

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL  
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MATHEUS ARAKAKI DE SOUZA

**CONVERSOR BIDIRECIONAL PARA  
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO PARA  
INTERAÇÕES ENTRE VEÍCULOS ELÉTRICOS E A  
REDE ELÉTRICA**

Campo Grande - MS

2020

MATHEUS ARAKAKI DE SOUZA

**CONVERSOR BIDIRECIONAL PARA  
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO PARA  
INTERAÇÕES ENTRE VEÍCULOS ELÉTRICOS E A  
REDE ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como  
exigência para obtenção do grau de Bacharelado  
em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal  
de Mato Grosso do Sul - UFMS

Orientador: Prof. Dr. Ruben Barros Godoy

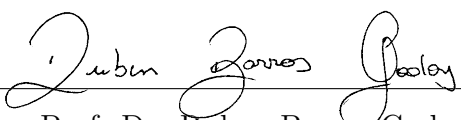
Campo Grande - MS

2020

# CONVERSOR BIDIRECIONAL PARA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO PARA INTERAÇÕES ENTRE VEÍCULOS ELÉTRICOS E A REDE ELÉTRICA

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

  
Prof. Dr. Ruben Barros Godoy

  
Prof. Dr. Marcio Luiz Magri Kimpara

  
Prof. Dr. Tiago Henrique de Abreu Mateus

Campo Grande - MS

2020

# DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

**Matheus Arakaki de Souza**, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 2.072.542 e CPF nº 064.550.491-28, declaro que o “Trabalho de conclusão de curso” apresentado, com o título “Conversor bidirecional para transferência de energia sem fio para interações entre veículos elétricos e a rede elétrica” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 24 de novembro de 2020.

---

**Matheus Arakaki de Souza**

# RESUMO

Em resposta ao crescente desenvolvimento e expansão de setores industriais e comerciais relacionados a veículos elétricos, este trabalho tem como objetivo principal desenvolver e simular um protótipo que possa fazer interação entre veículos elétricos e a rede elétrica. Essa interação ocorre de forma sem fio, por fraco acoplamento indutivo, e bidirecional, o que torna possível o carregamento de uma bateria por outra ou pela rede elétrica e também o fornecimento de energia para a rede elétrica por uma bateria. Neste trabalho também foi feito o projeto de controle de alguns conversores, o dimensionamento dos indutores de transferência de energia sem fio e o cálculo de perdas do sistema, onde obteve-se eficiências de até 92,48%.

**Palavras-Chave:** Carregamento sem fio. Conversor bidirecional. Efeito indutivo. Transferência de energia sem fio. Veículos Elétricos. Veículo para rede.

# ABSTRACT

In response to the growing development and expansion of industrial and commercial sectors related to electric vehicles, this main objective work is to develop and simulate a prototype that could make interaction between electric vehicles and the electrical grid. This interaction occurs with no wires, by poor inductive coupling, and in a bidirectional way, what makes possible to charge a battery by another or the electrical grid and also to supply the electrical grid by a battery. Also in this work, the control project of some converters, the dimensioning of the wireless power transfer inductors and the calculation of system losses, in which efficiencies of up to 92,48% was obtained, were also made.

**Keywords:** Contactless charger. Bidirectional converter. Inductive coupling. Wireless power transfer. Electric vehicles. Vehicle to grid.

# LISTA DE FIGURAS

|    |                                                                                                                                                                         |    |
|----|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1  | Transferência de energia sem fio (a)entre bicicletas elétricas; (b)entre bicicleta elétrica e a rede elétrica. . . . .                                                  | 12 |
| 2  | Transferência de energia por efeito indutivo. . . . .                                                                                                                   | 13 |
| 3  | Métodos clássicos de compensação. . . . .                                                                                                                               | 13 |
| 4  | Compensação série-série. . . . .                                                                                                                                        | 16 |
| 5  | Gráfico da tensão de entrada em função das indutâncias a frequência de 60 kHz. . . . .                                                                                  | 20 |
| 6  | Gráfico da eficiência em função das indutâncias a frequência de 60 kHz. . . . .                                                                                         | 20 |
| 7  | Gráfico da eficiência em função da frequência com indutâncias de 500 uH . . . . .                                                                                       | 22 |
| 8  | Gráfico da tensão de entrada em função da frequência com indutâncias de 500 uH. . . . .                                                                                 | 23 |
| 9  | Curva de rendimento e potência em função da frequência de transmissão (a)foco na potência para frequência de ressonância; (b)foco no pico da curva de potência. . . . . | 23 |
| 10 | Curva de rendimento e potência em função da frequência de transmissão com correção no efeito bifurcativo. . . . .                                                       | 25 |
| 11 | Curva das correntes e tensões nos capacitores em função da frequência (a)Corrente no primário e secundário; (b)Tensão nos capacitores $C_1$ e $C_2$ . . . . .           | 25 |
| 12 | Gráficos em função do fator de acoplamento (a)Rendimento e potência; (b)Tensão de saída; (c)Correntes $I_1$ e $I_2$ . . . . .                                           | 26 |
| 13 | Gráficos em função da resistência de carga (a)Rendimento e potência; (b)Tensão de saída; (c)Correntes $I_1$ e $I_2$ . . . . .                                           | 26 |
| 14 | Circuito de transmissão de energia sem fio. . . . .                                                                                                                     | 27 |
| 15 | Tensão e corrente na carga em função do tempo. . . . .                                                                                                                  | 27 |
| 16 | Potência de entrada, potência de saída e rendimento em função do tempo. . . . .                                                                                         | 28 |
| 17 | Diagrama de blocos para o sistema em qualquer sentido de operação. . . . .                                                                                              | 28 |
| 18 | Conversor bidirecional boost e buck. . . . .                                                                                                                            | 29 |
| 19 | Conversor bidirecional inversor e retificador. . . . .                                                                                                                  | 30 |
| 20 | Tensão de saída do inversor em forma de onda quadrada em função do tempo. . . . .                                                                                       | 30 |
| 21 | Circuito de WPT com inversor e retificador. . . . .                                                                                                                     | 31 |
| 22 | Tensão na carga do circuito com inversor e retificador em função do tempo. . . . .                                                                                      | 31 |
| 23 | Circuito WPT bidirecional completo. . . . .                                                                                                                             | 31 |

|    |                                                                                                                                                                                                                             |    |
|----|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 24 | Tensão e corrente na bateria em função do tempo para diferentes valores de razão cíclica do buck. . . . .                                                                                                                   | 34 |
| 25 | Simulação do sistema WPT bidirecional (a)tensão de saída no boost em função do tempo; (b)tensão e corrente na bateria em função do tempo. . . . .                                                                           | 34 |
| 26 | Circuito de controle em malha aberta do boost. . . . .                                                                                                                                                                      | 35 |
| 27 | Circuito de controle em malha fechada do boost. . . . .                                                                                                                                                                     | 35 |
| 28 | Tensão de saída no boost, em função do tempo, para diferentes capacitâncias (a)20 $\mu$ F; (b)540 $\mu$ F. . . . .                                                                                                          | 36 |
| 29 | Circuito de controle em malha aberta do buck. . . . .                                                                                                                                                                       | 36 |
| 30 | Circuito de controle em malha fechada do buck. . . . .                                                                                                                                                                      | 37 |
| 31 | Circuito de controle do buck com feedforward. . . . .                                                                                                                                                                       | 37 |
| 32 | Corrente e tensão de saída no buck em função do tempo (a)sem feedforward (b)com feedforward. . . . .                                                                                                                        | 38 |
| 33 | Tensão no primário e rendimento em função da indutância da rede (a)Tensão para $G \rightarrow B$ ; (b)Rendimento para $G \rightarrow B$ ; (c)Tensão para $B \rightarrow G$ ; (d)Rendimento para $B \rightarrow G$ . . . . . | 40 |
| 34 | Diagrama completo de transmissão entre rede e bateria (a)sentido $B \rightarrow G$ ; (b)sentido $G \rightarrow B$ . . . . .                                                                                                 | 41 |
| 35 | Curva de rendimento e potência em função da frequência de ressonância (a)sentido $B \rightarrow G$ ; (b)sentido $G \rightarrow B$ . . . . .                                                                                 | 41 |
| 36 | Curva de potência e rendimento em função da frequência de transmissão para o sentido $G \rightarrow B$ com correção do efeito bifurcativo. . . . .                                                                          | 42 |
| 37 | Simulação do circuito de WPT com capacitores em série (a)sentido $B \rightarrow G$ ; (b)sentido $G \rightarrow B$ . . . . .                                                                                                 | 42 |
| 38 | Tensão na carga em função do tempo (a)sentido $B \rightarrow G$ ; (b)sentido $G \rightarrow B$ . . . . .                                                                                                                    | 44 |
| 39 | Simulação do circuito WPT com inversor e retificador (a)sentido $B \rightarrow G$ ; (b)sentido $G \rightarrow B$ . . . . .                                                                                                  | 44 |
| 40 | Tensão retificada na carga em função do tempo (a)sentido $B \rightarrow G$ ; (b)sentido $G \rightarrow B$ . . . . .                                                                                                         | 45 |
| 41 | Circuito WPT bidirecional entre rede e bateria. . . . .                                                                                                                                                                     | 45 |
| 42 | Corrente de saída do buck em função do tempo (a)sentido $B \rightarrow G$ ; (b)sentido $G \rightarrow B$ . . . . .                                                                                                          | 46 |
| 43 | Tensão de saída do boost em função do tempo (a)sentido $B \rightarrow G$ ; (b)sentido $G \rightarrow B$ . . . . .                                                                                                           | 46 |
| 44 | Controle do sentido bateria $\rightarrow$ rede (a)tensão de saída do boost em função do tempo; (b)corrente de saída do buck em função do tempo. . . . .                                                                     | 47 |

|    |                                                                                                                                                     |    |
|----|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 45 | Controle do sentido rede $\rightarrow$ bateria (a) tensão de saída do boost no domínio do tempo; (b) corrente de saída do buck no domínio do tempo. | 48 |
| 46 | Construção de indutores (a) Geometria circular; (b) Disposição horizontal das espiras. . . . .                                                      | 55 |
| 47 | Curva de comportamento da indutância mútua conforme o raio da bobina da rede. . . . .                                                               | 57 |

## LISTA DE TABELAS

|    |                                                                                                                          |    |
|----|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1  | Parâmetros iniciais para análise dos modelos. . . . .                                                                    | 19 |
| 2  | Parâmetros do WPT após a troca da frequência de ressonância. . . .                                                       | 24 |
| 3  | Novos parâmetros de transmissão após análise de estabilidade. . . .                                                      | 24 |
| 4  | Dados do projeto de controle do boost para transmissão entre baterias.                                                   | 35 |
| 5  | Dados do projeto de controle do buck para transmissão entre baterias.                                                    | 37 |
| 6  | Parâmetros de projeto de WPT entre rede e bateria. . . . .                                                               | 39 |
| 7  | Tensão no primário e rendimento do WPT entre rede e bateria. . . .                                                       | 41 |
| 8  | Dimensionamento dos componentes do WPT entre rede e bateria. . .                                                         | 43 |
| 10 | Dados do projeto de controle do boost no sentido rede → bateria. . .                                                     | 46 |
| 9  | Dados do projeto de controle do buck no sentido bateria → rede. . . .                                                    | 47 |
| 11 | Dados do projeto de controle do buck no sentido rede → bateria. . . .                                                    | 47 |
| 12 | Correntes nos circuitos de WPT. . . . .                                                                                  | 49 |
| 13 | Tensão máxima de bloqueio nos transistores de potência para regime<br>transitório (RT) e regime permanente (RP). . . . . | 50 |
| 14 | Perdas resistivas para transmissão entre baterias. . . . .                                                               | 50 |
| 15 | Perdas nos semicondutores para transmissão entre baterias. . . . .                                                       | 51 |
| 16 | Perdas resistivas para transmissão bateria para rede. . . . .                                                            | 52 |
| 17 | Perdas nos semicondutores para transmissão bateria para rede. . . . .                                                    | 52 |
| 18 | Perdas resistivas para transmissão rede para bateria. . . . .                                                            | 53 |
| 19 | Perdas nos semicondutores para transmissão rede para bateria. . . . .                                                    | 53 |
| 20 | Parâmetros de projeto nos indutores de WPT. . . . .                                                                      | 54 |
| 21 | Dimensionamento das bobinas de WPT. . . . .                                                                              | 57 |
| 22 | Dados da célula de bateria INR18650-25R fornecidos pelo fabricante<br>e de seu pack. . . . .                             | 61 |
| 23 | Dados fornecidos pelos fabricantes dos MOSFETs utilizados no tra-<br>balho. . . . .                                      | 61 |
| 24 | Tabela de fios AWG de 19 a 23. . . . .                                                                                   | 62 |

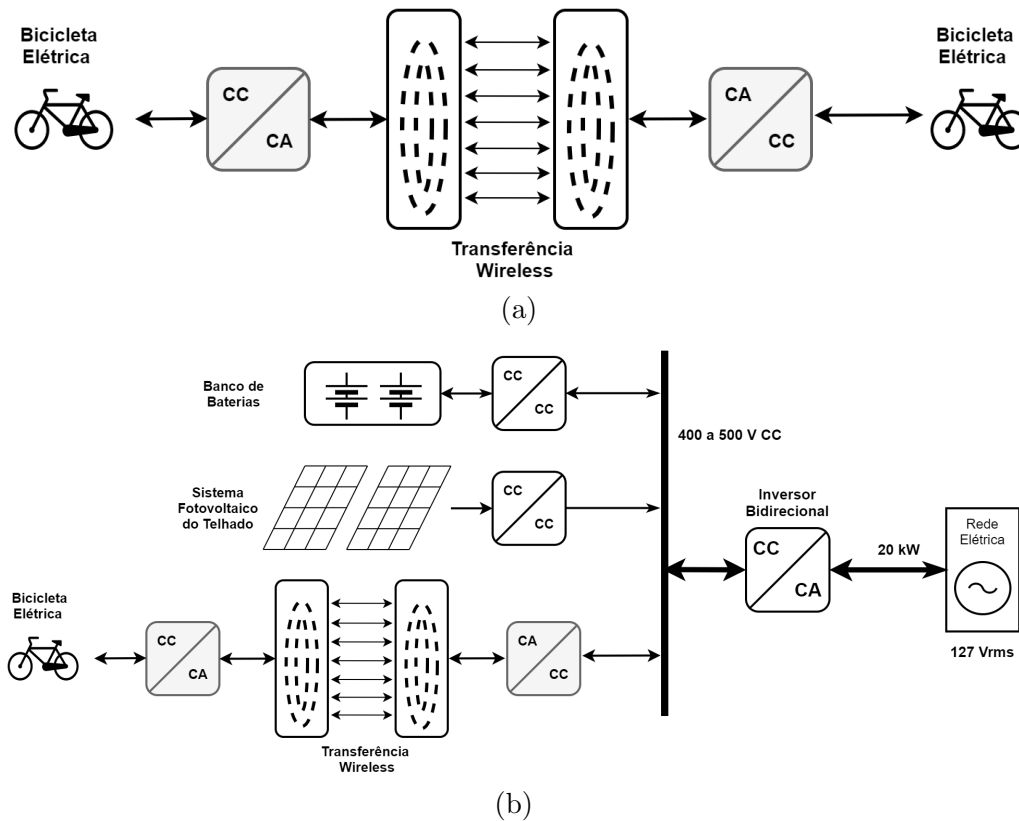
# SUMÁRIO

|          |                                                                                      |           |
|----------|--------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>INTRODUÇÃO</b>                                                                    | <b>11</b> |
| 1.1      | Motivação e Justificativa . . . . .                                                  | 12        |
| 1.2      | Objetivos . . . . .                                                                  | 12        |
| 1.2.1    | Objetivos Gerais . . . . .                                                           | 12        |
| 1.2.2    | Objetivos Específicos . . . . .                                                      | 13        |
| 1.3      | Organização do Trabalho . . . . .                                                    | 13        |
| <b>2</b> | <b>TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA POR EFEITO INDUTIVO EM SISTEMAS FRACAMENTE ACOPLADOS</b> | <b>15</b> |
| 2.1      | CONSIDERAÇÕES GERAIS . . . . .                                                       | 15        |
| 2.2      | Escolha da topologia de compensação . . . . .                                        | 15        |
| 2.3      | Compensação série-série (SS) . . . . .                                               | 15        |
| <b>3</b> | <b>WPT BIDIRECIONAL ENTRE BATERIAS</b>                                               | <b>19</b> |
| 3.1      | Escolha do valor das indutâncias . . . . .                                           | 21        |
| 3.2      | Estabilidade da topologia . . . . .                                                  | 22        |
| 3.3      | Simulação do sistema de WPT . . . . .                                                | 27        |
| 3.4      | Definição dos conversores . . . . .                                                  | 28        |
| 3.5      | Simulação do sistema de WPT com inversor e retificador . . . . .                     | 29        |
| 3.6      | Simulação do sistema de WPT completo com bidirecionalidade . . . . .                 | 31        |
| 3.7      | Projeto de controle dos conversores CC-CC . . . . .                                  | 34        |
| 3.7.1    | Projeto de controle do boost . . . . .                                               | 34        |
| 3.7.2    | Projeto de controle do buck . . . . .                                                | 36        |
| 3.8      | Considerações finais . . . . .                                                       | 38        |
| <b>4</b> | <b>WPT BIDIRECIONAL ENTRE A BATERIA E A REDE</b>                                     | <b>39</b> |
| 4.1      | Escolha da indutância de WPT do lado da rede . . . . .                               | 39        |
| 4.2      | Estabilidade da topologia para transmissão entre rede e bateria . . . . .            | 40        |
| 4.3      | Simulação do sistema de WPT . . . . .                                                | 42        |
| 4.4      | Simulação do sistema de WPT com inversor e retificador . . . . .                     | 43        |
| 4.5      | Simulação do sistema de WPT completo e bidirecional . . . . .                        | 43        |
| 4.6      | Projeto de controle dos conversores CC-CC . . . . .                                  | 45        |
| 4.6.1    | Projeto de controle do boost do sentido bateria → rede . . . . .                     | 45        |
| 4.6.2    | Projeto de controle do buck do sentido bateria → rede . . . . .                      | 45        |
| 4.6.3    | Projeto de controle do boost do sentido rede → bateria . . . . .                     | 46        |
| 4.6.4    | Projeto de controle do buck do sentido rede → bateria . . . . .                      | 47        |
| 4.7      | Considerações finais . . . . .                                                       | 48        |

|          |                                                         |           |
|----------|---------------------------------------------------------|-----------|
| <b>5</b> | <b>RENDIMENTO DE CADA TRANSMISSÃO</b>                   | <b>49</b> |
| 5.1      | Transmissão de energia entre baterias . . . . .         | 49        |
| 5.1.1    | Perdas resistivas . . . . .                             | 49        |
| 5.1.2    | Perda nos semicondutores . . . . .                      | 50        |
| 5.2      | Transmissão de energia da bateria para a rede . . . . . | 51        |
| 5.2.1    | Perdas Resistivas . . . . .                             | 52        |
| 5.2.2    | Perdas nos semicondutores . . . . .                     | 52        |
| 5.3      | Transmissão de energia da rede para a bateria . . . . . | 52        |
| 5.3.1    | Perdas resistivas . . . . .                             | 53        |
| 5.3.2    | Perdas nos semicondutores . . . . .                     | 53        |
| <b>6</b> | <b>DESIGN DOS INDUTORES DE WPT</b>                      | <b>54</b> |
| 6.1      | Design do indutor da bateria . . . . .                  | 54        |
| 6.2      | Design do indutor da rede . . . . .                     | 56        |
| 6.3      | Indutância mútua e fator de acoplamento . . . . .       | 57        |
| <b>7</b> | <b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b>                             | <b>58</b> |
| 7.1      | Trabalhos futuros . . . . .                             | 58        |
| <b>A</b> | <b>Informações de fabricantes</b>                       | <b>61</b> |
| A.1      | Dados da bateria . . . . .                              | 61        |
| A.2      | Dados dos MOSFETs . . . . .                             | 61        |
| A.3      | Tabela de fios AWG . . . . .                            | 61        |



Figura 1. Transferência de energia sem fio (a)entre bicicletas elétricas; (b)entre bicicleta elétrica e a rede elétrica.



