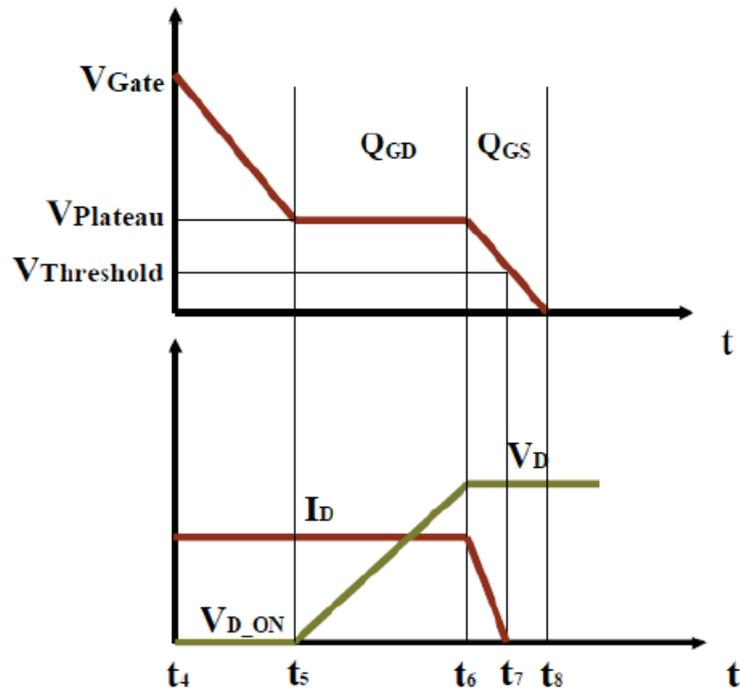
Durante o intervalo de tempo entre  $t_2$  e  $t_3$  ocorre a carga de  $C_{GD}$ . A partir de  $t_2$  e de  $Q_{GD}$  é possível determinar o intervalo de tempo  $t_3$ , equação (4.16).

$$t_3 = \frac{Q_{GD}}{I_G} + t_2 \quad (4.16)$$

A perda por entrada em condução do *MOSFET* é obtida a partir da equação (4.17)

$$P_{ON} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot F_{sw} \cdot (t_3 - t_1) = 12 \cdot \frac{4,6}{2} \cdot 60000 \cdot 78n = 129 \text{ mW} \quad (4.17)$$

A Figura 4.3 mostra a entrada em bloqueio do *MOSFET*. Quando o interruptor é comandado a bloquear ( $t_5$ ), a tensão sobre o interruptor  $V_D$  começa a aumentar, mas  $I_D$  ainda se mantém constante. No instante  $t_6$ , a tensão sobre o interruptor fica constante e a corrente  $I_D$  decresce bruscamente até atingir o valor zero ( $t_7$ ). A partir desse momento o *MOSFET* está bloqueado. As perdas por bloqueio do semiconductor são obtidas com a Equação (4.18) e os tempos  $t_7$  e  $t_5$  são calculados com a mesma metodologia apresentada na entrada em condução.

Figura 4.3 – Destalhe das formas de onda durante o bloqueio do *MOSFET*

Fonte: Tese de doutorado de Hamiltom Sartori (SARTORI, 2013)

$$P_{OFF} = V_D \cdot \frac{I_D}{2} \cdot F_{sw} \cdot (t_7 - t_5) = 12 \cdot \frac{4,6}{2} \cdot 60000 \cdot 50n = 83 \text{ mW} \quad (4.18)$$

Além das perdas por entrada em condução e entrada em bloqueio, o *MOSFET* também apresenta perdas em função da condução capacitiva, que foi desconsiderada nesse trabalho. O fabricante disponibiliza em seu catálogo o *rise time* ( $t_r$ ) e *fall time* ( $t_f$ ) com resistência de *gate* inferior ao valor utilizado nesse trabalho, contudo utiliza-se os valores de  $t_r$  e  $t_f$  nas Equações (4.17) e (4.18) pois os cálculos dos tempos de condução ( $t_3 - t_1$ ) e de bloqueio ( $t_7 - t_5$ ) resultaram em valores inferiores aos do catálogo.

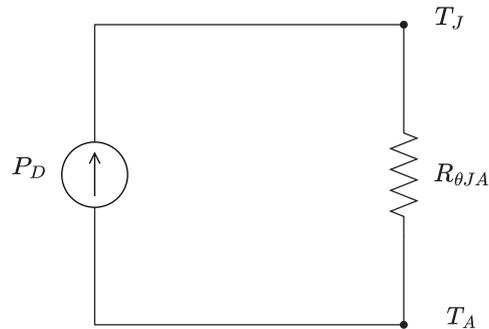
Desta forma, a potência total dissipada pelo *MOSFET* durante as comutações e durante a condução é obtida somando todas as perdas, resultando na Equação (4.19).

$$P_{total} = P_{cond} + P_{ON} + P_{OFF} = 347 \text{ mW} \quad (4.19)$$

Para dimensionar o dissipador o projetista deve considerar uma temperatura de junção um pouco menor que o valor máximo indicado no catálogo, pois podem ocorrer possíveis excessos de temperatura para certas situações não ideais, como por exemplo, aproximações no cálculo das energias, correntes de recuperação reversa, oscilações de corrente pela presença de indutâncias e capacitâncias parasitas conforme (SARTORI, 2013).

O modelo utilizado nesse trabalho para calcular a temperatura de junção do *MOSFET* é mostrado na Figura (4.4) que não considera o uso de um dissipador, visto que a chave foi sobredimensionada para operar nessas condições.

Figura 4.4 – Modelo térmico



Fonte: Tese de doutorado de Hamiltom Sartori (SARTORI, 2013)

Considerando dados do catálogo  $R_{ja} = 62 \frac{C^\circ}{W}$  e temperatura ambiente  $T_a = 80 C^\circ$ , através da associação do circuito, é possível determinar a temperatura de junção conforme a Equação (4.20).

$$T_j = R_{ja} \cdot P_{total} + T_a = 101,5 C^\circ \quad (4.20)$$

O valor da temperatura de junção calculado está abaixo do valor do catálogo  $T_j = 175 C^\circ$ , portanto não sendo necessário o uso de um dissipador.