Fonte: Próprio autor.

deles para anular possíveis problemas encontrados. Ademais, será projetado o design das bobinas de WPT para implementa  o.

## 1.1 Motiva  o e Justificativa

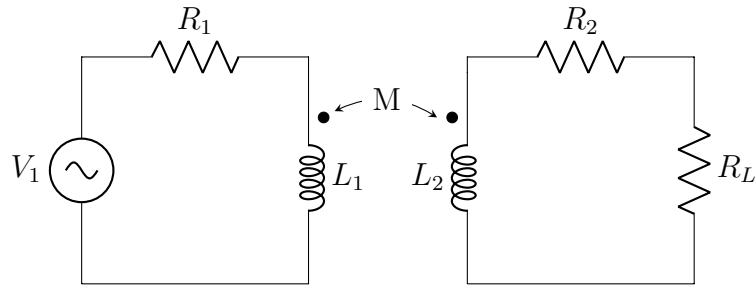
O trabalho aborda o tema de veículos elétricos, os quais estão em ascendente expansão no cenário atual, o que torna o tema de extrema relevância para o meio científico. Além disso, este trabalho visa introduzir sistemas de intera  o bidirecional entre veículos elétricos e a rede elétrica, o que poderia gerar rentabilidade para futuros usuários e suprir o sistema elétrico em momentos de alta demanda.

## 1.2 Objetivos

### 1.2.1 Objetivos Gerais

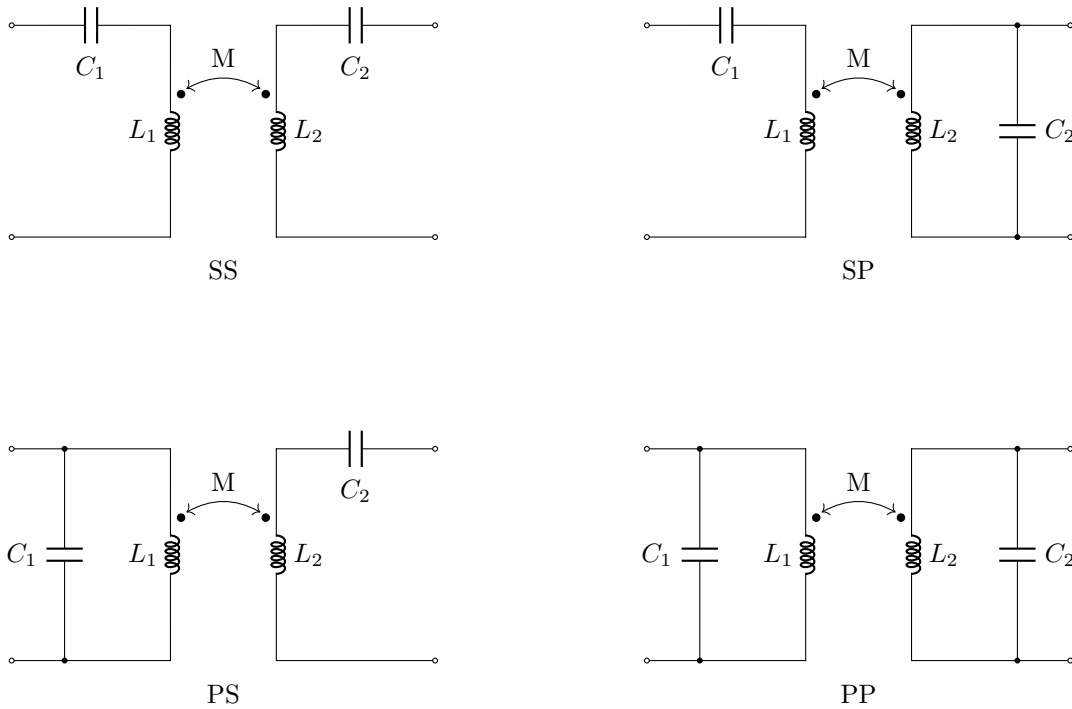
O principal objetivo deste documento é apresentar um conversor bidirecional que possa promover a transferência de energia sem fio entre veículos elétricos e entre veículo elétrico e a rede elétrica.

Figura 2. Transferência de energia por efeito indutivo.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3. Métodos clássicos de compensa  o.



Fonte: Próprio autor.

### 1.2.2 Objetivos Específicos

- Carregar bateria de veículos elétrico de forma padrão e rápida;
- Realizar projeto de controle de alguns conversores;
- Fazer o cálculo de perdas por efeito Joule e em semicondutores;
- Dimensionar o design dos indutores de WPT.

## 1.3 Organiza  o do Trabalho

O c pulo 2 apresenta os modelos considerados para esse trabalho, assim como os motivos pelo qual escolheu-se certa topologia. O c pulo 3 mostra as simula  es

e adaptações para a transferência de energia sem fio bidirecional entre baterias. O capítulo 4 mostra as simulações e adaptações para o WPT bidirecional entre bateria e rede. Ao longo do capítulo 5, fez-se a escolha dos dispositivos semicondutores e realizou-se os cálculos das perdas desses elementos e perdas resistivas para o cálculo do rendimento do sistema. O capítulo 6 mostra como foi feito o design dos indutores de WPT e seu dimensionamento. O capítulo 7, por fim, mostra as considerações finais do autor acerca deste trabalho.

## 2 TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA POR EFEITO INDUTIVO EM SISTEMAS FRACAMENTE ACOPLADOS

### 2.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

A transferência de energia por efeito indutivo é mostrada, de forma resumida, na figura 2, na qual  $L_1$  e  $L_2$  são as indutâncias do primário e secundário, respectivamente,  $R_1$  e  $R_2$  representam suas resistências, e  $M$     a indutância mútua entre  $L_1$  e  $L_2$ , e é calculada de acordo com a equa  o 1, onde  $k$  é o coeficiente de acoplamento entre os indutores.

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (1)$$

### 2.2 Escolha da topologia de compensa  o

Como já fora citado, o objetivo é criar um sistema bidirecional de transferência de energia, então, dentre os modelos clássicos, as topologias SP e PS não são apropriados para a ocasião, devido a sua assimetria. As opções, pois, estão entre o compensador SS ou PP, já que esses proporcionam um comportamento idêntico para ambos os sentidos de opera  o. Dentre essas, a SS se mostra muito mais interessante, devido ao seu comportamento similar a uma fonte de tensão na entrada e saída, com o capacitor em série com a carga. Já a PP tem um comportamento similar a uma fonte de corrente na entrada e saída, o que a torna mais complicada de se lidar, pois as tensões seriam mais elevadas para sua opera  o. Portanto, neste trabalho será usado a topologia série-série para compensar o sistema. A seguir, será mostrado como é feito a mesma e seus cálculos.

### 2.3 Compens  o série-série (SS)

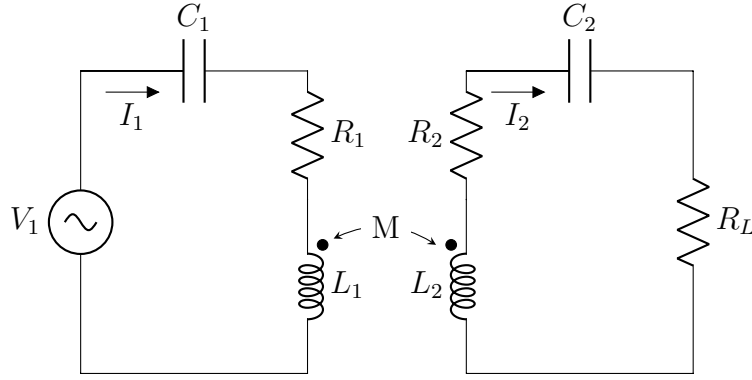
O modelo genérico para esta compensa  o é mostrado na figura 4.

Usando a lei das tensões de Kirchhoff na malha do primário e secundário, obt  m-se (2) e (3), respectivamente.

$$V_1 = -j\frac{1}{\omega C}I_1 + (R_1 + j\omega L_1)I_1 - j\omega MI_2 \quad (2)$$

$$0 = (R_2 + j\omega L_2)I_2 - j\frac{1}{\omega C}I_2 + R_L I_2 - j\omega MI_1 \Leftrightarrow$$

Figura 4. Compens  o série-série.



Fonte: Próprio autor.

$$\Leftrightarrow I_2 = \frac{j\omega M I_1}{(R_2 + R_L) + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \quad (3)$$

Substituindo (3) em (2), obt  m-se (4):

$$V_1 = -j\frac{1}{\omega C_1}I_1 + (R_1 + j\omega L_1)I_1 + \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + R_L) + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}I_1 \quad (4)$$

Manipulando (4) obt  m-se (5):

$$V_1 = Z_1 I_1 + Z_r I_1 \quad (5)$$

Onde  $Z_1$  é a impedância equivalente do primário e  $Z_r$  é a impedância refletida do secundário no primário. As quais valem:

$$Z_1 = R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) - \quad (6)$$

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2 (R_2 + R_L) - j\omega^3 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} \quad (7)$$

Sabe-se pelo teorema de máxima transferência de potência, que a potência

máxima ocorre quando  $Z_1 = \bar{Z}_r$  para este circuito. E assim, obt  m-se (8) e (9):

$$R_1 = \frac{\omega^2 M^2 (R_2 + R_L)}{(R_2 + R_L)^2 + \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \quad (8)$$

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = \frac{\omega^2 M^2 \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)}{(R_2 + R_L)^2 + \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \quad (9)$$

Como ambas as malhas são compensadas com capacitores em série, pode-se facilmente satisfazer (9) com a frequência angular de ressonância para ambos os lados, que será a frequência angular de opera  o  $\omega_{op}$  do sistema:

$$\omega_{op} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (10)$$

Substituindo o valor de  $\omega_{op}$  em (10) em (8):

$$\omega_{op} = \frac{\sqrt{R_1 (R_2 + R_L)}}{M} \quad (11)$$

Para essa condi  o específica da equa  o (11), o rendimento é baixo, o que    inviável para esse projeto. É importante notar que há uma rela  o inversamente proporcional da indutância mútua com esta frequência, e como usa-se  $M$  baixo, devido ao baixo acoplamento entre as bobinas, a frequência de transferência tende a ser elevada. Devido a esses fatores,    necessário encontrar uma frequência angular ideal  $\omega_i$  que proporcione maior eficiência. A equa  o (12) estabelece a rela  o de rendimento do sistema.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{R_L |I_2|^2}{R_1 |I_1|^2 + R_2 |I_2|^2 + R_L |I_2|^2} = \frac{R_L}{R_L + R_2 + R_1 \frac{|I_1|^2}{|I_2|^2}} \quad (12)$$

De (3), operando sob ressonância, obt  m-se uma rela  o de  $I_1$  e  $I_2$ :

$$\frac{|I_1|}{|I_2|} = \frac{R_2 + R_L}{\omega_i M} \quad (13)$$

Substituindo em (12):

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_2 + R_1 \frac{(R_2 + R_L)^2}{\omega_i^2 M^2}} \quad (14)$$

Aplicando a rela  o da equa  o (11):

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_2 + \frac{\omega_{op}^2}{\omega_i^2}} \quad (15)$$

Note que quanto mais próximo de zero for o resultado de  $\frac{\omega_{op}^2}{\omega_i^2}$ , mais alto será o valor da eficiência, portanto, define-se a rela  o da equa  o (16).

$$\omega_i \gg \omega_{op} = \frac{\sqrt{R_1(R_2 + R_L)}}{M} \quad (16)$$

### 3 WPT BIDIRECIONAL ENTRE BATERIAS

O esquemático para esta transmissão é mostrado na figura 1a. Antes de prosseguir com essa análise, foi necessário estabelecer critérios que tornariam um modelo viável ou não. É importante que o método tenha eficiência alta e competitiva com outro método e também não trabalhar com tensões muito elevadas (acima de 1 kV), pois neste caso inviabilizaria o projeto por questões de isolamento e necessitaria altos ganhos em conversores CC-CC do tipo elevadores, visto que as tensões nominais das baterias das BEs são relativamente baixas. Além disso, como o trabalho contempla um modelo bidirecional, é de interesse que as bobinas do primário e secundário tenham o mesmo valor ( $L_1 = L_2$ ), para que o comportamento seja o mesmo em ambos os sentidos de operação. Para que essa análise pudesse ser feita, também estabeleceu-se alguns parâmetros, que podem ser vistos na tabela 1. O valor das resistências  $R_1$  e  $R_2$  são obtidos de acordo com o design dos indutores do sistema WPT, o valor do coeficiente de acoplamento é estimado e os parâmetros de potência, tensão e corrente no secundário são obtidas de acordo com as informações do fabricante de células de bateria sobre o carregamento das mesmas, como pode ser visto no apêndice A.1.

Tabela 1. Parâmetros iniciais para análise dos modelos.

| Parâmetro | Valor        |
|-----------|--------------|
| $k$       | 0,25         |
| $R_1$     | 0,1 $\Omega$ |
| $R_2$     | 0,1 $\Omega$ |
| $V_2$     | 39 $V_{RMS}$ |
| $P_2$     | 350 W        |
| $I_2$     | 9 $A_{RMS}$  |
| $R_L$     | 4,3 $\Omega$ |

A partir dos dados mostrados na tabela 1, verifica-se que para obter o valor de  $\omega_{op}$  em (16), é necessário estimar o valor de  $M$  que, por sua vez, depende das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ , de acordo com (1). Então, manipulou-se (16) e obteve-se (17).

$$\omega_{op} = \frac{\sqrt{R_1(R_2 + R_L)}}{k * \sqrt{L_1 L_2}} = cte \frac{1}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (17)$$

Nota-se que o valor de  $\omega_{op}$  só depende de  $L_1$  e  $L_2$ , os outros valores são constantes (cte). Considerando o tamanho esperado da bobina, meio de condução, diâmetro do fio de acordo com a frequência (efeito skin) e outros, focou-se a análise para valor mínimo de 100  $\mu H$  e valor máximo de 1000  $\mu H$ . Então, o maior valor de  $\omega_{op}$  é quando têm-se o pior caso das indutâncias 1 e 2,  $L_1 = L_2 = 100 \mu H$ . (18) mostra o valor de

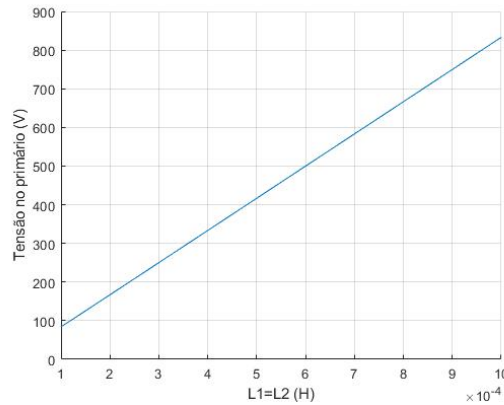
$\omega_{op}$  e (19) de sua frequência em Hertz,  $f_{op}$ .

$$\omega_{op} = \frac{\sqrt{0,1(0,1 + 4,3)}}{0,25 * \sqrt{100e - 6 \cdot 100e - 6}} = 26533 \text{ rad/s} \quad (18)$$

$$f_{op} = \frac{\omega_{op}}{2\pi} = 4,2 \text{ kHz} \quad (19)$$

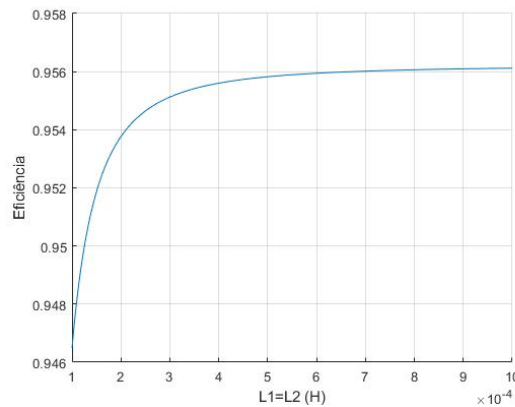
Um bom valor de  $\omega_i$  segundo (16)    pelo menos 10 vezes  $\omega_{op}$ , então escolheu-se  $f_i = 60 \text{ kHz}$ . Com essa frequência inicial escolhida e os dados da tabela 1, fez-se os gráficos da figura 5 e o da figura 6 que mostram o comportamento da tensão no primário e o da eficiência em função de diferentes valores de indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ . Um fator importante para fazer esse estudo é estabelecer limites para as indutâncias, elas não podem ter valores muito pequenos nem muito elevados.

Figura 5. Gráfico da tensão de entrada em função das indutâncias a frequência de 60 kHz.



Fonte: Próprio autor.

Figura 6. Gráfico da eficiência em função das indutâncias a frequência de 60 kHz.



Fonte: Próprio autor.

Ao olhar ambos os gráficos das figuras 5 e 6 ao mesmo tempo, verifica-se que

quanto maior for o par  $L_1, L_2$ , maior será a tensão necessária no primário para manter a opera  o do sistema e maior será a eficiência também. Porém, ao contrário da tensão, que cresce de forma linear sem limite, o rendimento possui um limite superior, então, não há necessidade de operar com tensões elevadas que proporcionem poucas melhoras na eficiência. Na próxima se  o, serão escolhidas as indutâncias do sistema.

### 3.1 Escolha do valor das indutâncias

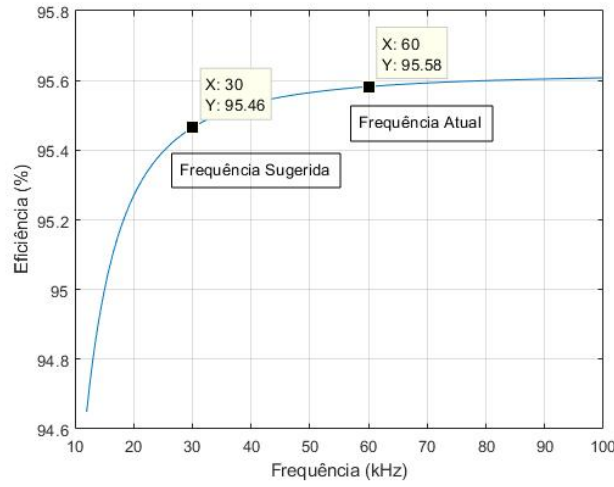
Explicado como é feito a compensa  o SS e seus respectivos c  culos,    hora de definir os valores das indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ . Em respeito às limita  es físicas do projeto, não é interessante operar com tensões muito altas, com indutâncias elevadas, etc. Então, analisou-se concomitantemente os gráficos das figuras 5 e 6, e notou-se que  $L_1 = L_2 = 500 \mu\text{H}$  é um valor apropriado para esses requisitos, já que a tensão em  $V_1$  e sua indutância não são muito altas, e seu rendimento já está ligeiramente próximo ao limite superior. Escolhido o valor da indutância, é possível recalculer o valor de  $\omega_{op}$  em (16) para diminuir a frequência de opera  o, como é visto em (20) e sua frequência em (21).

$$\omega \gg \frac{\sqrt{R_1(R_2 + R_L)}}{k\sqrt{L_1 L_2}} = 5306,6 \text{ rad/s} \quad (20)$$

$$f \gg \frac{5306,6}{2\pi} = 844,6 \text{ Hz} \quad (21)$$

Portanto, a frequência mínima seria  $f = 8,45 \text{ kHz}$ . Nas figuras 7 e 8,    possível ver a varia  o do rendimento e da tensão no primário, respectivamente, de acordo com a frequência. A partir das figuras 7 e 8, podemos ver que a tensão e eficiência se comportam de maneira análoga a como foi visto nas figuras 5 e 6, a tensão é linear em rela  o a frequência, enquanto a eficiência cresce de forma amortecida até um limite superior. Ao observar esses gráficos, sugere-se diminuir a frequência de 60 kHz para 30 kHz, devido ao fato de diminuir pela metade a tensão de opera  o e diminuir s   1 milésimo na eficiência. Portanto, a frequência escolhida é de 30 kHz.

Figura 7. Gráfico da eficiência em fun  o da frequência com indutâncias de 500 uH



Fonte: Próprio autor.

### 3.2 Estabilidade da topologia

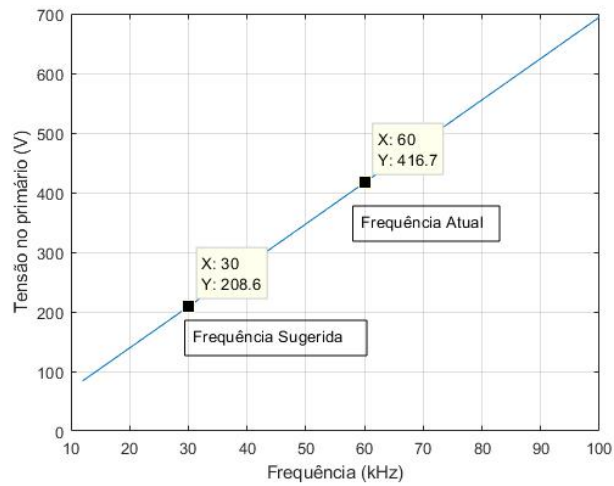
Antes de começar a simular a planta e adicionar outros elementos, como conversores, por exemplo,    necessário ver as condi  o  es de estabilidade dessa topologia para os valores selecionados até aqui, que podem ser vistos na tabela 2, em rela  o a varia  o  es na frequência de transmissão, fator de acoplamento e carga. Para essa visualiza  o, construiu-se o gráfico do rendimento e da potência, que pode ser visto na figura 9, em rela  o a varia  o  es da frequência de ressonância. Nesse gráfico,    possível notar o efeito de bifurca  o na topologia, o qual acontece devido a outras condi  o  es que tornem a equa  o 9 verdadeira, além da frequência de ressonância. Contudo,    possível contornar esse efeito de forma a estudar o fator de qualidade do lado primário,  $q_p$ , e do secundário,  $q_s$ , que são definidos de acordo com as equa  o  es 22 e 23. Quando  $q_p < q_s$ , há bifurca  o e quando  $q_p > q_s$ , não há.

$$q_p = \frac{R_L L_1}{\omega_d M^2} \quad (22)$$

$$q_s = \frac{\omega_d L_2}{R_L} \quad (23)$$

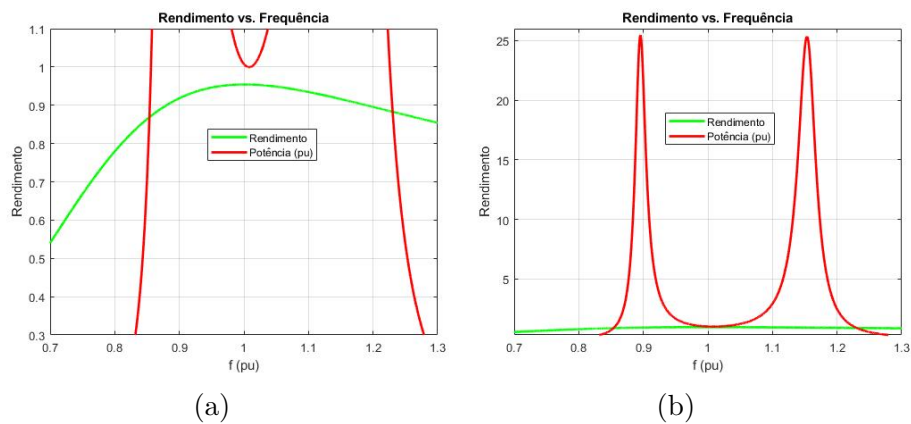
Para remover esse efeito,    possível diminuir a frequência de opera  o, o que aumentaria o  $q_p$  e diminuiria o  $q_s$ , porém, abaixar ainda mais a frequência do que fora abaixado anteriormente, fará com que o rendimento ca  a exponencialmente. Não    possível mexer no par de indutâncias, visto que elas devem ser iguais e, portanto, não fará diferença trocá-las. Resta aumentar a resistência de carga por meio da rela  o da primeira lei de Ohm  $R = \frac{V^2}{P}$ . Como não    possível alterar a potência de transmissão, fez-se ajustes na tensão do secundário.

Figura 8. Gráfico da tensão de entrada em fun  o da frequência com indutâncias de 500 uH.



Fonte: Próprio autor.

Figura 9. Curva de rendimento e potência em fun  o da frequência de transmissão (a)foco na potência para frequência de ressonância; (b)foco no pico da curva de potência.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 2. Parâmetros do WPT após a troca da frequência de ressonância.

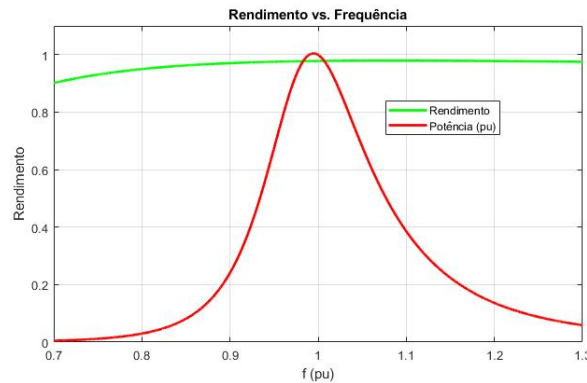
| Parâmetro     | Valor             |
|---------------|-------------------|
| $k$           | 0,25              |
| $R_1$         | 0,1 $\Omega$      |
| $R_2$         | 0,1 $\Omega$      |
| $L_1$         | 500 $\mu\text{H}$ |
| $L_2$         | 500 $\mu\text{H}$ |
| $C_1$         | 56,3 nF           |
| $C_2$         | 56,3 nF           |
| $V_1$         | 208,3 $V_{RMS}$   |
| $V_2$         | 39 $V_{RMS}$      |
| $P_2$         | 350 W             |
| $I_{2_{RMS}}$ | 9 A               |
| $R_L$         | 4,3 $\Omega$      |
| $\eta$        | 97,8 %            |
| $f$           | 30 kHz            |

Após feitas as alterações, a tensão de entrada precisou ser alterada também. Os novos parâmetros para o sistema podem ser visualizados na tabela 3 e o gráfico de rendimento em função da frequência, com os novos valores, pode ser visto na figura 10. Como pode ser observado, o efeito da bifurcação foi completamente eliminado e agora o sistema estará mais estável em frequências próximas a da ressonância. Também foram plotados os gráficos da figura 11, que mostram a variação das correntes, primária e secundária, e a tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  em função da frequência.

Tabela 3. Novos parâmetros de transmissão após análise de estabilidade.

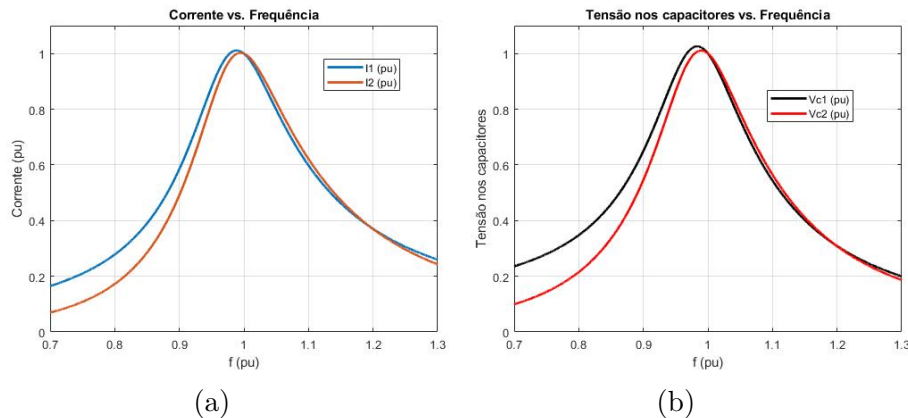
| Parâmetro | Valor          |
|-----------|----------------|
| $V_1$     | 62,5 $V_{RMS}$ |
| $V_2$     | 134 $V_{RMS}$  |
| $I_1$     | 5,72 $A_{RMS}$ |
| $I_2$     | 2,60 $A_{RMS}$ |
| $R_L$     | 51,6 $\Omega$  |
| $V_{C1}$  | 539 V          |
| $V_{C2}$  | 245 V          |

Figura 10. Curva de rendimento e potência em fun  o da frequência de transmissão com corre  o no efeito bifurcativo.



Fonte: Próprio autor.

Figura 11. Curva das correntes e tensões nos capacitores em fun  o da frequência (a) Corrente no primário e secundário; (b) Tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .



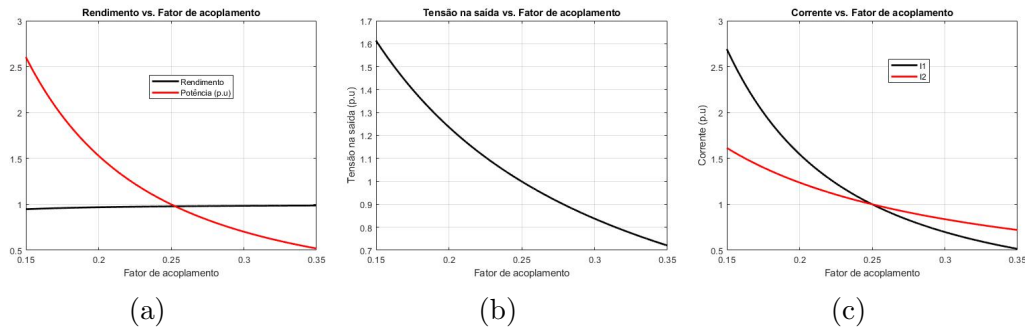
Fonte: Próprio autor.

Nos gráficos das figuras 10 e 11, é observado um comportamento parecido, onde o pico é atingido apenas na frequência de ressonância, diferente do efeito bifurcativo visto na figura 9. Além da frequência, existe outro parâmetro que deve ser estudado para entender melhor a estabilidade do sistema, este é o coeficiente de acoplamento. Seu estudo é bastante importante porque seu cálculo é muito complexo e normalmente s   é feito empiricamente. Ele varia conforme a geometria das bobinas, alinhamento entre elas, distância, tamanho, etc. Ao observar os gráficos de tensão de saída, correntes e rendimento em fun  o do fator de acoplamento (figura 12) conclui-se que:

- Quanto melhor o acoplamento, melhor o rendimento;
- Se o acoplamento for ruim, acontecerá transmissão de potência, corrente de entrada e tensão de saída muito além de seus valores nominais;

- A corrente da carga não varia tão bruscamente para acoplamentos ruins;
- Para acoplamentos melhores que o nominal ( $k = 0,25$ ), a potência transmitida é ligeiramente menor, assim como a corrente de entrada e a tensão na carga;
- A corrente de carga é menor também, porém comporta-se de maneira mais estável;

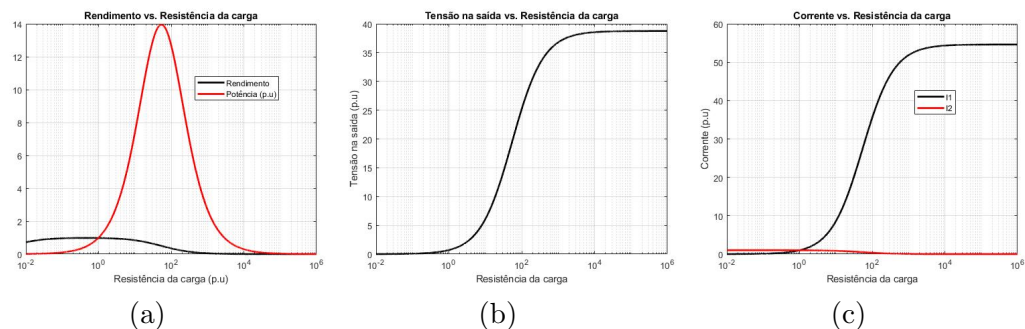
Figura 12. Gráficos em função do fator de acoplamento (a)Rendimento e potência; (b)Tensão de saída; (c)Correntes  $I_1$  e  $I_2$ .



Fonte: Próprio autor.

Por fim, construiu-se os mesmos gráficos de análise do fator de acoplamento para analisar o comportamento a variações de carga (figura 13). Pelo gráfico de rendimento e potência, nota-se que a potência transmitida cresce até um pico, e depois ela cai novamente a zero, que seria o comportamento do sistema a vazio ( $R \rightarrow \infty$ ). Contudo, os outros parâmetros, como a tensão e a corrente de entrada, mostraram-se bem instáveis a condições similares a vazio, enquanto a corrente no secundário se aproxima de 0 conforme a resistência de carga diminui. Essa instabilidade mostra um dos maiores desafios de usar essa topologia, contudo é possível contornar esse problema, já que tratando-se de transferência de potência entre baterias, não é de interesse que o circuito opere em condições de carga a vazio.

Figura 13. Gráficos em função da resistência de carga (a)Rendimento e potência; (b)Tensão de saída; (c)Correntes  $I_1$  e  $I_2$ .

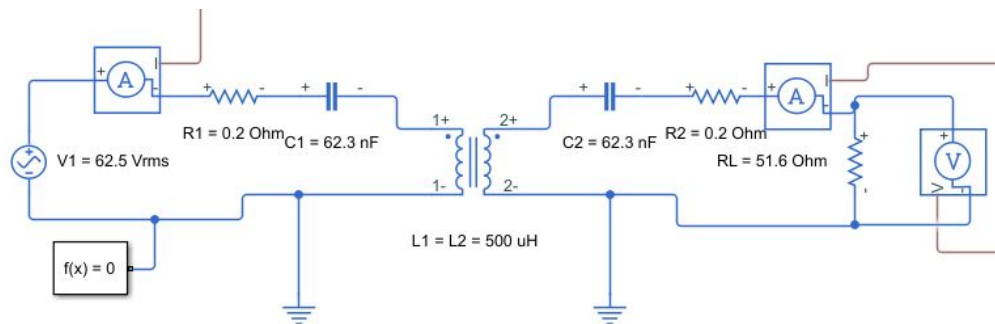


Fonte: Próprio autor.