#### 4.2.2 Perdas nos diodos da ponte retificadora

As perdas por condução ocorrem em função da oposição à passagem de corrente, exercida pelo semicondutor. Essa força contrária é representada pela fonte de tensão  $V_{to}$ , associada em série a uma resistência  $rt$ , como mostrado na Figura 4.5. A potência dissipada no dispositivo pode ser calculada através da Equação (4.21), onde  $I_{med}$  e  $I_{rms}$  são respectivamente a corrente média e a corrente eficaz que circulam pelo semicondutor, demonstradas nas equações (3.19) e as variáveis  $V_{to} = 0,4 V$  e  $rt = 0,043 \Omega$  são obtidas do catálogo do fabricante.

Figura 4.5 – Modelo equivalente de perdas de um diodo



Fonte: Tese de doutorado de Hamiltom Sartori (SARTORI, 2013)

$$P_{cond} = V_{to} \cdot I_{med} + I_{ef}^2 \cdot r_t = 407 \text{ mW} \quad (4.21)$$

Utilizando o mesmo modelo demonstrado na Equação (4.20) calcula-se a temperatura de junção do diodo, resultando em  $T_{jD} = 71 \text{ C}^\circ$  abaixo do valor máximo do catálogo, de  $T_{jmax} = 125 \text{ C}^\circ$ . As perdas de comutação são desconsideradas pois são utilizados diodos de *schottky* neste trabalho.

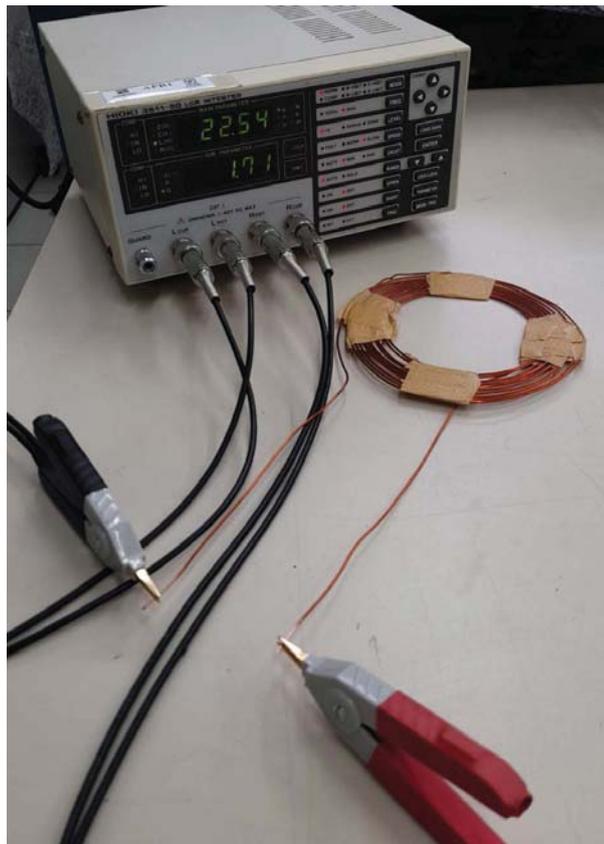
## 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor projetado no capítulo 4 é testado em laboratório e os resultados obtidos são apresentados neste capítulo.

### 5.1 IMAGENS DO PROTÓTIPO

Na Figura 5.1 é mostrada uma das bobinas que foi construída com 11 espiras enroladas em formato espiral sendo o raio interno  $R_i = 75$  mm e raio externo  $R_e = 110$  mm. Através da ponte *RLC Hitester 3511* é medida a indutância das bobinas, sendo a bobina do circuito primário com valor  $L_1 = 21,83 \mu\text{H}$  e a do secundário  $L_2 = 22,54 \mu\text{H}$ .

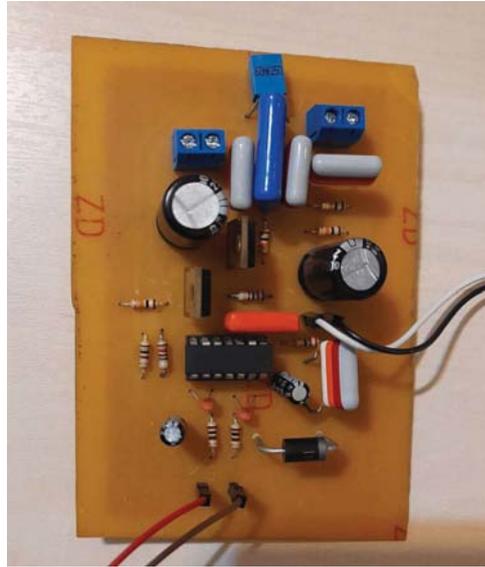
Figura 5.1 – Medição da bobina experimental



Fonte: Próprio autor

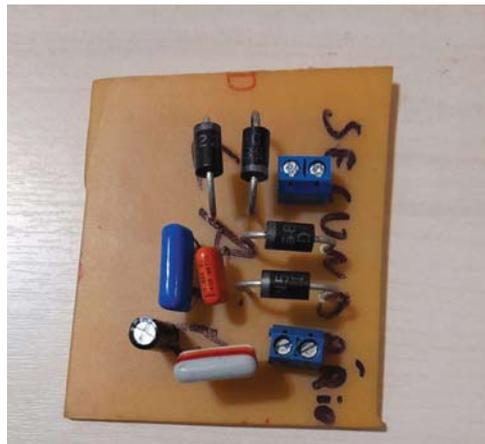
As placas do circuito transmissor e do circuito receptor são mostradas em vista superior nas Figuras 5.2 e 5.3, respectivamente.

Figura 5.2 – Placa do transmissor



Fonte: Próprio autor

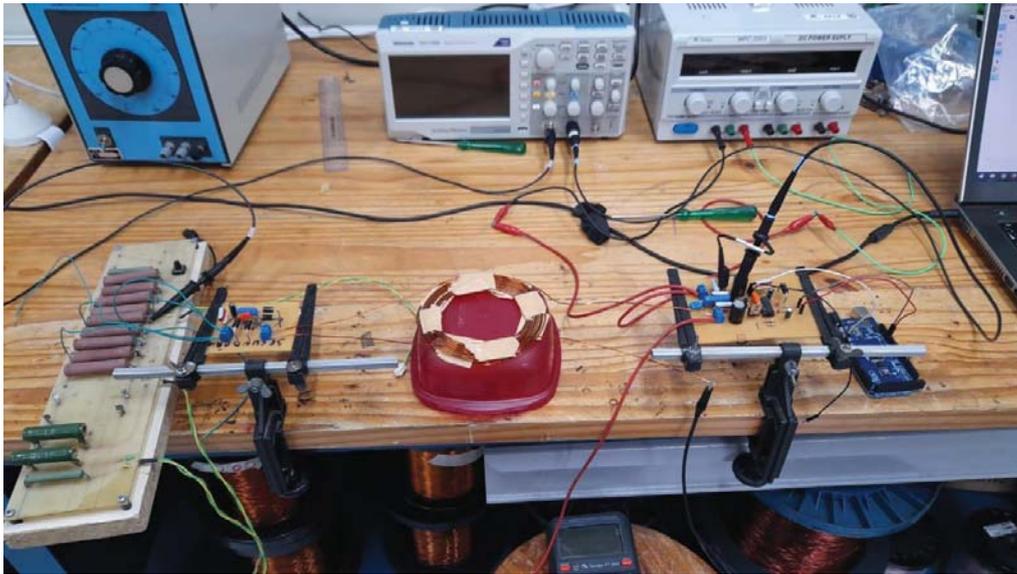
Figura 5.3 – Placa do receptor



Fonte: Próprio autor

A bancada de testes com o protótipo completo, a carga com característica resistiva, o osciloscópio *Tektronix* e o arduino *MEGA 2560* são mostrados na Figura 5.4.

Figura 5.4 – Teste experimental



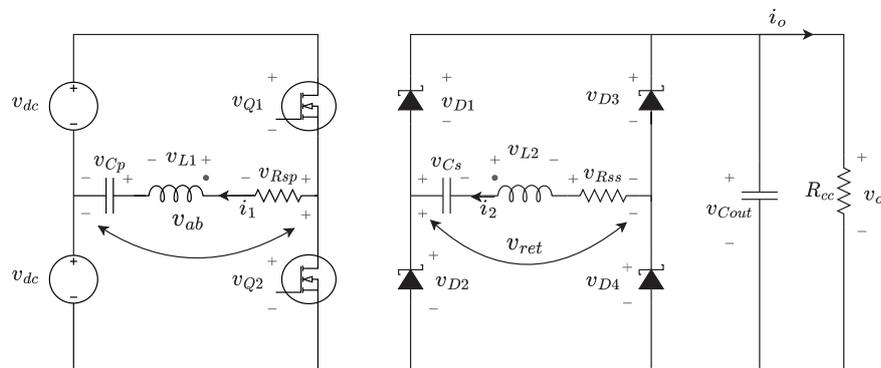
Fonte: Próprio autor

Os componentes utilizados na placa são escolhidos o mais próximo possível de seus valores calculados. Os principais componentes que destoaram dos valores calculados são o capacitor série do primário  $C_{sp} = 317 \text{ nF}$ , e o capacitor série do secundário  $C_{ss} = 294 \text{ nF}$ . O teste é realizado com dois resistores de potência de  $10 \text{ W} - 10 \Omega$  em paralelo, totalizando  $R_{cc} = 5 \Omega$  a temperatura ambiente. Porém em regime permanente a temperatura dos resistores medida foi de  $100 \text{ C}^\circ$ . Para essa temperatura foi medido  $R_{cc} = 5,4\Omega$ .

## 5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM REGIME PERMANENTE

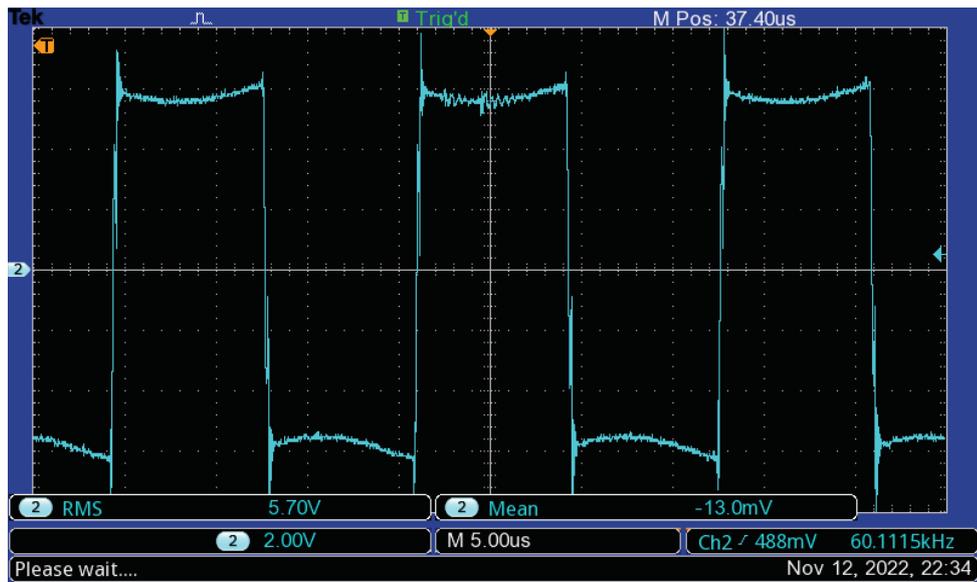
O teste é realizado em regime permanente com o inversor operando em malha aberta e visando atingir potência nominal de  $15 \text{ W}$  na carga. A Figura 5.5 apresenta os principais pontos de medição do protótipo e as Figuras 5.6, 5.7, 5.8, 5.9 demonstram as principais formas de onda experimentais, sendo tensão de saída do inversor  $v_{ab}$ , corrente no indutor primário  $i_1$ , tensão e corrente na saída do inversor e tensão  $v_{ret}$  e corrente  $i_2$  na entrada do retificador.