### 3.3 Simula  o do sistema de WPT

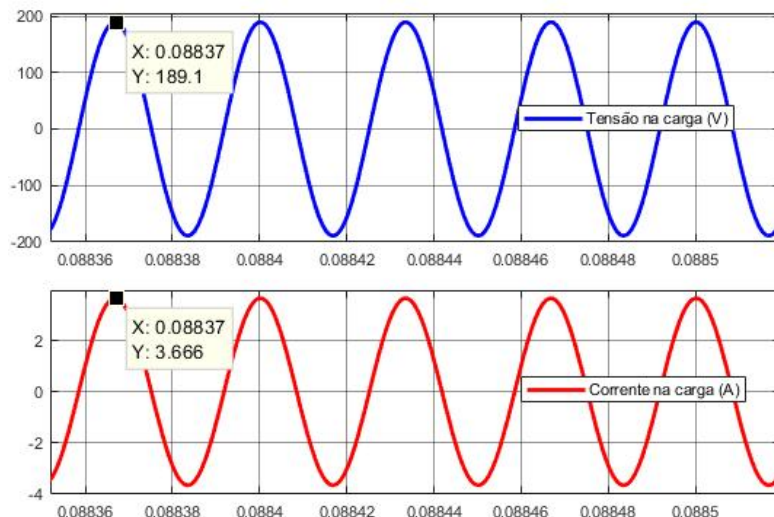
Com todos os parâmetros necessários definidos (tabela 2), começou-se a simular a transferência de energia do sistema com a ferramenta *simulink* do software *MATLAB*. As figuras 14 e 15 mostram o circuito do sistema WPT e a tensão e corrente obtidas, respectivamente. Também observa-se na figura 16 a potência de entrada, a potência de saída e o rendimento.

Figura 14. Circuito de transmissão de energia sem fio.



Fonte: Próprio autor.

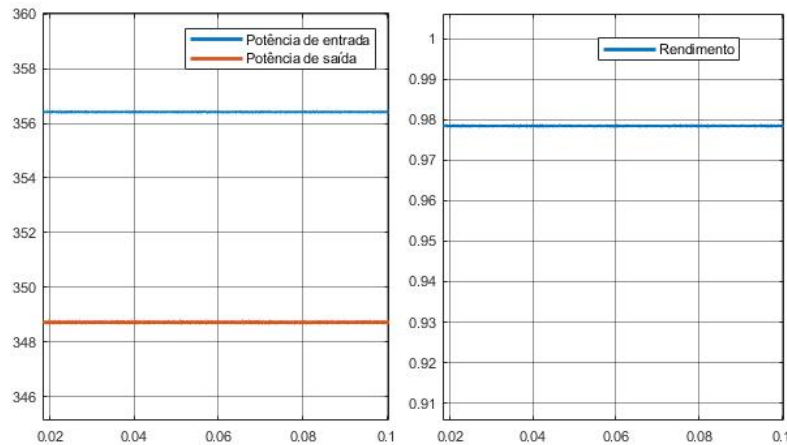
Figura 15. Tensão e corrente na carga em fun  o do tempo.



Fonte: Próprio autor.

Ao observar a figura 15 e comparar com os parâmetros iniciais de potência e tensão de transmissão na tabela 1, nota-se que a simula  o está congruente com o que era esperado. O rendimento visto na figura 16 está exatamente como fora calculado e mostrado na tabela 2.

Figura 16. Potência de entrada, potência de saída e rendimento em fun  o do tempo.

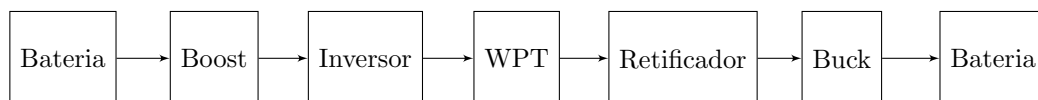


Fonte: Próprio autor.

### 3.4 Defini  o dos conversores

Como fora mencionado, os parâmetros de potência e tensão do sistema, foram baseados na opera  o com baterias de tensão nominal de 48 V, então para avançar o sistema,    necessário trocar a fonte de tensão na entrada e a carga resistiva na saída por baterias. Para isso, é preciso que tenha um conversor CC-CC (chopper) elevador (boost) em cascata com um inversor no primário logo após a bateria, visto que sua tensão nominal    48 V e contínua, enquanto a tensão na fonte da figura 14    62,5 Vrms e alternada. No secundário, por sua vez,    necessário um circuito retificador em cascata com um chopper abaixador (buck), pois a tensão na carga (figura 15)    alternada e necessita chegar contínua    bateria, e o buck serviria para controlar e abaixar essa tensão. A figura 17 mostra o diagrama de blocos referente a esse sistema.

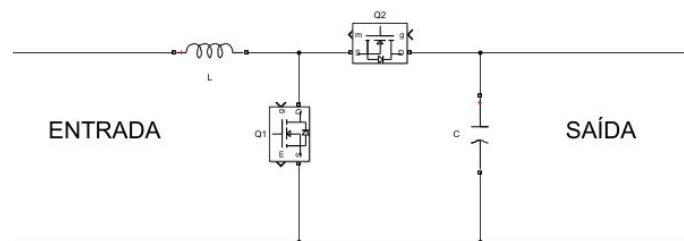
Figura 17. Diagrama de blocos para o sistema em qualquer sentido de opera  o.



Fonte: Próprio autor.

Ao observar o diagrama de blocos,   possível notar que existem alguns desafios a serem superados quanto a implementa  o desses conversores. Como esse sistema é bidirecional e simétrico, tudo que estiver de um lado, também precisa, necessariamente, estar do outro lado, portanto, surgiu-se a necessidade de criar conversores bidirecionais. No caso do boost, criou-se um chopper ( figura 18) que opera como boost da esquerda para direita e como buck no sentido contrário, e no caso do inversor usou-se transistores para fazer a conversão CC-CA e os próprios diodos anti-paralelo aos transistores para realizar a retifica  o no sentido contrário (figura 19). O chopper bidirecional possui 2 modos de opera  o: no primeiro modo, o transistor Q1 está comutando de acordo com sua razão cíclica de trabalho, enquanto Q2 está desligado, e o sistema opera da esquerda para direita como boost. Já no segundo modo, Q1 está desligado e Q2 está comutando com a razão cíclica definida, então o sistema opera da direita para esquerda como buck. É importante notar que quando o transistor está desligado, seu diodo anti-paralelo atua como roda livre para o circuito adjacente. O conversor da figura 19 também possui 2 modos de opera  o, no primeiro, os transistores operam normalmente como inversor da esquerda para direita, e no segundo eles permanecem desligados e o sistema opera como retificador da direita para esquerda. Note que os dois conversores podem ser usados no secundário, desde que faça-se a correta simetria dos mesmos.

Figura 18. Conversor bidirecional boost e buck.

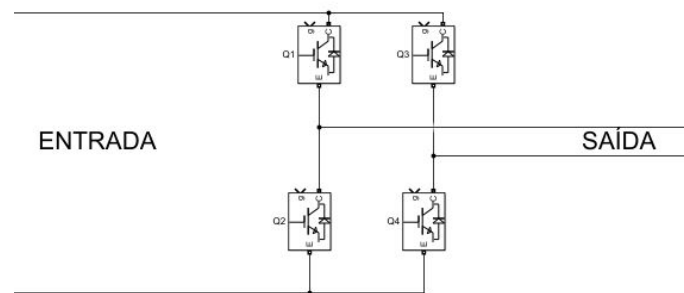


Fonte: Próprio autor.

### 3.5 Simula  o do sistema de WPT com inversor e retificador

É comum para obter alta precisão e facilitar a filtragem da onda senoidal em inversores, usar a modula  o de pulso (pwm) senoidal. Contudo, essa técnica é recomendada apenas para frequências baixas, visto que a modula  o destas é feita em frequências de comuta  o muito mais altas que a frequência da onda na saída, o que   impossível de aplicar quando a frequência de saída já está na ordem de kHz, pois teria que ter dispositivos semicondutores que fazem chaveamento na ordem de MHz, o que não   viável ainda. Então, a soluço   optar por modular uma

Figura 19. Conversor bidirecional inversor e retificador.



Fonte: Próprio autor.

onda quadrada alternada (figura 20) e apenas se preocupar com sua razão cíclica para definir a tensão eficaz na frequência fundamental que vai definir a quantidade de energia transmitida. O pico da onda quadrada é o valor de pico da tensão no primário definida na tabela 3.

Montou-se 2 circuitos iguais, um para a opera  o da esquerda para direita e outra para o sentido contrário. Em cada um existe uma fonte de tensão contínua no lado primário (em rela  o a transmissão), e no secundário uma resistência de carga, como pode ser visto na figura 21 um dos circuitos. Pelo cálculo do valor eficaz da onda quadrada vista na figura 20, notou-se que o melhor valor para a razão cíclica do inversor é 57,4%, visto que será mantido a potência transmitida. Na figura 22 pode ser vista a tensão na carga para ambos os circuitos, já que eles operam de forma idêntica. Conclui-se que para ambos os sentidos, com estas condições, o sistema está transmitindo potência nominal para a carga.

Figura 20. Tensão de saída do inversor em forma de onda quadrada em fun  o do tempo.

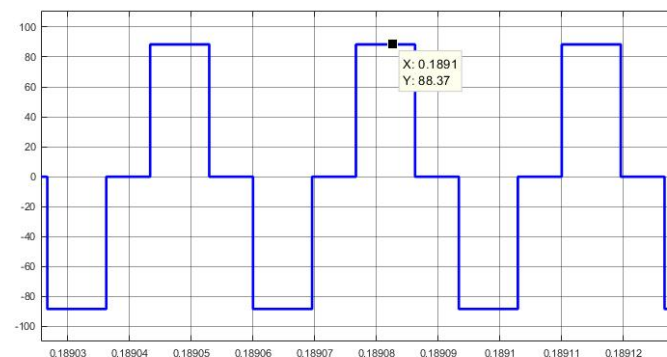
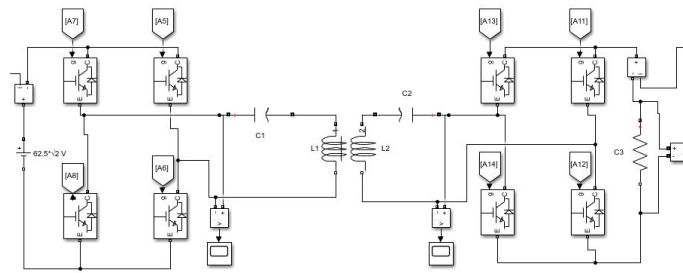
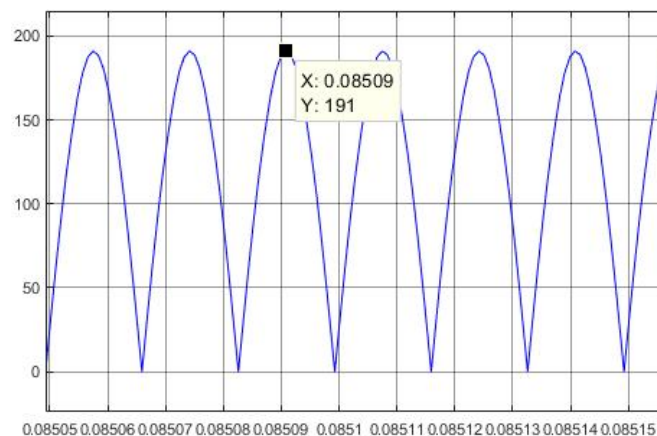


Figura 21. Circuito de WPT com inversor e retificador.



Fonte: Próprio autor.

Figura 22. Tensão na carga do circuito com inversor e retificador em fun  o do tempo.

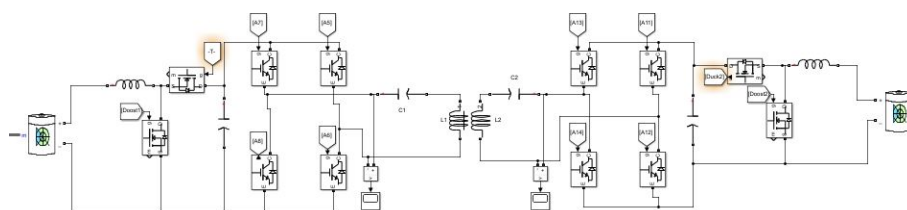


Fonte: Próprio autor.

### 3.6 Simula  o do sistema de WPT completo com bidirecionalidade

Nesta etapa, será substituído a fonte no primário e a resistência no secundário por baterias de 48 V de tensão nominal e será adicionado o circuito chopper bidirecional (figura 18) a ambos os lados do circuito entre a bateria e o inversor/retificador (figura 19). O sistema completo é mostrado na figura 23.

Figura 23. Circuito WPT bidirecional completo.



Fonte: Próprio autor.

Primeiramente, é preciso definir qual a razão cíclica de opera  o do transistor

responsável por elevar e do responsável por aba  xar a tensão. As equa  es 24 e a 25 mostram como é calculado a razão cíclica 'D' para o boost e para o buck, respectivamente.

$$D = \frac{G - 1}{G}, \text{ onde } G = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (24)$$

$$D = G = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (25)$$

Para o boost a tensão de saída é igual a  $62,5\sqrt{2}$  e a entrada é igual a 51,7 V (bateria com 50% de carga), logo a razão cíclica será de 41,51%. Para o buck, a tensão de entrada será de 190 V e a saída será 51,7 V, logo a razão de trabalho será de 27,21%.

A razão de trabalho para o buck deverá sofrer alguns ajustes na simula  o porque sua tensão de entrada depende diretamente da potência transmitida. Ao simular o circuito, a potência transmitida foi de 400 W para esta configura  o dos conversores, ou seja, está um pouco acima do que foi projetado. Ao tentar resolver esse problema, naturalmente pensa-se em diminuir a razão cíclica do buck. Isso foi feito, e ao contrário do que se pensa, a tensão de saída aumentou assim como a corrente também aumentou. Isso acontece porque ao diminuir a razão cíclica do transistor de um chopper aba  xador genérico, diminui-se, teoricamente, a tensão de saída, portanto também diminui-se a potência transmitida, como é visto na primeira lei de ohm  $P = \frac{V^2}{R_L}$ . Também    possível diminuir essa potência transmitida, aumentando a resistência de carga. No gráfico da figura 13a é observado que quando a potência de carga diminui com o aumento da resistência, a tensão de saída da topologia CC (tensão de entrada do buck) aumenta (figura 13b). Este aumento da tensão de entrada do buck, faz com que a tensão de saída do mesmo seja um pouco maior do que para a razão cíclica anterior. Então, conclui-se que diminuir a razão cíclica deste conversor, na verdade aumenta a potência transmitida e a tensão na bateria, esses parâmetros são inversamente proporcionais. Para provar isso na prática, antes    necessário projetar a indutância e a capacitância do chopper bidirecional. A indutância pode ser obtida pelas equa  es 26 e 27 para o buck e para o boost, respectivamente.

$$L = \frac{V_{IN}D(1 - D)}{f_d \cdot \Delta I}, \text{ onde } \Delta I \text{ é a ondula  o de corrente} \quad (26)$$

$$L = \frac{V_{IN}D}{f_d \cdot \Delta I} \quad (27)$$

Considerando uma ondula  o de corrente de 10% para o projeto, obt  m-se para o buck  $L = 1,9$  H e para o boost  $L = 1,1$  H. Então, para satisfazer ambos os circuitos, usa-se o  $L = 1,9$  H, isto é, para o boost, a corrente terá ondula  o menor

que a projetada de 10%. A capacitância pode ser calculada pelas equa  es 28 e 29 para o buck e para o boost, respectivamente.

$$C = \frac{V_{IN}D(1-D)}{8L\Delta Vf_d^2}, \text{ onde } \Delta V \text{ é a ondula  o de tensão} \quad (28)$$

$$C = \frac{I_{OUT}D}{f\Delta V} \quad (29)$$

Considerando uma ondula  o de tensão de 1% para o projeto, obt  m-se para o buck  $C = 742 \text{ nF}$  e para o boost  $C = 62 \text{ }\mu\text{F}$ . Para satisfazer o projeto de ondula  o, será usado  $C = 62 \text{ }\mu\text{F}$ , o que fará com que o buck fique com ondula  o menor que 1%.

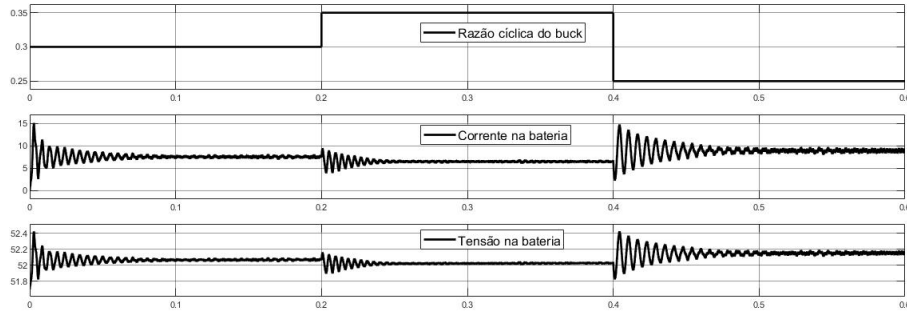
Calculado os parâmetros do chopper, simulou-se o circuito completo e obteve-se a tensão e a corrente na bateria (figura 24), variando a razão cíclica do conversor buck nos valores de 30, 35 e 25% (nesta ordem) para ratificar o comportamento observado anteriormente. Neste gráfico    possível ver que o sistema se entra em regime permanente para a primeira condi  o ( $D = 30\%$ ) em um valor  $I_{30}$  e  $V_{30}$  para a corrente e a tensão, respectivamente. Na transi  o de  $D = 30\%$  para  $D = 35\%$ , nota-se que a tensão e a corrente instantaneamente apresentam um comportamento de aumentar seus valores, como é esperado de um circuito buck, mas logo depois esse valor tende a um valor  $I_{35}$  e  $V_{35}$ , para corrente e tensão, ligeiramente menores que no caso anterior. Em seguida, há a transi  o de  $D = 35\%$  para  $D = 25\%$ , e nota-se, logo em seguida, que a tensão e corrente tendem a cair, como era esperado inicialmente, mas depois de um tempo a corrente e a tensão tendem a um valor  $I_{25}$  e  $V_{25}$ , respectivamente, ligeiramente maior que os valores do primeiro caso. Então, obt  m-se as rela  es de tensão e corrente, vistas nas equa  es 30 e 31.

$$I_{35} < I_{30} < I_{25} \quad (30)$$

$$V_{35} < V_{30} < V_{25} \quad (31)$$

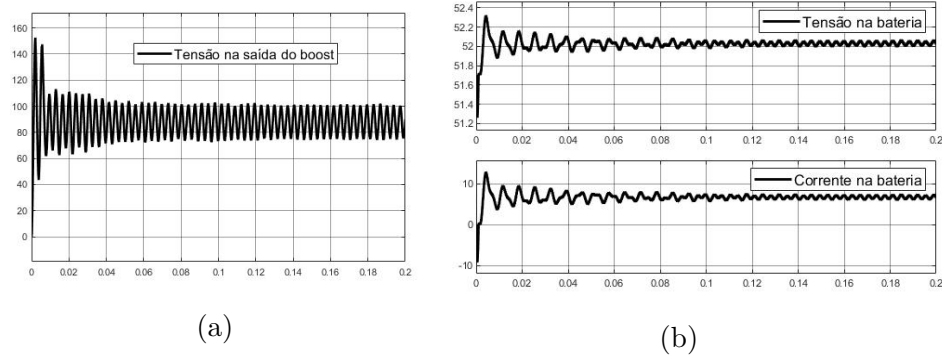
Para transmitir 350 W para a carga, obteve-se, empiricamente, o valor de 34,5% para a razão cíclica do circuito buck. Com isso, foi possível obter os gráficos da tensão de saída do boost e da tensão e a corrente na bateria na figura 25. Os gráficos obtidos são exatamente iguais para ambos os sentidos, já que o sistema é completamente simétrico. Para esta simula  o, usou-se razões cíclicas constantes para o boost e para o buck, o que não é sempre interessante, pois baterias possuem flutua  o de tensão, ou seja, no caso do boost, a tensão de entrada flutua, e no buck, a tensão de saída, além do fato de não ser possível controlar características dinâmicas da saída, como o regime transitório, por exemplo. Para resolver esses problemas, na próxima se  o será feito o projeto de controle dos conversores CC-CC.