Figura 5.5 – Esquemático do circuito de potência montado em laboratório com a indicação dos pontos de medição

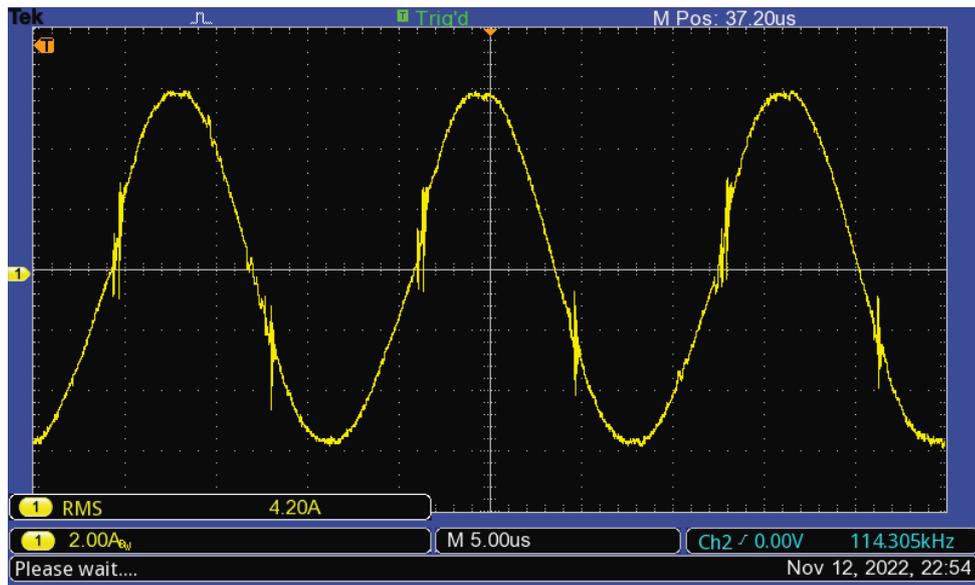


Fonte: Próprio autor

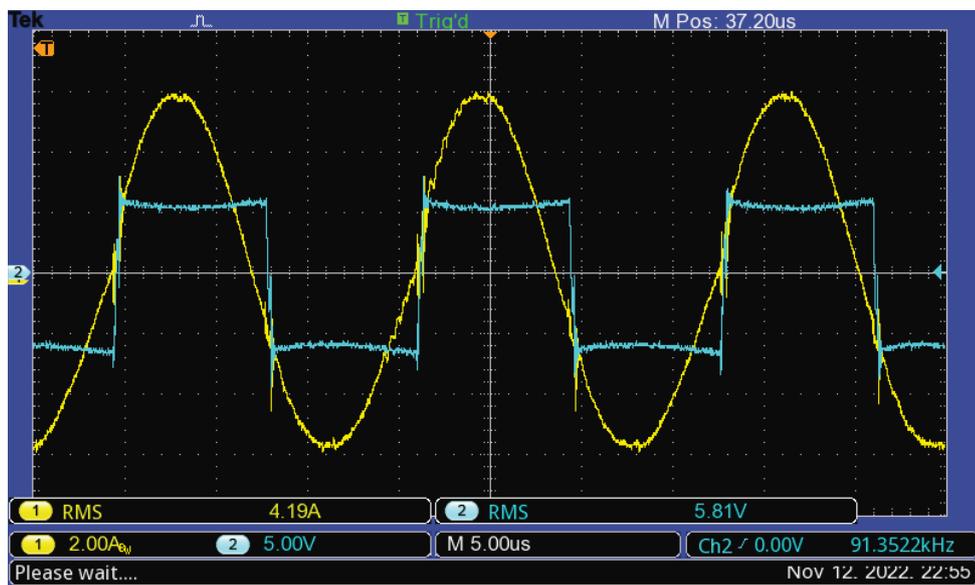
Figura 5.6 – Forma de onda da tensão  $v_{ab}$



Fonte: Próprio autor

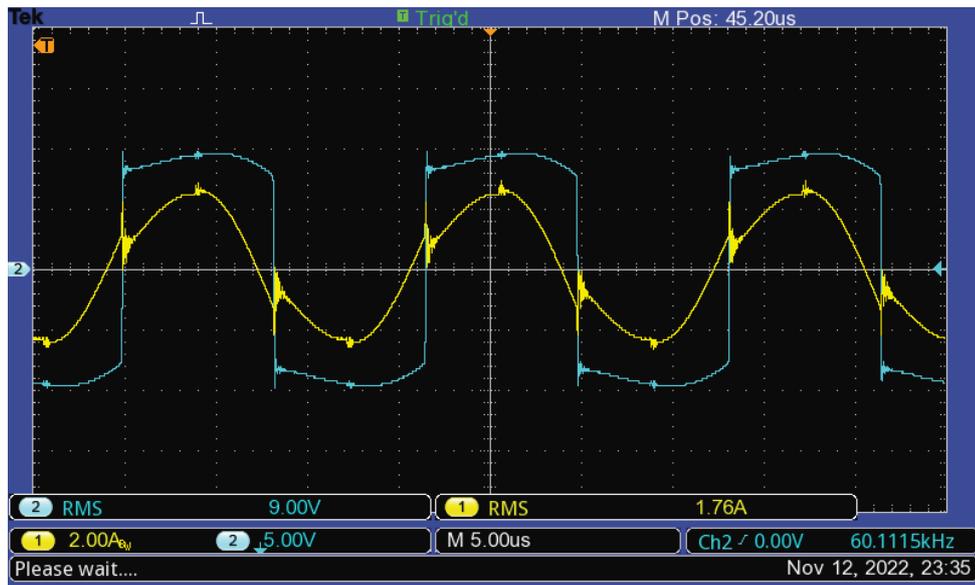
Figura 5.7 – Forma de onda da corrente  $i_1$ 

Fonte: Próprio autor

Figura 5.8 – Formas de onda da tensão  $v_{ab}$  e corrente  $i_1$ 

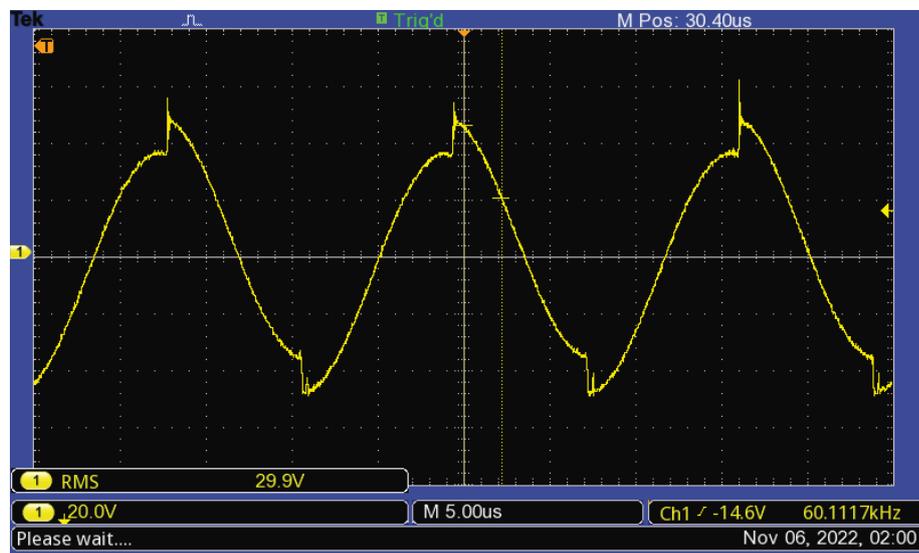
Fonte: Próprio autor

Figura 5.9 – Formas de onda da tensão  $v_{ret}$  e corrente  $i_2$

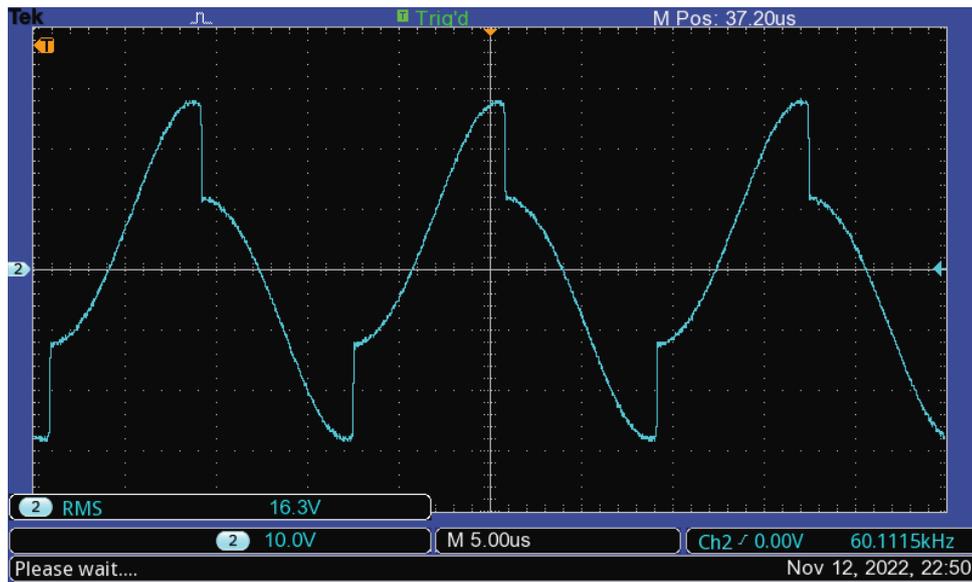


Fonte: Próprio autor

Figura 5.10 – Forma de onda da tensão  $v_{L1}$



Fonte: Próprio autor

Figura 5.11 – Forma de onda da tensão  $v_{L2}$ 

Fonte: Próprio autor

A Tabela 5.1 apresenta uma comparação entre os valores eficazes medidos e simulados para uma distância de 2,5 cm entre as bobinas, considerando os componentes do circuito de sintonia série medidos na prática na simulação. Percebe-se que para atingir a potência projetada, foi necessário maior potência entregue para o circuito pois as perdas aumentaram no circuito experimental. A tensão de saída do inversor  $v_{ab}$  foi medida com 6,0 V de tensão no capacitores da fonte de entrada.

Tabela 5.1 – Comparação entre os valores medidos e simulados, incluindo o erro percentual