Figura 24. Tensão e corrente na bateria em função do tempo para diferentes valores de razão cíclica do buck.



Fonte: Próprio autor.

Figura 25. Simula  o do sistema WPT bidirecional (a) tensão de saída no boost em função do tempo; (b) tensão e corrente na bateria em função do tempo.



Fonte: Próprio autor.

### 3.7 Projeto de controle dos conversores CC-CC

Implementar técnicas de controle a um conversor CC-CC é fundamental para melhorar resposta transitória e diminuir o tempo de assentamento, por exemplo. Além disso, torna-se extremamente necessário realizar controle para situações, como a desse projeto, em que não há parâmetros fixos. Neste WPT, a tensão da bateria flutua conforme seu estado de carga, e a corrente de carregamento conforme a potência transmitida. É proposto um controle realimentado da tensão de saída para o boost e realimentado da corrente do indutor para o buck, dessa forma pode-se garantir tensão fixa na entrada do inversor e que a bateria possa ser carregada sob corrente fixa.

#### 3.7.1 Projeto de controle do boost

Para o boost, a principal variável de controle é a tensão de saída, que deve ser fixa e igual a  $62,5\sqrt{2}$  V conforme os dados projetados na tabela 3. Este controle será feito com modelo no domínio da frequência com a tensão de saída V controlada pela razão cíclica  $d$  conforme é mostrado na figura 26. Para isso, usou-se a função

de transferência  $G_{BOOST}$  (equação 32) que relaciona  $d$  e  $V$ . Como é necessário que a tensão de saída seja fixa, é necessário fazer um controle em malha fechada, onde o sinal da tensão de saída será realimentado e comparado a uma tensão de referência, depois passar por um controlador e gerar a razão cíclica, conforme é visto na figura 27.

$$G_{BOOST} = \frac{V}{d} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \cdot \frac{1 - \frac{Ls}{R(1-D)^2}}{\frac{LCs^2}{(1-D)^2} + \frac{Ls}{R(1-D)^2} + 1} \quad (32)$$

Figura 26. Circuito de controle em malha aberta do boost.

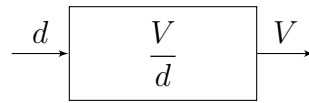
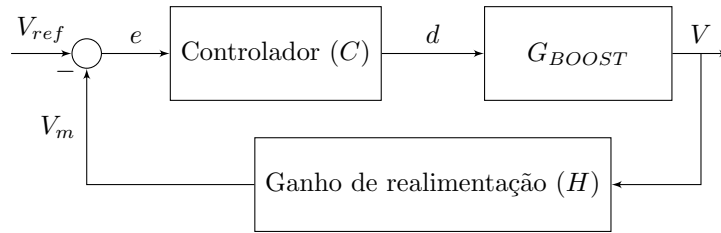


Figura 27. Circuito de controle em malha fechada do boost.



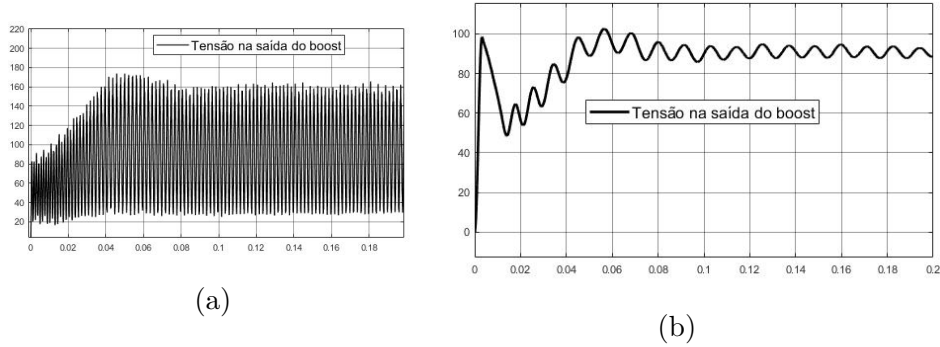
Fonte: Próprio autor.

No primeiro projeto de controle, a tensão de saída ficou com uma ondulação muito grande, muito além da projetada conforme é visto na figura 28a. Para resolver esse problema, alterou-se ambos os capacitores ( $C_1$  e  $C_2$ ) para  $540\mu F$ . Depois, fez-se o projeto de controle com auxílio da função '*sisotool*' do software '*MATLAB*', onde procurou-se relacionar percentual de ultrapassagem e tempo de assentamento afim de conseguir respostas eficientes. Com esse controlador, obteve-se a tensão de saída vista na figura 28b. Os dados relacionados ao controle do boost podem ser visualizados na tabela 4.

Tabela 4. Dados do projeto de controle do boost para transmissão entre baterias.

| Parâmetro | Valor                     |
|-----------|---------------------------|
| $C(s)$    | $8200 \frac{1}{s(s+100)}$ |
| $H(s)$    | 0,0066                    |
| $V_{ref}$ | 0,5834 V                  |
| $t_s$     | 63,5 ms                   |
| Overshoot | 13,9%                     |
| $\phi_M$  | 53,6°                     |

Figura 28. Tensão de saída no boost, em função do tempo, para diferentes capacitâncias (a) 20  $\mu\text{F}$ ; (b) 540  $\mu\text{F}$ .



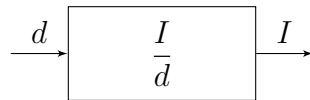
Fonte: Próprio autor.

### 3.7.2 Projeto de controle do buck

Feito o controle do boost, iniciou-se o projeto do controlador buck. Para este conversor, a variável mais importante para realizar o controle, nesse sistema, é a corrente do indutor na saída. Assim como foi feito no tópico anterior, este controle será modelado no domínio da frequência, mas desta vez com a corrente  $I$  no indutor controlada pela razão cíclica, conforme é mostrado na figura 29. Para esse controle, será usado a função de transferência  $G_{BUCK}$  (equação 33) que relaciona  $d$  e  $I$ . O controle será feito em malha fechada, com o valor da corrente de saída realimentado (feedback) na entrada e comparado a uma corrente de referência, depois passa por um controlador e gera a razão cíclica, conforme é mostrado na figura 30.

$$G_{BUCK} = \frac{I}{d} = \frac{\frac{V_{in}}{L} \left( s + \frac{1}{RC} \right)}{s^2 + s \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (33)$$

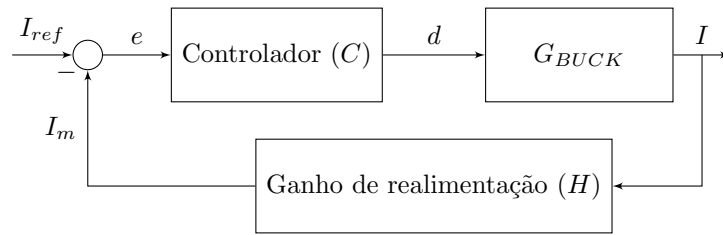
Figura 29. Circuito de controle em malha aberta do buck.



Fonte: Próprio autor.

Um dos maiores desafios para controlar este conversor, é que sua saída é praticamente fixa (por causa da bateria) e a tensão de alimentação varia conforme a demanda de potência, que, por sua vez, varia conforme a razão cíclica de operação do buck. Inicialmente, tentou-se fazer um controle simples, como é mostrado na figura 30, contudo, o mesmo se mostrou ineficiente de controlar a corrente na saída de forma estável, o controle se mostrou instável, como pode ser visto na figura 32a.

Figura 30. Circuito de controle em malha fechada do buck.



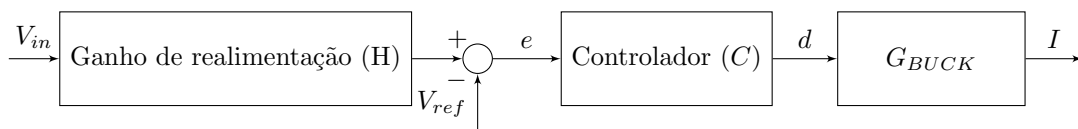
Fonte: Próprio autor.

Para resolver esse problema, propôs-se fazer o controle pela tensão de entrada do buck e não pela saída, ou seja, um controle feedforward conforme é mostrado na figura 31. Com essa topologia de controle, o controle ficou estável como pode ser visto na figura 32b. Os dados relacionados a este controle podem ser visualizados na tabela 5.

Tabela 5. Dados do projeto de controle do buck para transmissão entre baterias.

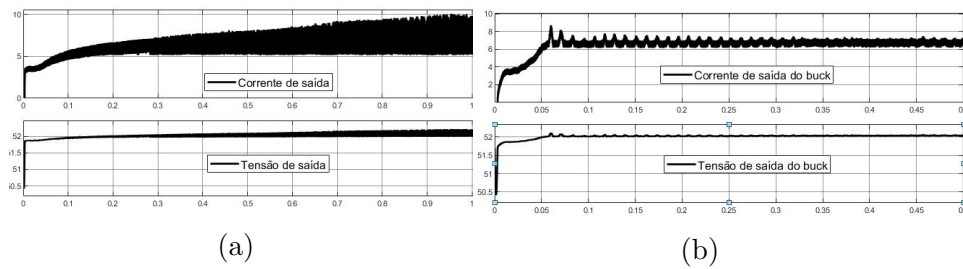
| Parâmetro                  | Valor  |
|-----------------------------|--------|
| $C(s)$                      | 1      |
| Com saturador entre 0,2 e 1 |        |
| $H(s)$                      | 0,02   |
| $V_{ref}$                   | 2,5 V  |
| Overshoot                   | 18,6%  |
| $\phi_M$                    | 40,6   |

Figura 31. Circuito de controle do buck com feedforward.



Fonte: Próprio autor.

Figura 32. Corrente e tensão de saída no buck em função do tempo (a)sem feed-forward (b)com feedforward.



(a)

(b)

Fonte: Próprio autor.

### 3.8 Considerações finais

Com isso, todo o projeto para transferência entre baterias está completo e funcional em ambos os sentidos, visto que é totalmente simétrico.

## 4 WPT BIDIRECIONAL ENTRE A BATERIA E A REDE

Para esta etapa, será usado a condi  o de carregamento rápido para o carregamento da bateria pela rede (grid), conforme as informa  es do fabricante vistas no apêndice A.1. Os componentes do lado da bateria serão exatamente iguais assim como a frequência de transmissão. Haverá o chopper bidirecional, o inversor/retificador e o respectivo lado do WPT. J   o circuito da rede, será projetado ao longo desta se  o. A transmissão será de 1000 W no sentido rede-bateria ( $G \rightarrow B$ ) e 350 W no sentido bateria-rede ( $B \rightarrow G$ ). Para o lado da rede, será projetado o circuito apenas até o barramento CC da mesma, conforme é mostrado na figura 1b. Neste trabalho não será feito o projeto de inversão da corrente contínua para alternada e sincronia com a rede elétrica. Na tabela 6 é mostrado os valores de projeto para as tensões e os elementos resistivos, capacitivos e indutivos já projetados do lado da rede.

Tabela 6. Parâmetros de projeto de WPT entre rede e bateria.

| Parâmetro | Valor       |
|------------|-------------|
| $V_{CC}$   | 400V        |
| $V_B$      | 55V         |
| $L_B$      | 500 $\mu H$ |
| $C_B$      | 56,3 nF     |
| $f$        | 30 kHz      |
| $k$        | 0,25        |

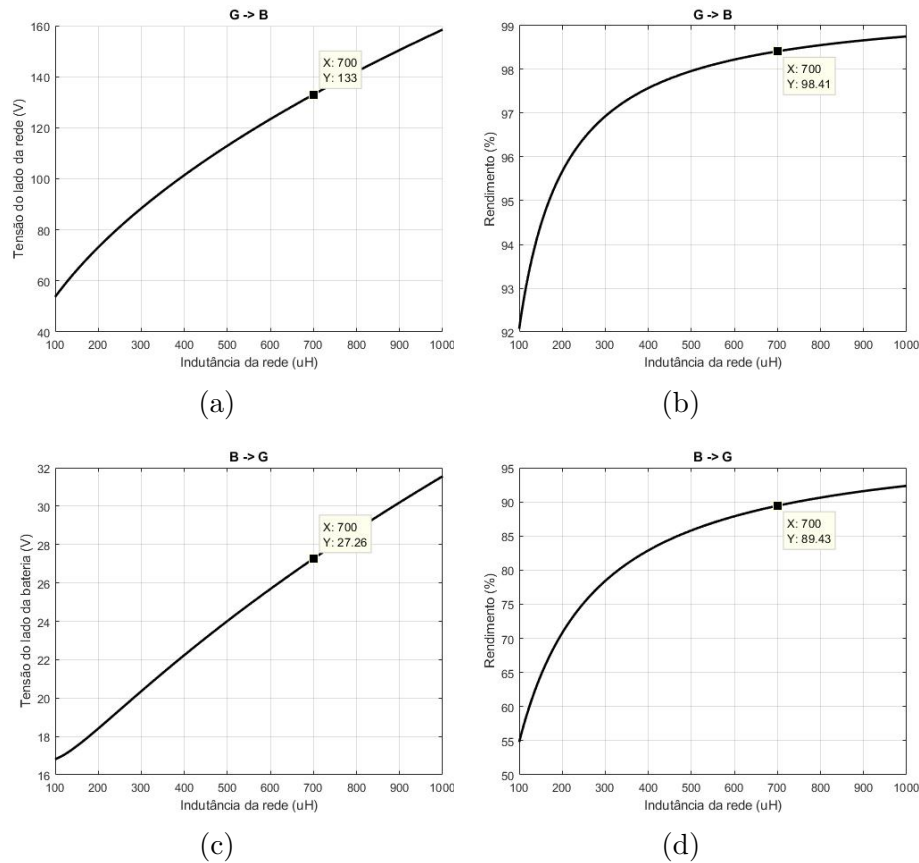
### 4.1 Escolha da indutância de WPT do lado da rede

Fez-se os cálculos para estas condi  es de transmissão e obteve-se os gráficos mostrados na figura 33, que mostram o valor que deve ter de tensão no primário (da transmissão) para manter a tensão desejada no secundário, de acordo com os valores da tabela 6.

Ao analisar cada um desses gráficos, principalmente na expectativa de obter um bom rendimento e não operar com tensões muito altas, escolheu-se a indutância do lado da rede ( $L_G$ ) de 700  $\mu H$ , as características extraídas desses gráficos são vistas na tabela 7.

A tensão no sentido  $G \rightarrow B$     maior do que a tensão do barramento CC, o que a necessidade de um circuito boost para esse sentido de transmissão, além do conversor CC-CA. J   no sentido  $B \rightarrow G$ , a tensão de entrada    menor que a tensão da bateria e nesse sentido o chopper bidirecional da bateria opera como boost, contudo    possível contornar esse problema ao diminuir a razão cíclica do inversor. Do lado da rede,

Figura 33. Tensão no primário e rendimento em função da indutância da rede  
 (a)Tensão para  $G \rightarrow B$ ; (b)Rendimento para  $G \rightarrow B$ ; (c)Tensão para  $B \rightarrow G$ ;  
 (d)Rendimento para  $B \rightarrow G$ .



Fonte: Próprio autor.

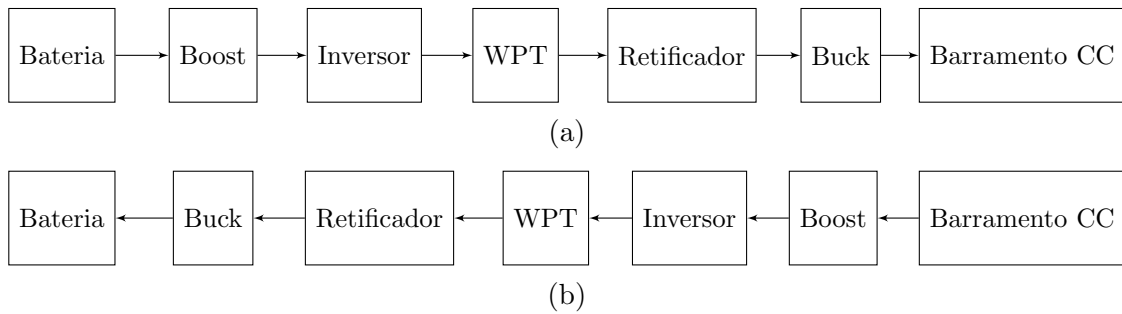
a tensão, transmitida alternada, precisa ser retificada e depois será controlada por um circuito buck. A opera  o completa será feita de forma semelhante a feita na seção anterior e seu diagrama de blocos pode ser visualizado na figura 34. Antes de começar a projetar os componentes e conversores do lado da rede,    necessário fazer uma análise de estabilidade da planta nessas condições.