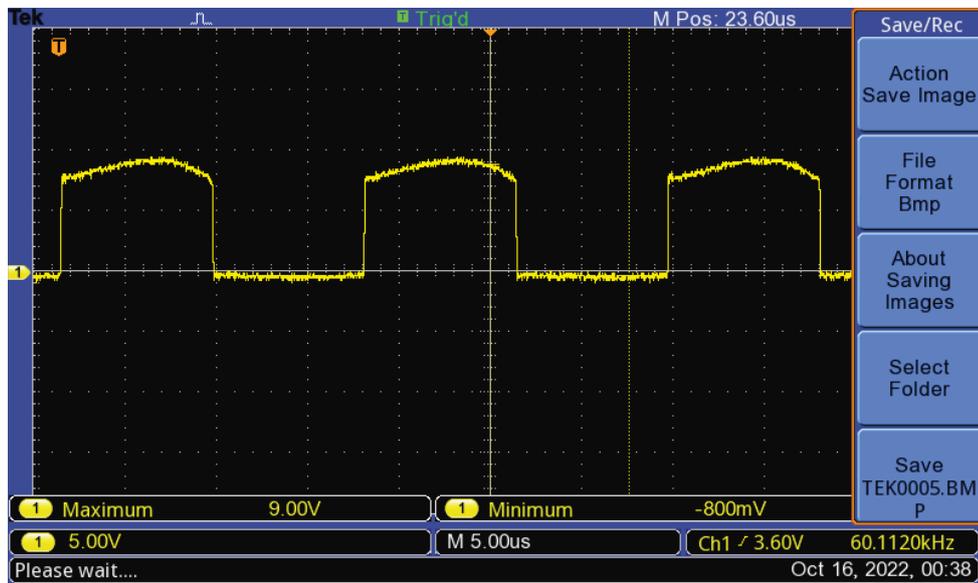
Grandezas	Valor simulado	Valor medido	Erro[%]
$I_1$ [A]	3,36	4,20	25,00
$I_2$ [A]	1,86	1,76	5,38
$V_{ab}$ [V]	5,86	5,70	2,73
$V_{ret}$ [V]	9,70	9,00	7,22
$V_{L1}$ [V]	29,73	29,90	5,72
$V_{L2}$ [V]	18,48	16,30	11,80
$V_0$ [V]	8,96	8,34	6,91
$I_0$ [A]	1,66	1,44	13,25
$P_{carga}$ [W]	14,84	12,00	19,14
$P_{entrada-retificador}$ [W]	16,25	13,70	15,69
$P_{saida-inversor}$ [W]	17,71	17,72	0,05
$\eta$ [%]	83,78	67,72	19,17

Fonte: Próprio autor

Nas Figuras 5.12, 5.13, 5.15 e 5.14 são mostradas as formas de onda experimentais das tensões nos semicondutores durante as comutações.

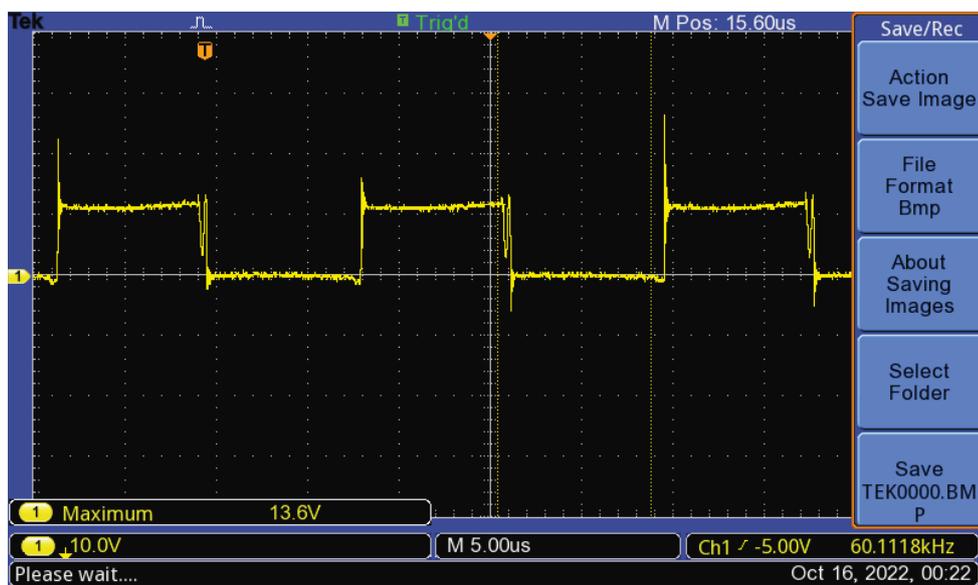
O uso do diodo de *schottky* contribuiu para uma rápida entrada em condução portanto as perdas de comutação podem ser desconsideradas. As perdas nos quatro diodos estão concentradas na condução do componente.

Figura 5.12 – Forma de onda da tensão  $v_{D1}$

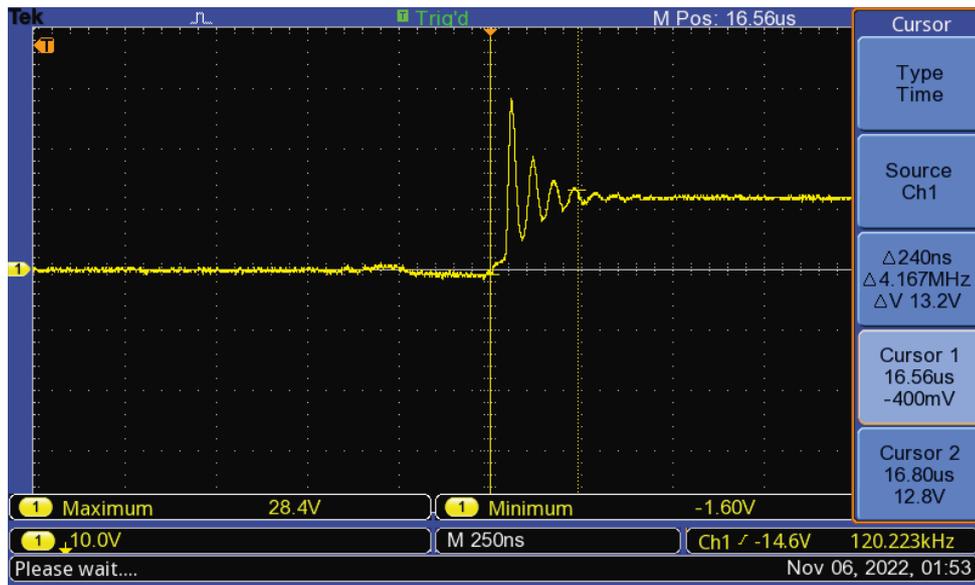


Fonte: Próprio autor

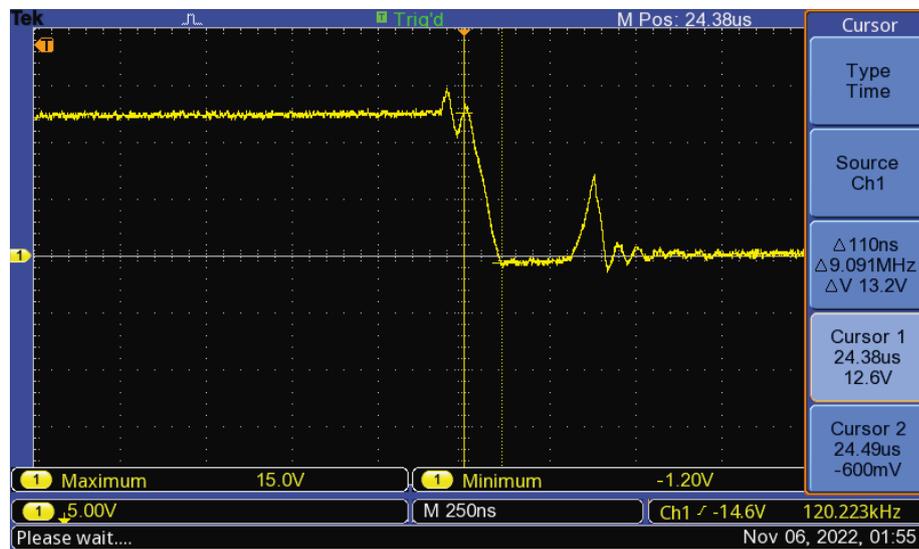
Figura 5.13 – Forma de onda da tensão  $v_{Q1}$



Fonte: Próprio autor

Figura 5.14 – Bloqueio da chave  $Q_1$ 

Fonte: Próprio autor

Figura 5.15 – Entrada em condução da chave  $Q_1$ 

Fonte: Próprio autor

Segundo a Figura 4.2, boa parte das perdas na entrada de condução da chave está relacionada com o tempo em que a tensão na chave  $Q_1$  leva para atingir seu valor mínimo. Conforme a Figura 5.15 esse tempo é de  $t_3 - t_2 = 110$  ns. A simulação apresentou um tempo de aproximadamente 40 ns, logo pode-se inferir que o transistor apresenta maiores perdas na entrada de condução. A Figura 5.14 apresenta bloqueio da mesma chave que também contribui para as perdas na comutação conforme Figura 4.3, sendo o tempo que a tensão leva para atingir o

seu valor máximo de aproximadamente  $t_6 - t_5 = 80$  ns. Comparando com o valor da simulação de 47 ns, pode-se deduzir que as perdas no bloqueio também são maiores na prática. Como verificado na Tabela 5.1, o aumento da corrente no primário também causa um aumento nas perdas em condução.

### 5.3 DISTRIBUIÇÃO DAS PERDAS PRÁTICAS

Para estimar as perdas na prática, utiliza-se a câmera térmica *Flir i7* para medir a temperatura da chave e dos diodos conforme a Figura 5.16 e 5.17.

Figura 5.16 – Temperatura na chaves



Fonte: Próprio autor

Figura 5.17 – Temperatura nos diodos da ponte retificadora



Fonte: Próprio autor

Considerando a temperatura de junção da chave  $T_j = 100\text{ C}^\circ$  conforme a Equação 4.20, pode-se fazer o cálculo reverso das perdas conforme equação 5.1.

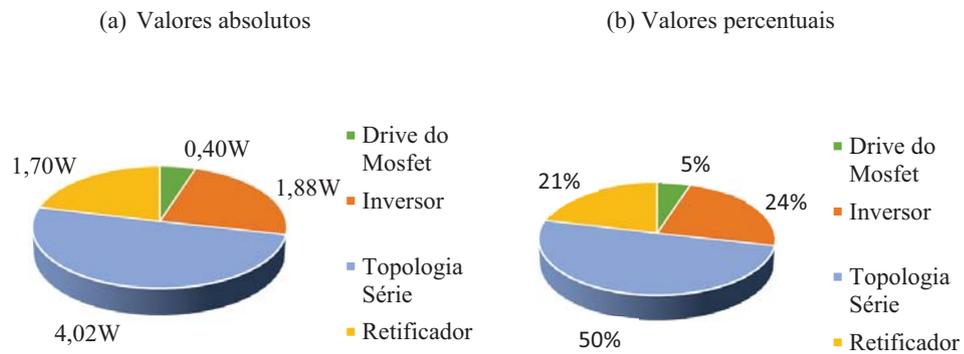
$$P_{chave} = \frac{T_j - T_a}{R_{ja}} = 711,29\text{ mW} \quad (5.1)$$

Para os diodos pode-se considerar uma temperatura de junção  $T_j = 60\text{ C}^\circ$ . Utilizando a mesma equação, o cálculo das perdas dos diodos é apresentado conforme Equação (5.2).

$$P_{diodo} = \frac{T_j - T_a}{R_{ja}} = 407,14\text{ mW} \quad (5.2)$$

A Figura 5.18 apresenta como a potência total dissipada pelo conversor se distribui entre seus componentes.

Figura 5.18 – Distribuição das perdas experimentais



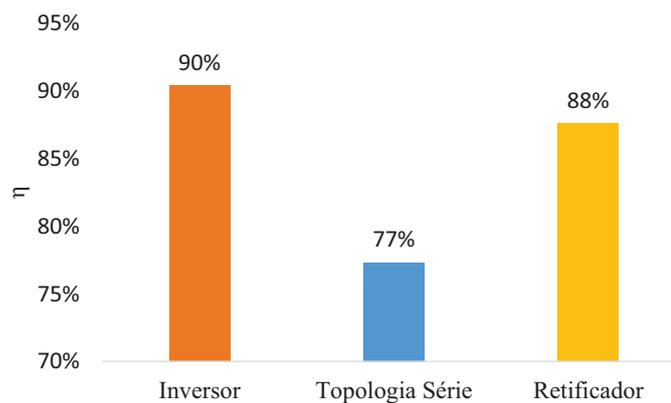
Fonte: Próprio autor

Segundo (CARNEIRO, 2020), pode-se estimar o rendimento do inversor operando com potência nominal através da equação 5.3

$$\eta = \frac{P_0}{P_0 + 4P_D + P_{SS} + 2P_Q} * 100 = 61,22\% \quad (5.3)$$

É possível aplicar a Equação 5.3 a cada estágio do inversor e, assim, estimar a eficiência destes. Na Figura 5.19 são apresentadas as eficiências do inversor de alta frequência, da topologia SS e do retificador.