## 4.2 Estabilidade da topologia para transmissão entre rede e bateria

Para fazer essa análise, construiu-se os gráficos de potência e rendimento em função da frequência para ambos os sentidos de operação, que podem ser vistos na figura 35. No sentido  $B \rightarrow G$ , a curva da potência se comporta de forma semelhante ao visto na figura 11, a potência s   atinge o pico na frequência de ressonância. Já no sentido oposto ( $G \rightarrow B$ ), é observado o efeito da bifurcação, em que na frequência de ressonância o sistema opera em potência nominal, mas em um valor acima e outro abaixo a potência tende a um valor muito superior ao nominal, parecido com o que

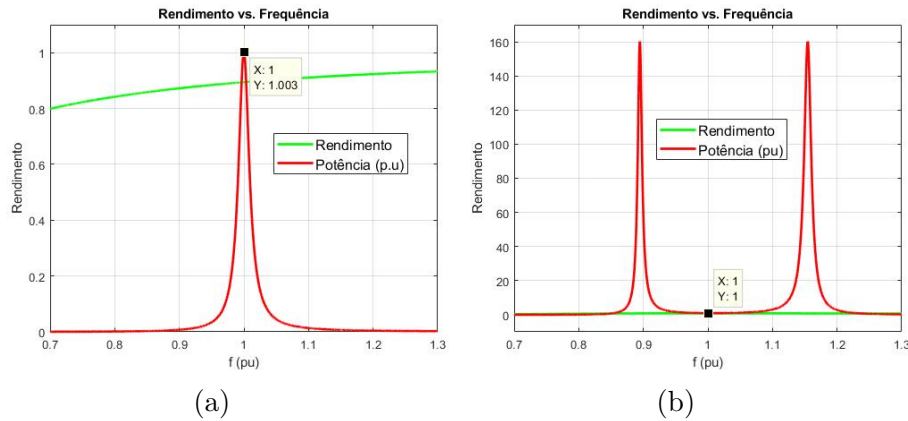
Tabela 7. Tensão no primário e rendimento do WPT entre rede e bateria.

|                                     | Parâmetro | Valor   |
|-------------------------------------|------------|---------|
| $\mathbf{G} \rightarrow \mathbf{B}$ | $V_{1G}$   | 715,2 V |
|                                     | Rendimento | 88,34%  |
| $\mathbf{B} \rightarrow \mathbf{G}$ | $V_{1B}$   | 27,26 V |
|                                     | Rendimento | 89,43%  |

Figura 34. Diagrama completo de transmissão entre rede e bateria (a)sentido  $\mathbf{B} \rightarrow \mathbf{G}$ ; (b)sentido  $\mathbf{G} \rightarrow \mathbf{B}$ .

Fonte: Próprio autor.

fora observado na figura 9.

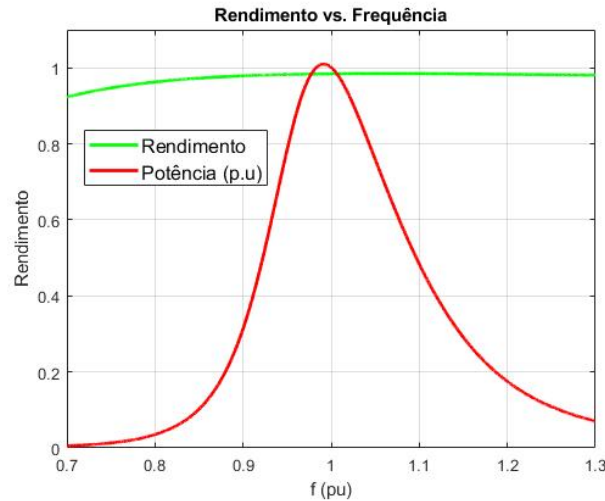
Figura 35. Curva de rendimento e potência em função da frequência de ressonância (a)sentido  $\mathbf{B} \rightarrow \mathbf{G}$ ; (b)sentido  $\mathbf{G} \rightarrow \mathbf{B}$ .

Fonte: Próprio autor.

Conforme foi explicado na seção 3.2, para evitar o efeito bifurcativo,    necessário que  $q_p > q_s$ , conforme as equações (22) e (23). Para garantir que essa relação de fator de qualidade seja verdadeira, usou-se o mesmo método usado naquela seção, aumentar a tensão no secundário. Então, alterou-se a tensão no secundário para  $212 V_{RMS}$  e, em consequência, a tensão no primário para  $133,1 V_{RMS}$ . Outro parâmetro que foi alterado nessas condições foi o rendimento, que subiu para 98,41%. Construiu-se o mesmo gráfico visto na figura 35b para estes dados e obteve-se a figura 36. Nela, verifica-se que o efeito bifurcativo foi corrigido e o sistema possui comportamento

mais estável quanto a varia  o da frequência de transmissão. Outros gráficos de estabilidade em fun  o do acoplamento e resistência de carga possuem comportamentos semelhantes ao mostrado na se  o 3.2 nas figuras 12 e 13, por esse motivo não são mostrados novamente.

Figura 36. Curva de potência e rendimento em fun  o da frequência de transmissão para o sentido  $G \rightarrow B$  com corre  o do efeito bifurcativo.

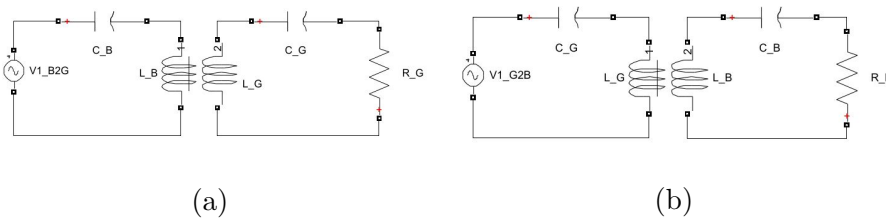


Fonte: Próprio autor.

### 4.3 Simula  o do sistema de WPT

A partir dos dados do projeto WPT entre bateria e rede mostrados na tabela 8, fez-se a simula  o do sistema com a ferramenta *simulink* do software *MATLAB* para ambos os sentidos de opera  o, como é visto na figura 37.

Figura 37. Simula  o do circuito de WPT com capacitores em série (a) sentido  $B \rightarrow G$ ; (b) sentido  $G \rightarrow B$ .



Fonte: Próprio autor.

Desta simula  o, obteve-se as tensões na carga R vistas na figura 38 para ambos os sentidos de opera  o. Notou-se que o valor eficaz dessas tensões foi exatamente como o previsto, então p  de-se continuar o trabalho.

Tabela 8. Dimensionamento dos componentes do WPT entre rede e bateria.

| Parâmetro | Valor           |
|------------|-----------------|
| $L_B$      | 500 $\mu H$     |
| $R_B$      | 0,1 $\Omega$    |
| $L_G$      | 700 $\mu H$     |
| $R_G$      | 0,3 $\Omega$    |
| $C_B$      | 56,3 $nF$       |
| $C_G$      | 40,2 $nF$       |
| $V_{1G2B}$ | 133,1 $V_{RMS}$ |
| $V_{2G2B}$ | 212 $V_{RMS}$   |
| $V_{1B2G}$ | 27,3 $V_{RMS}$  |
| $V_{2B2G}$ | 400 $V_{RMS}$   |
| $R_G$      | 457,14 $\Omega$ |
| $R_B$      | 44,94 $\Omega$  |
| $P_{G2B}$  | 1000 W          |
| $P_{B2G}$  | 350 W           |
| $f$        | 30 kHz          |
| $k$        | 0,25            |

#### 4.4 Simula  o do sistema de WPT com inversor e retificador

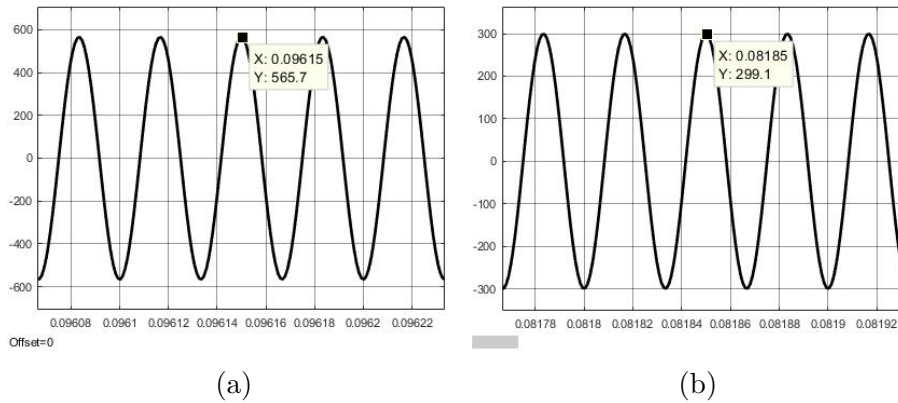
Para esta etapa, construiu-se o sistema da se  o anterior, mas no lugar da fonte alternada de tensão, agora há uma fonte contínua em cascata com um inversor e entre a carga e a saída do WPT, há um retificador, conforme é mostrado na figura 39. No sentido  $B \rightarrow G$ , escolheu-se 70 V para a tensão contínua e com testes notou-se que a razão cíclica do inversor para manter a potência de transmissão    29,8%. Para o sentido contrário, escolheu-se 450 V para a fonte e experimentalmente observou-se que a razão de trabalho do inversor para manter a potência transmitida    23%. A tensão de saída, diferentemente da mostrada na figura 38, agora está retificada (figura 40).

#### 4.5 Simula  o do sistema de WPT completo e bidirecional

Para esta etapa o lado da bateria é exatamente igual ao mostrado na figura 23. Quanto ao lado da rede, foi adicionado o chopper bidirecional (figura 18) entre o inversor/retificador e a entrada que desta vez é o próprio barramento CC. Para o chopper do lado da rede, usou-se 540  $\mu F$  e 10 mH para o capacitor e indutor, respectivamente. O circuito simulado para este WPT    mostrado na figura 41.

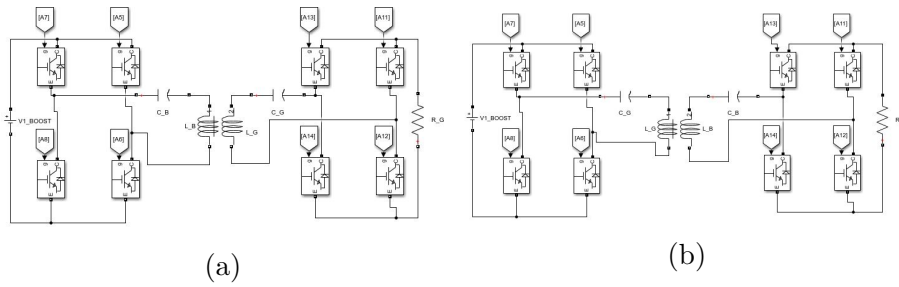
Para a simula  o do sentido bateria  $\rightarrow$  rede, obteve-se a razão cíclica de 28% para o boost e 90% para o buck a fim de transmitir 350 W de pot  ncia projetado. Para o sentido rede  $\rightarrow$  bateria, obteve-se a razão cíclica de 10% para o boost e 21% para o buck a fim de transmitir 1000 W de potência. A corrente de saída do buck e a tensão de saída do boost, para ambos os sentidos de opera  o, podem ser vistas

Figura 38. Tensão na carga em função do tempo (a) sentido  $B \rightarrow G$ ; (b) sentido  $G \rightarrow B$ .



Fonte: Próprio autor.

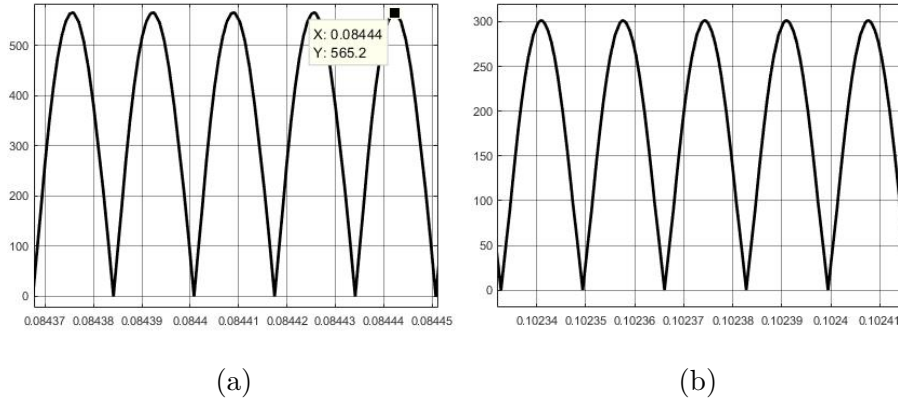
Figura 39. Simulação do circuito WPT com inversor e retificador (a) sentido  $B \rightarrow G$ ; (b) sentido  $G \rightarrow B$ .



Fonte: Próprio autor.

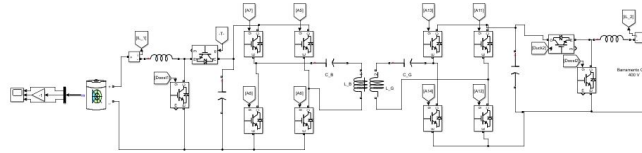
nas figuras 42 e 43, respectivamente. Como pode-se observar nessas figuras, alguns parâmetros como overshoot e ondulação estão bem ruins e podem ser otimizados com o projeto de controle de cada um desses conversores.

Figura 40. Tensão retificada na carga em função do tempo (a)sentido  $B \rightarrow G$ ; (b)sentido  $G \rightarrow B$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 41. Circuito WPT bidirecional entre rede e bateria.



Fonte: Próprio autor.

## 4.6 Projeto de controle dos conversores CC-CC

Assim como fez-se o projeto de controle na seção 3.7, também será feito para este WPT.

### 4.6.1 Projeto de controle do boost do sentido bateria $\rightarrow$ rede

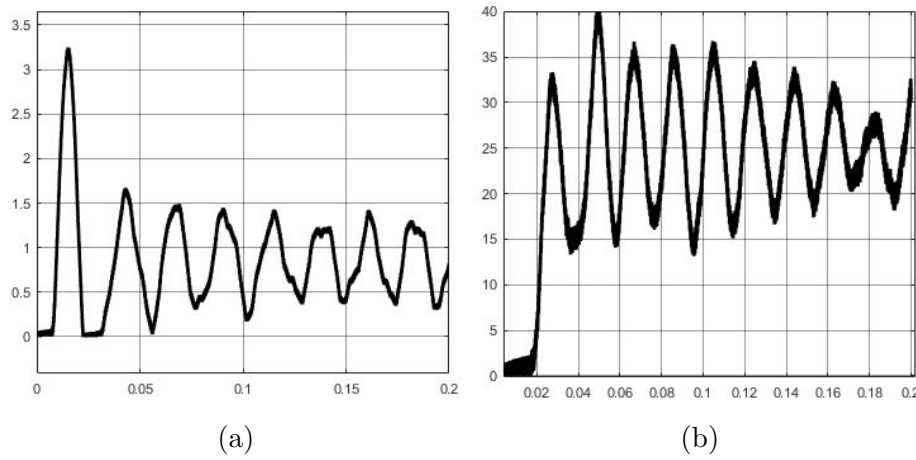
Para este controle, tentou-se manter o projeto do boost feito na seção 3.7 (figura 27), a única coisa que mudou foi a tensão de referência. Alterou-se a mesma para 0,462 V e obteve-se a figura 44a que mostra a tensão de saída do boost. O overshoot foi de 30%, bem menor que o visto na figura 43a e a ondulação diminuiu também.

### 4.6.2 Projeto de controle do buck do sentido bateria $\rightarrow$ rede

Para este controle, foi usado o controle *feedforward* proposto na seção 3.7 (figura 31). Fez-se o controle e obteve-se a figura 44b a qual mostra a corrente de saída no buck que alimenta o barramento CC.

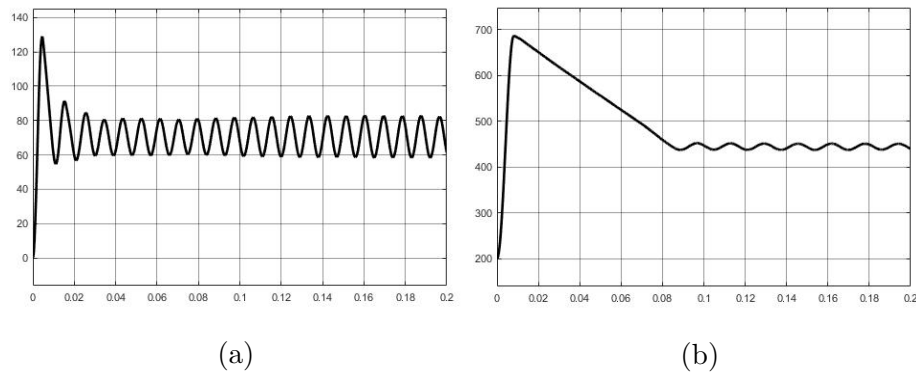
A ondulação ficou bem baixa comparada a vista na figura 42a e o *overshoot* foi de 82% o que é bem menor do que fora visto. Apesar de ser um valor muito grande de overshoot, não é muito preocupante pois a corrente nominal para essa transmissão é 0,88 A. Os dados para esse controle podem ser vistos na tabela 9.

Figura 42. Corrente de saída do buck em função do tempo (a) sentido B  $\rightarrow$  G; (b) sentido G  $\rightarrow$  B.



Fonte: Próprio autor.

Figura 43. Tensão de saída do boost em função do tempo (a) sentido B  $\rightarrow$  G; (b) sentido G  $\rightarrow$  B.



Fonte: Próprio autor.

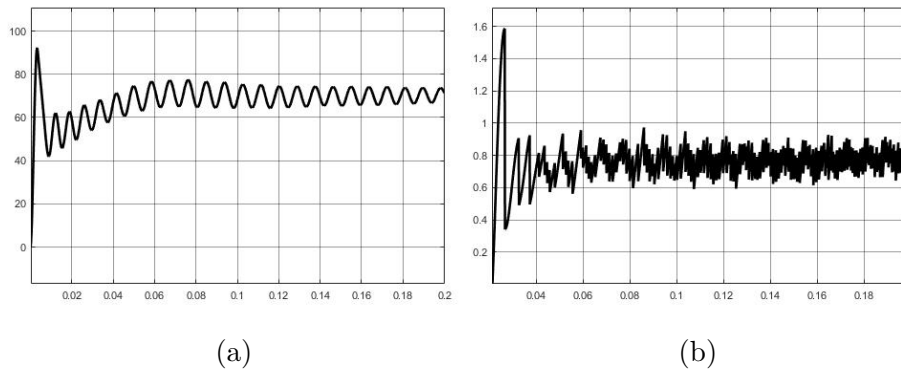
#### 4.6.3 Projeto de controle do boost do sentido rede $\rightarrow$ bateria

Para este projeto, usou-se o mesmo esquema de controle por feedback (figura 27) usado para controlar o boost do outro sentido de operação, os dados deste controle foram calculados de acordo com a ferramenta *sisotool* do *MATLAB* e são mostrados na tabela 10. A tensão de saída do boost é mostrada na figura 45a.

Tabela 10. Dados do projeto de controle do boost no sentido rede  $\rightarrow$  bateria.

| Parâmetro | Valor                      |
|-----------|----------------------------|
| $C(s)$    | $700 \frac{1}{s(s + 100)}$ |
| $H(s)$    | 0,0066                     |
| $V_{ref}$ | 2,97 V                     |
| $t_s$     | 250 ms                     |
| Overshoot | 30%                        |

Figura 44. Controle do sentido bateria  $\rightarrow$  rede (a) tensão de s  ida do boost em função do tempo; (b) corrente de s  ida do buck em função do tempo.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 9. Dados do projeto de controle do buck no sentido bateria  $\rightarrow$  rede.

| Parâmetro                  | Valor  |
|-----------------------------|--------|
| $C(s)$                      | 1      |
| Com saturador entre 0,2 e 1 |        |
| $H(s)$                      | 0,0075 |
| $V_{ref}$                   | 2,5 V  |
| $t_s$                       | 60 ms  |
| Overshoot                   | 82%    |

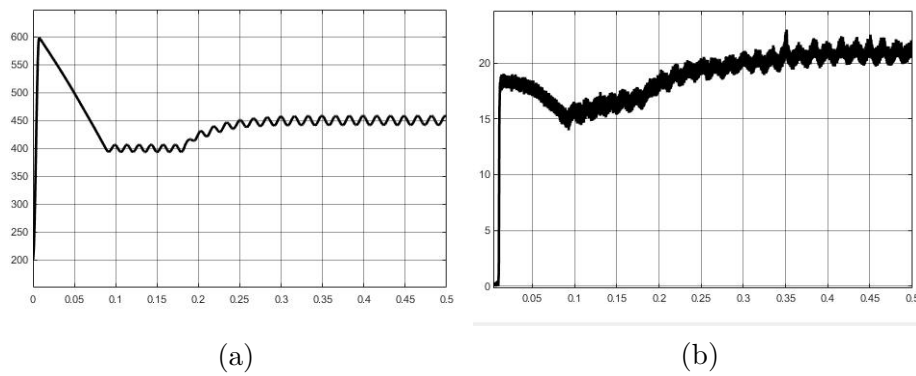
#### 4.6.4 Projeto de controle do buck do sentido rede $\rightarrow$ bateria

Para efetuar este controle, usou-se a mesma planta de controle usada no projeto do buck no outro sentido (figura 31), a qual usa um controle feedforward a partir da tensão de entrada do sistema. A curva da corrente obtida após o controle deste conversor    vista na figura 45b. Os dados para este controle podem ser vistos na tabela 11.

Tabela 11. Dados do projeto de controle do buck no sentido rede  $\rightarrow$  bateria.

| Parâmetro                  | Valor  |
|-----------------------------|--------|
| $C(s)$                      | 1      |
| Com saturador entre 0,2 e 1 |        |
| $H(s)$                      | 0,01   |
| $V_{ref}$                   | 2,5 V  |
| $t_s$                       | 300 ms |
| Overshoot                   | 0%     |

Figura 45. Controle do sentido rede  $\rightarrow$  bateria (a)tensão de saída do boost no domínio do tempo; (b)corrente de saída do buck no domínio do tempo.



(a)

(b)

Fonte: Próprio autor.

## 4.7 Considera  es finais

Com isso, o projeto de transmissão de energia sem fio entre rede e bateria está completo e pode operar em ambos os sentidos de opera  o.

## 5 RENDIMENTO DE CADA TRANSMISSÃO

Nesta se  o será calculado o rendimento completo de cada um dos sistemas. As perdas serão calculadas na resistência intrínseca aos indutores do WPT e nos semicondutores. As tabelas 12 e 13 mostram os valores necessários de corrente e tensão, respectivamente, para realizar esses cálculos para todos os sentidos de opera  o.

Tabela 12. Correntes nos circuitos de WPT.

| Corrente (A)             | Bat. $\leftrightarrow$ Bat. | Bat. $\rightarrow$ Rede | Rede $\rightarrow$ Bat. |
|--------------------------|-----------------------------|-------------------------|-------------------------|
| <b>Primário (RMS)</b>   | 4,5                         | 12,7                    | 6,1                     |
| <b>Secund  rio (RMS)</b> | 3,7                         | 1,05                    | 7,1                     |
| $Q_1$ (RMS)              | 3,0                         | 3,4                     | 0,46                    |
| $Rep_{Q_1}$ (Peak)       | 5,0                         | 6,8                     | 1,5                     |
| $D_2$ (Avg)              | 2,6                         | 4,8                     | 1,3                     |
| <b>Lboost (RMS)</b>      | 4,6                         | 6,6                     | 1,46                    |
| $Q_3$ (RMS)              | 3,9                         | 0,8                     | 9,3                     |
| $Rep_{Q_3}$ (Peak)       | 6,6                         | 0,9                     | 18,5                    |
| $D_4$ (Avg)              | 3,8                         | 0,01                    | 13,5                    |
| <b>Lbuck (RMS)</b>       | 6,25                        | 0,87                    | 20                      |
| $Q_{5,7}$ (RMS)          | 3,3                         | 8,9                     | 4,4                     |
| $Q_{6,8}$ (RMS)          | 3,0                         | 6,4                     | 2,6                     |
| $Rep_{Q_{5-8}}$ (Peak)   | 5,5                         | 17,5                    | 7                       |
| $D_{5,7}$ (Avg)          | 0,47                        | 3,2                     | 1,7                     |
| $D_{6,8}$ (Avg)          | 0,01                        | 0,0                     | 0,06                    |
| $D_{9-12}$ (Avg)         | 1,23                        | 0,38                    | 2,4                     |

**Obs.:** Q, D e L se referem aos transistores, diodos e indutores, respectivamente. Aqueles com número 1 e 4 se referem aos transistores do boost dos lados primário e secundário, respectivamente, 2 e 3 aos transistores do buck dos lados primário e secundário, respectivamente, de 5 a 8 ao inversor e de 9 a 12 ao retificador. Rep é a corrente de pico repetitiva num ciclo de chaveamento do transistor de potência.

### 5.1 Transmissão de energia entre baterias

Nesta etapa, será calculado o rendimento para a transmissão entre baterias. Primeiro serão calculadas as perdas resistivas depois as perdas nos semicondutores.

#### 5.1.1 Perdas resistivas

As perdas resistivas consideradas foram as perdas nas resistências intrínsecas as indutâncias dos choppers e do WPT. Para este cálculo, considerou-se  $0,01 \Omega$  para as resistências dos indutores dos choppers e as resistências dos indutores de WPT foram reproj  tadas para  $0,1 \Omega$  devido a altas correntes a que a mesma estará sujeita,

Tabela 13. Tensão máxima de bloqueio nos transistores de potência para regime transitório (RT) e regime permanente (RP).

| $V_{bloqRT}$ (V) | Bat. $\leftrightarrow$ Bat. | Bat. $\rightarrow$ Rede | Rede $\rightarrow$ Bat. |
|------------------|-----------------------------|-------------------------|-------------------------|
| $Q_{1,2}$        | 102                         | 92                      | 800                     |
| $Q_{3,4}$        | 145                         | 450                     | 218                     |
| $Q_{5-8}$        | 102                         | 92                      | 800                     |
| $Q_{9-12}$       | 145                         | 450                     | 218                     |
| $V_{bloqRP}$ (V) |                             |                         |                         |
| $Q_{1,2}$        | 90                          | 92                      | 466                     |
| $Q_{3,4}$        | 140                         | 450                     | 206                     |
| $Q_{5-8}$        | 90                          | 92                      | 466                     |
| $Q_{9-12}$       | 140                         | 450                     | 206                     |

o que ocasionaria perdas muito altas. As perdas resistivas foram calculadas a partir da equa  o  $P = R \cdot I^2$  com os valores da tabela 12 e podem ser vistas na tabela 14.

Tabela 14. Perdas resistivas para transmissão entre baterias.

|                                           | $R_1$ | $R_2$ | $R_{L1}$ | $R_{L2}$ |               |
|-------------------------------------------|-------|-------|----------|----------|---------------|
| <b>Resistência (<math>\Omega</math>)</b> | 0,1   | 0,1   | 0,05     | 0,05     | <b>Total</b>  |
| <b>Corrente (A)</b>                       | 4,5   | 3,7   | 4,6      | 6,25     |               |
| <b>Potência (W)</b>                      | 2,03  | 1,37  | 1,06     | 1,95     | <b>6,41 W</b> |

### 5.1.2 Perda nos semicondutores

Primeiro    necessário escolher um semicondutor para cada conversor e pelos dados fornecidos pelo fabricante, determinar as perdas. Para este projeto, usou como transistores de potência MOSFETs, porque estes são mais eficientes para frequências altas de chaveamento. Para o transistor do boost da bateria, a maior corrente foi de 13,5  $A_{Avg}$  no seu diodo e a maior tensão que o mesmo precisa bloquear    de 218 V, de acordo com as tabelas 12 e 13, respectivamente, então escolheu-se o MOSFET SIHP25N40D-E3.

Para o do buck, a maior corrente foi de 18,5  $A_{peak}$  e a maior tensão foi de 218 V, então usou-se o mesmo semicondutor anterior. Para os MOSFETs do conversor inversor/retificador da bateria a maior corrente foi de 8,9  $A_{RMS}$  e a maior tensão foi de 218 V, logo usou-se o mesmo MOSFET também. As informa  es deste semicondutor podem ser consultadas no apêndice A.2.

Com os semicondutores da bateria definidos, foi feito o cálculo de perdas no MOSFET e no seu diodo anti-paralelo também. As perdas consideradas no transistor de potência foram as de condução quando ligado e quando desligado de acordo com (34) e (35), respectivamente,

$$P_{on} = R_{DS} I_{DS}^2 \quad (34)$$

$$P_{off} = V_{bloqRP} I_{DSS} \quad (35)$$

e as perdas de chaveamento quando ligando e quando desligando de acordo com (36) e (37), respectivamente.

$$P_{SWon} = \frac{V_{bloqRP} I_{Drep} t_r f_{SW}}{6} \quad (36)$$

$$P_{SWoff} = \frac{V_{bloqRP} I_{Drep} t_f f_{SW}}{6} \quad (37)$$

Para a perda no diodo considerou apenas a perda em condu  o de acordo com (38).

$$P_D = V_f I_S D_{Avg} \quad (38)$$

A partir destas equa  es acima, obteve-se a tabela 15 com as perdas nos semicondutores para a transmissão entre baterias.

Tabela 15. Perdas nos semicondutores para transmissão entre baterias.

|                    | $P_{on} (W)$ | $P_{off} (W)$ | $P_{SWon} (W)$ | $P_{SWoff} (W)$ | $P_D (W)$ | $P_{Subtotal} (W)$ |
|--------------------|--------------|---------------|----------------|-----------------|-----------|--------------------|
| $Q_1$              | 0,675        | 9e-5          | 0,097          | 0,074           | 0         | <b>0,846</b>       |
| $Q_2$              | 0            | 9e-5          | 0              | 0               | 3,38      | <b>3,380</b>       |
| $Q_3$              | 1,141        | 14e-5         | 0,199          | 0,152           | 0         | <b>1,492</b>       |
| $Q_4$              | 0            | 14e-5         | 0              | 0               | 4,94      | <b>4,940</b>       |
| $Q_{5,7}$          | 0,817        | 9e-5          | 0,106          | 0,082           | 0,611     | <b>1,615x2</b>     |
| $Q_{6,8}$          | 0,675        | 9e-5          | 0,106          | 0,082           | 0,013     | <b>0,876x2</b>     |
| $Q_{9-12}$         | 0            | 14e-5         | 0              | 0               | 1,599     | <b>1,599x4</b>     |
| <b>Perda Total</b> |              |               |                |                 |           | <b>22,04 W</b>     |

Com as perdas calculadas, basta calcular o rendimento para esta transmissão entre baterias de acordo com a equa  o (39).

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + Perdas} \quad (39)$$

Como as perdas foram calculadas nas tabelas 14 e 15, o rendimento calculado foi de 92,48%.

## 5.2 Transmissão de energia da bateria para a rede

Nesta etapa são calculadas as perdas resistivas e nos semicondutores para a transmissão da bateria para a rede.

### 5.2.1 Perdas Resistivas

Para esta etapa, considerou-se a resistência de  $0,05\,\Omega$  para o indutor do chopper do lado da rede e calculou-se as perdas a partir da rela  o  $P = R^2$  com os valores da tabela 12. As mesmas podem ser vistas na tabela 16.

Tabela 16. Perdas resistivas para transmissão bateria para rede.

|                                           | $R_1$ | $R_2$ | $R_{L1}$ | $R_{L2}$ |                |
|-------------------------------------------|-------|-------|----------|----------|----------------|
| <b>Resistência (<math>\Omega</math>)</b> | 0,1   | 0,3   | 0,05     | 0,05     | <b>Total</b>   |
| <b>Corrente (A)</b>                       | 12,7  | 1,05  | 6,6      | 0,87     |                |
| <b>Potência (W)</b>                      | 16,13 | 0,33  | 2,18     | 0,04     | <b>18,68 W</b> |

### 5.2.2 Perdas nos semicondutores

Para esta etapa, é necessário projetar quais semicondutores são usados na lado da rede. Todos eles devem suportar tensões superiores a 800 V, de acordo com a tabela 13. A corrente para os MOSFETs do chopper da rede é de 1,5 A de pico, de acordo com a tabela 12. A corrente para os do conversor inversor/retificador é de 7 A de pico. Escolheu-se o UF3C120150K4S para todos os semicondutores do lado da rede . O mesmo pode ter sua informa  o consultada no apêndice A.2. Com isso, calculou-se as perdas mostradas na tabela 17 conforme as equa  es (34) a (38).

Tabela 17. Perdas nos semicondutores para transmissão bateria para rede.

|                    | $P_{on}(W)$ | $P_{off}(W)$ | $P_{SWon}(W)$ | $P_{SWoff}(W)$ | $P_D(W)$ | $P_{Subtotal}(W)$ |
|--------------------|-------------|--------------|---------------|----------------|----------|-------------------|
| $Q_1$              | 0,867       | 7e-5         | 0,102         | 0,079          | 0        | <b>1,048</b>      |
| $Q_2$              | 0           | 7e-5         | 0             | 0              | 6,24     | <b>6,240</b>      |
| $Q_3$              | 0,096       | 9e-4         | 0,016         | 0,016          | 0        | <b>0,129</b>      |
| $Q_4$              | 0           | 9e-4         | 0             | 0              | 0,015    | <b>0,016</b>      |
| $Q_{5,7}$          | 5,941       | 7e-5         | 0,263         | 0,202          | 4,16     | <b>10,566x2</b>   |
| $Q_{6,8}$          | 3,072       | 7e-5         | 0,263         | 0,202          | 0        | <b>3,538x2</b>    |
| $Q_{9-12}$         | 0           | 9e-4         | 0             | 0              | 0,555    | <b>0,556x4</b>    |
| <b>Perda Total</b> |             |              |               |                |          | <b>37,86 W</b>    |

Com as perdas calculadas nas tabelas 16 e 18, calculou-se o rendimento por (39) e obteve-se 86,09%.

## 5.3 Transmissão de energia da rede para a bateria

Nesta etapa são calculadas as perdas resistivas e nos semicondutores para a transmissão da rede para a bateria.

### 5.3.1 Perdas resistivas

Calculou-se as perdas resistivas com os dados da tabela 12 de corrente e com a rela  o  $P = R \cdot I^2$ . As mesmas são mostradas na tabela 18.

Tabela 18. Perdas resistivas para transmissão rede para bateria.

|                                           | $R_1$ | $R_2$ | $R_{L1}$ | $R_{L2}$ |                |
|-------------------------------------------|-------|-------|----------|----------|----------------|
| <b>Resistência (<math>\Omega</math>)</b> | 0,3   | 0,1   | 0,05     | 0,05     | <b>Total</b>   |
| <b>Corrente (A)</b>                       | 6,1   | 7,1   | 1,46     | 20       |                |
| <b>Potência (W)</b>                      | 11,16 | 5,04  | 0,11     | 20       | <b>36,31 W</b> |

### 5.3.2 Perdas nos semicondutores

Com todos os semicondutores já projetados, nesta etapa apenas calculou-se as perdas de cada um deles a partir dos dados das tabelas 12 e 13 e construiu-se a tabela 19.

Tabela 19. Perdas nos semicondutores para transmissão rede para bateria.

|                    | $P_{on} (W)$ | $P_{off} (W)$ | $P_{SWon} (W)$ | $P_{SWoff} (W)$ | $P_D (W)$ | $P_{Subtotal} (W)$ |
|--------------------|--------------|---------------|----------------|-----------------|-----------|--------------------|
| $Q_1$              | 0,032        | 9e-4          | 0,028          | 0,028           | 0         | <b>0,089</b>       |
| $Q_2$              | 0            | 9e-4          | 0              | 0               | 1,898     | <b>1,899</b>       |
| $Q_3$              | 6,487        | 2e-4          | 0,819          | 0,629           | 0         | <b>7,935</b>       |
| $Q_4$              | 0            | 2e-4          | 0              | 0               | 17,55     | <b>17,550</b>      |
| $Q_{5,7}$          | 2,904        | 9e-4          | 0,130          | 0,130           | 2,482     | <b>5,648x2</b>     |
| $Q_{6,8}$          | 1,014        | 9e-4          | 0,130          | 0,130           | 0,088     | <b>1,363x2</b>     |
| $Q_{9-12}$         | 0            | 2e-4          | 0              | 0               | 3,12      | <b>3,120x4</b>     |
| <b>Perda Total</b> |              |               |                |                 |           | <b>53,98 W</b>     |

Com as perdas calculadas nas tabelas 18 e 19, calculou-se o rendimento por (39) e obteve-se 91,72%.