Figura 5.19 – Rendimentos dos estágios do conversor



Fonte: Próprio autor

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O objetivo de desenvolver um conversor *wireless* que possa substituir um carregador de celular convencional foi concluído com êxito. Os resultados obtidos na bancada demonstram que existem pontos positivos e negativos a serem discutidos. Entre os pontos positivos, destacam-se ;

- A construção do inversor de alta frequência transferindo uma baixa potência para a topologia série do transformador primário com eficiência de 90%.;
- O circuito retificador demonstrou-se promissor. O uso de diodos de *schottky* contribuiu para reduzir as perdas devido a rápida comutação e baixa queda de tensão quando em condução, resultando em uma eficiência de 88%.;
- O estudo e projeto do transformador *wireless* utilizando MEF (método de elementos finitos) contribuiu significativamente para a construção das bobinas de maneira mais otimizada possível na bancada, evitando retrabalho e proporcionando precisão ao estudo.

Existem contudo alguns pontos que necessitam ser retrabalhados para otimizar a eficiência do projeto, sendo o principal deles a topologia série do circuito primário e secundário. Pode-se analisar a equação (6.1) para tirar algumas conclusões sobre a potência transferida para o secundário do transformador.

$$P = \frac{Q_2 \omega M^2 I_{L1}^2}{L_2} \quad (6.1)$$

O fator de qualidade influencia diretamente na potência transferida do primário para o secundário. Neste trabalho adotou-se fator de qualidade  $Q = 2$ , porém na literatura encontram-se diversos trabalhos com fator de qualidade  $Q = 4$ . Apesar de tornar a largura da banda da frequência de ressonância mais estreita, esse aumento resulta na diminuição da corrente do primário para entregar a mesma potência na carga, possibilitando, em teoria, maior eficiência. Para aumentar o fator de qualidade, pode-se avaliar um aumento na frequência de comutação, ou aumentar o indutância das bobinas. Como não é comercialmente viável o aumento do tamanho das bobinas, é importante dar ênfase no estudo de perdas por comutação do inversor. Como a potência transferida depende de um fator de  $\frac{M^2}{L_2}$ , para diminuir o tamanho das bobinas e manter a potência transferida para a carga, deve-se considerar utilizar *pads* de ferrite para aumentar o fator de acoplamento e, conseqüentemente aumentar a indutância mútua entre as bobinas.

## 6.1 TRABALHOS FUTUROS

Para a aplicação em carregadores de bateria são necessários controladores para garantir que as grandezas do circuito se mantenham nos valores desejados durante todo o processo de carga da bateria. Para o projeto de tais controladores é necessário conhecer as funções de transferência que relacionam as variáveis de circuito que se deseja controlar com suas respectivas variáveis de controle. Sugere-se para trabalhos futuros um estudo da função de transferência do circuito visando controlar a tensão na carga através do controle da tensão de saída do inversor. A realimentação dos sinais de controle sem fio também é um campo para novos estudos, sendo necessário estudar as tecnologias adequadas para essa aplicação, além do impacto causado na dinâmica e robustez do sistema.

Sugere-se também um estudo objetivando a otimização das perdas e do volume do conversor *wireless* através da busca e análise de outras redes ressonantes sintonizadas (redes de imitância) que possam ser utilizadas no conversor.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADITYA, K.; SOOD, V. K. Design of 3.3 kw wireless battery charger for electric vehicle application considering bifurcation. In: **IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)**. Saskatoon: [s.n.], 2017. p. 1–6.
- CARNEIRO, F. T. **Conversor com transferência de energia sem fio para carregadores de bateria de veículos elétricos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, Brasil, 2020.
- DUERBAUM, T. First harmonic approximation including design constraints. In: **Twentieth International Telecommunications Energy Conference**. San Francisco, CA, USA: [s.n.], 1998. p. 322–328.
- ESSER A.; NAGEL, A. Contactless high speed signal transmission integrated in a compact rotatable power transformer. **Power Electronics and Applications**, 1993. v. 4, p. 409–414, 1993.
- GALIZZI M. CALDARA, V. R. A. V. M. A novel qi-standard compliant full-bridge wireless power charger for low power devices. In: **IEEE**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4.
- GAZULLA, J. L. V. **Sistemas de transferencia de energía para vehículos eléctricos mediante acoplamiento inductivo**. Tese (Doutorado) — Universidad de Zaragoza, Florianópolis, Brasil, 2009.
- HU, A. **Selected Resonant Converters for IPT Power Supplies**. Tese (Doutorado) — University of Auckland, Auckland, 2001.
- INSTRUMENTS, T. **UCC27712 - High-Side Low-Side Gate Driver with Interlock**. Slusce9b – june 2017. [S.l.]: Texas Instruments, 2020. 42 p.
- JOY B. K. KUSHWAHA, G. R. E. R.; KUMAR, P. Analysis and comparison of four compensation topologies of contactless power transfer system. In: **2015 4th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)**. Sharjah: [s.n.], 2015. p. 1–6.
- MARINCIC, A. S. **Nikola Tesla and the Wireless Transmission of Energy**. Tese (Doutorado) — IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 2016.
- PASCOAL, L. A. B. V. . P. G. **Análise e projeto de um sistema de recarga de um sistema de veículo elétrico através da transferência de energia sem fio**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria, Brasil, 2021.
- SARTORI, H. C. **Projeto de conversores estáticos fazendo uso de uma metodologia de minimização de volume/perda/custo**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria, RS, Brasil, 2013.
- SILVA, N. F. O. **Conversor wireless para carga rápida de supercapacitores**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2017.
- SKYWORKS. **AN486: High-Side Bootstrap Design Using ISODrivers in Power Delivery Systems**. 3. ed. [S.l.]: Skyworks Solutions, Inc, 2021. 12 p.