## 6 DESIGN DOS INDUTORES DE WPT

Uma vez dimensionado o sistema todo e calculado suas perdas, falta dimensionar fisicamente as bobinas de WPT, são elas a da bateria ( $L_B$ ) e a da rede ( $L_G$ ). Um dos maiores desafios desta seção é conseguir baixas resistências para esses indutores, já que a mesma está diretamente ligada a perda de eficiência do sistema. As resistências e as indutâncias para cada uma das bobinas a serem projetadas, assim como a maior corrente a que estarão sujeitas são vistas na tabela 20.

Tabela 20. Parâmetros de projeto nos indutores de WPT.

| Indutor | Indutância ( ) | Resistência (m ) | Corrente (A) |
|---------|-----------------|-------------------|--------------|
| $L_B$   | 500             | 100               | 12,7         |
| $L_G$   | 700             | 300               | 6,1          |

### 6.1 Design do indutor da bateria

Devido ao efeito pelicular, a resistência do fio cresce conforme a frequência de operação aumenta. Para contornar esse problema,    necessário usar condutores cujo raio seja menor que a profundidade de penetração ( $\delta$ ), a qual é definida por (40).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_{ar}}} \quad (40)$$

Na equação 40,  $\rho$  é a resistividade do cobre ( $1,91 \cdot 10^{-8} \Omega m @ 60^\circ C$ ),  $f$  é a frequência de transmissão ( $30 kHz$ ) e  $\mu_{ar}$  é a permeabilidade magnética do ar, que é igual a do vácuo ( $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} Hm$ ). Para esta frequência,  $\delta = 0,40 mm$ , então, escolheu-se o condutor AWG21, de acordo com a tabela ?? do apêndice A.3, contudo este não suporta a corrente de projeto ( $I_{proj} = 12,7A$ ). Para isto, será estimado um número inicial de condutores em paralelo ( $N_{Ci}$ ) necessário para suportar essa corrente de projeto, de acordo com (41).

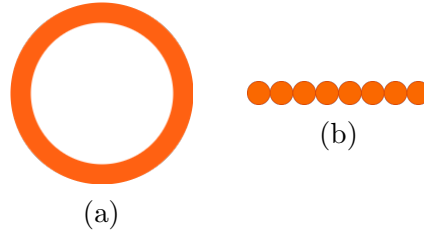
$$N_{Ci} = \frac{I_{proj}}{J S_C} \quad (41)$$

Onde  $J$  é a densidade de corrente ( $4,5 A/mm^2$ ) e  $S_C$  é a área do condutor escolhido ( $0,4117 mm^2$ ). Neste caso,  $N_{Ci} = 6,9 \approx 7$ .

Para que se faça um modelo genérico de bobina que possa implantado na maior parte das bicicletas comerciais, estima-se que o raio de projeto ( $R_{proj}$ ) da bobina deva ser em torno de 20 cm. Além disso, é necessário definir como será a geometria da bobina projetada. Escolheu-se uma circular pois esta se adapta melhor a desalinhamentos entre as bobinas de WPT em qualquer direção e uma disposição de forma plana a espiras adjacentes (se houver) a fim de obter um fator de acoplamento

mais elevado que outras disposi  es [10]. Esta geometria, assim como a disposi  o das espiras podem ser vistas na figura 46.

Figura 46. Constru  o de indutores (a)Geometria circular; (b)Disposi  o horizontal das espiras.



Fonte: Adaptado de [10]

Para estas condi  es a indutância é definida por (42).

$$L = \mu_{ar} N_{esp}^2 R_{proj} \left( \ln \frac{16 R}{D_{eq}} - 2 \right) \quad (42)$$

Onde  $N_{esp}$  é o número de espiras,  $R_{proj}$  é o raio médio da bobina de WPT, e  $D_{eq}$  é o diâmetro equivalente a todo o conjunto de fios que compõem a bobina, o qual é definido por (43).

$$D_{eq} = 2 \sqrt{\frac{N_C N_{esp} S_C}{\pi}} \quad (43)$$

Como é complexo encontrar um meio de isolar o número de espiras em (43), usou-se um software computacional para testar itera  es de  $N_{esp} = 1$  até um valor de  $L$  que corresponda ao projetado. Dessa forma, obteve-se  $N_{esp} = 24$  espiras. Para essas condi  es, ainda se faz necessário calcular a resistência desse indutor para definir se está congruente com o que foi projetado, caso não esteja, será necessário aumentar o número de condutores em paralelo. Para fazer esse cáculo, primeiro será calculado o comprimento total de fio ( $l_{fio}$ ) que será utilizado por condutor em paralelo, de acordo com (44).

$$l_{fio} = 2 \pi R_{proj} N_C \quad (44)$$

Com isso, o comprimento do fio do indutor da bateria com 19 espiras foi de 30,16 metros. Com isso, pôde-se calcular sua resistência em corrente alternada ( $R_{CA}$ ) e em corrente contínua ( $R_{CC}$ ) a partir de (45) e (46), respectivamente.

$$R_{CA} = \frac{\rho l_{fio}}{N_C \pi \delta \left( 1 - \sqrt[\delta]{e^{-R_{AWG}}} \right) \left( 2R_{AWG} - \delta \left( 1 - \sqrt[\delta]{e^{-R_{AWG}}} \right) \right)} \quad (45)$$

$$R_{CC} = \frac{\rho l_{fio}}{N_C S_C} \quad (46)$$

Para  $N_C = 1$  condutor,  $R_{CA} = 1,58\,\Omega$  e  $R_{CC} = 1,40\,\omega$ . O fato das duas resistências estarem bem próximas, significa que o problema do efeito pelicular foi resolvido. Para  $N_C = 7$  condutores,  $R_{CA} = 0,23\,\Omega < R_{proj} = 0,1\,\Omega$ , então   necessário incrementar mais fios em paralelo. Com  $N_C = 16$  condutores, conseguiu-se  $R_{CA} = 99\,m\Omega$ , portanto atingiu-se o objetivo. Para  $N_C = 16$ , a indutância é de  $495\,\mu\text{H}$ , o que é bem próximo ao desejado.

## 6.2 Design do indutor da rede

Visto que a frequência de transmissão é a mesma para este indutor, a profundidade de penetra o e o condutor também. Então, usou-se o condutor AWG21. O número de condutores inicial, definido por (40) foi de 4 condutores. Quanto ao raio desta bobina, fez-se um estudo da indutância mútua entre dois indutores de geometria circular, que é definida por (47).

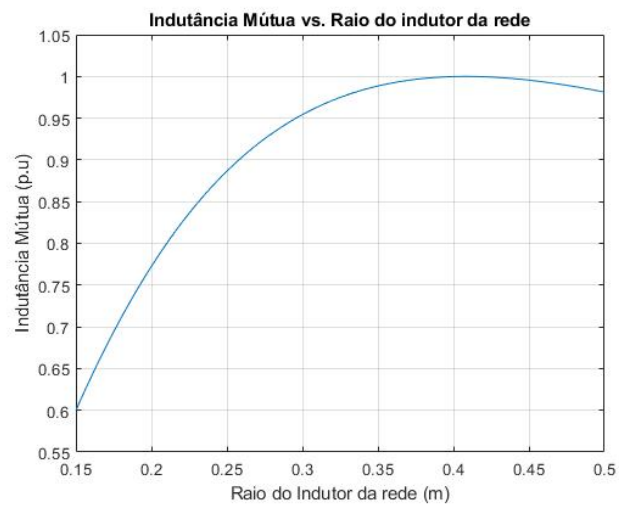
$$M = \mu_{ar} N_1 N_2 \pi \sqrt{R_1 R_2} \left( \frac{F_k^3}{16} + 3 \frac{F_k^5}{64} \right) \quad (47)$$

$$\text{onde } F_k = \sqrt{\frac{4 R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2 + h^2}}$$

Onde  $N_1$  e  $N_2$  são a quantidade de espiras da bobina primária e secundária, respectivamente, e  $R_1$  e  $R_2$  são seus respectivos raios. Nesse estudo, o objetivo principal era observar o comportamento de  $M$  em fun o do raio da rede a fim de maximizar o fator de acoplamento, que é diretamente proporcional ao valor da indutância mútua. Para isso manteve-se o raio da bateria conforme fora calculado e pôde ser visto, na figura 47, o comportamento da indutância  $M$ , que mostrou-se semelhante ao de uma parábola com concavidade para baixo, onde o v rtice está em  $R_2 = 40,6\,cm$ .

Contudo, escolheu-se o raio de 33 cm pois este tem tamanho similar a uma roda de bicicleta de 26 polegadas e está bem próximo ao ponto máximo. Definido o raio de projeto deste indutor, estudou-se quantas espiras eram necessárias para chegar a indutância de projeto a partir de (41) e chegou-se ao valor de 20 espiras. Depois, calculou-se o comprimento de fio por (43) e obteve-se 41,47 metros. Com isso, a resistência em corrente alternada e contínua, para 1 espira, foi de 2,18 e 1,92  $\Omega$ , respectivamente, o que mostra que o efeito pelicular foi minimizado. Para obter a resistência de projeto (300  $m\Omega$ ), o número de condutores em paralelo foi de 8, cuja resistência em corrente alternada ficou em 272  $m\Omega$ . Para esses valores, a indutância da bobina calculada por (41) foi de 723  $\mu\text{H}$ . A tabela 21 mostra as características de cada uma dessas bobinas projetadas.

Figura 47. Curva de comportamento da indutância mútua conforme o raio da bobina da rede.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 21. Dimensionamento das bobinas de WPT.

| Indutor                                  | Bateria    | Rede   |
|------------------------------------------|------------|--------|
| Indutância de projeto ( $\mu\text{H}$ ) | 500        | 700    |
| Indutância do design ( $\mu\text{H}$ )  | 495        | 723    |
| Fio (AWG)                                | 21         | 21     |
| Número de condutores em paralelo        | 16         | 8      |
| Quantidade de fio por condutor (m)       | 30,16      | 41,47  |
| Quantidade total de fio (m)              | 482,56     | 331,76 |
| Número de espiras                       | 24         | 20     |
| Raio médio (cm)                         | 20         | 33     |
| Raio externo (cm)                        | 23,33      | 34,95  |
| Raio interno (cm)                        | 16,67      | 31,05  |
| Geometria                                | Circular   |        |
| Disposi  o de espiras                    | Horizontal |        |

### 6.3 Indutância mútua e fator de acoplamento

Calculou-se a intera  o entre as bobinas da bateria e entre a da bateria e da rede por (46). Entre baterias, obteve-se  $M = 44,27 \mu\text{H}$  e  $k = 0,088$  para  $h = 10 \text{ cm}$ . Entre bateria e rede, obteve-se  $M = 42 \mu\text{H}$  e  $k = 0,071$  para  $h = 10 \text{ cm}$ .

## 7 CONSIDERA  ES FINAIS

O trabalho objetivava um conversor bidirecional de transferência de até 1 kW de potência sem fio para interações entre veículos elétricos e rede elétrica de forma eficiente. Em geral, esse objetivo foi concluído e os resultados obtidos para todas as interações foram bem satisfatórios.

Cada sentido de operação foi devidamente dimensionado e teve seu projeto de controle feito de acordo com as configurações de carregamento e descarregamento da bateria. O projeto de controle do buck foi uma das partes mais desafiadoras deste projeto devido a seu comportamento que fora explicado na seção 3.7.2.

O dimensionamento das bobinas de WPT, mesmo tendo dados importantes para o projeto, não passam de dados teóricos, a implementação na prática seria um grande desafio devido a imprevisíveis incógnitas na hora de manufaturar alguns recursos, como os fios de litz, por exemplo.

Os valores dos fatores de acoplamento calculados na seção 6 foram bem baixos comparado ao que fora considerado no pré projeto para um *air-gap* de 10 cm. Trata-se de um grande desafio, pois sem estimar seu valor inicial, não tem como escolher indutores adequados, e sem o projeto destes últimos, não há como determinar este fator. Para a implementação prática, seria necessário medi-lo para as interações possíveis e realizar as devidas modificações nos conversores.

Por fim, espera-se que este trabalho possa ser relevante como referência e base para futuros acad  micos do curso de engenharia elétrica da UFMS que tenham interesse em qualquer dos temas abordados.

### 7.1 Trabalhos futuros

Em ocasiões futuras, pretende-se continuar a realizar pesquisas na área abordada e também realizar implementação prática desse projeto ou de futuros caso haja a oportunidade. Além disso, pretende-se abordar topologias híbridas de compensação em busca de melhorar alguns comportamentos.

Devido as perdas observadas nos diodos anti-paralelo dos MOSFETs, tentar-se    abordar outras opções de elementos para os conversores bidirecionais para superar esses problemas, como por exemplo a implementação de um retificador síncrono no lugar do ramo retificador do conversor inversor/retificador.

Quanto ao fator de acoplamento observado na seção 6, pesquisar-se    formas de melhorar esse acoplamento e aumentar o tamanho do *air-gap* a ser utilizado para viabilizar a implantação em carros elétricos, por exemplo.

## REFERÊNCIAS

- [1] R. A. J. Bogan, S. Ohde, T. Arakaki, I. Mori, and C. W. McLeod, “Changes in rainwater pH associated with increasing atmospheric carbon dioxide after the industrial revolution,” *Water, Air, and Soil Pollution*, vol. 196, pp. 263–271, 2009.
- [2] T. Jacinto, B. Dias, T. Ramos, A. Marcato, I. Silva, L. Oliveira, and B. Borba, “Impact of electric vehicles in electric costs considering the long-term operation planning,” in *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*, pp. 1–6, 2018.
- [3] M. Shidujaman, H. Samani, and M. Arif, “Wireless power transmission trends,” in *2014 International Conference on Informatics, Electronics Vision (ICIEV)*, pp. 1–6, 2014.
- [4] M. Bani Shamsheh, A. Kawamura, I. Yuzurihara, and A. Takayanagi, “A wireless power transfer system optimized for high efficiency and high power applications,” in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pp. 2794–2801, 2014.
- [5] S. Santalunai, C. Thongsopa, and T. Thosdeekoraphat, “An increasing the power transmission efficiency of flat spiral coils by using ferrite materials for wireless power transfer applications,” in *2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, pp. 1–4, 2014.
- [6] F. Musavi, M. Edington, and W. Eberle, “Wireless power transfer: A survey of ev battery charging technologies,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1804–1810, 2012.
- [7] J. Lee and B. Han, “A bidirectional wireless power transfer ev charger using self-resonant pwm,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1784–1787, 2015.
- [8] C. Liu, K. T. Chau, D. Wu, and S. Gao, “Opportunities and challenges of vehicle-to-home, vehicle-to-vehicle, and vehicle-to-grid technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 11, pp. 2409–2427, 2013.
- [9] S. A. Sabki and N. M. L. Tan, “Wireless power transfer for electric vehicle,” in *2014 IEEE 8th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO2014)*, pp. 41–46, 2014.

- 
- [10] J. L. Villa Gazulla, “Sistemas de transferencia de energía para vehículos eléctricos mediante acoplamiento inductivo. (Spanish) [energy transfer systems for electric vehicles through inductive coupling] (Doctoral Thesis, Universidad de Zaragoza),” 2009.
  - [11] M. Abou Houran, x. Yang, and W. Chen, “Magnetically coupled resonance wpt: Review of compensation topologies, resonator structures with misalignment, and emi diagnostics,” vol. 7, 11 2018.
  - [12] R. Godoy, E. Maddalena, G. de Freitas Lima, L. Ferrari, V. Pinto, and J. Pinto, “Wireless charging system with a non-conventional compensation topology for electric vehicles and other applications,” *Eletrônica de Potência*, vol. 21, pp. 42–51, 02 2016.
  - [13] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, and C. C. Mi, “A double-sided lcc compensation network and its tuning method for wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 6, pp. 2261–2273, 2015.

## A Informações de fabricantes

### A.1 Dados da bateria

Para este trabalho, considerou-se a bateria como um agrupamento (pack) de 13 células de baterias de íon-lítio em série e 5 em paralelo do modelo INR18650-25R (65 células no total). Este modelo de bateria pode ser carregado de duas formas diferentes: o carregamento padrão (CP) e o rápido (CR). A capacidade dessas células é de 2,5 Ah e portanto do pack é 12,5 Ah. Os dados dessa bateria, assim como do pack de 13 baterias, fornecidos pela fabricante *Samsung* podem ser vistos na tabela 22.

Tabela 22. Dados da célula de bateria INR18650-25R fornecidos pelo fabricante e de seu pack.

| Bateria                                       | INR18650-25R   | Pack-13Sx5P     |
|-----------------------------------------------|----------------|-----------------|
| <b>Carga (Ah)</b>                             | 2,5            | 12,5            |
| <b>Tensão Nominal (V)</b>                     | 3,6            | 46,8            |
| <b>Corrente para CP (A)</b>                   | 1,25           | 6,25            |
| <b>Corrente para CR (A)</b>                   | 4              | 20              |
| <b>Tensão de corte de carregamento (V)</b>    | $4,2 \pm 0,05$ | $54,6 \pm 0,65$ |
| <b>Tensão de corte de descarregamento (V)</b> | 2,5            | 32,5            |

### A.2 Dados dos MOSFETs

A tabela 23 mostra as informações dos MOSFETs, fornecidas pelos respectivos fabricantes, relevantes ao cálculo de perdas.

Tabela 23. Dados fornecidos pelos fabricantes dos MOSFETs utilizados no trabalho.

| MOSFET               | $R_{ds}$ ( $\Omega$ ) | $V_f$ (V) | $t_r$ (ns) | $t_f$ (ns) | $I_{dss}$ (uA) |
|----------------------|-----------------------|-----------|------------|------------|----------------|
| <b>SIHP25N40D-E3</b> | 0,0750                | 1,3       | 43         | 33         | 1              |
| <b>UF3C120150K4S</b> | 0,1500                | 1,46      | 8          | 8          | 2              |

### A.3 Tabela de fios AWG

A tabela 24 mostra as características de cada fio AWG de tamanho 19 a 23.

Tabela 24. Tabela de fios AWG de 19 a 23.

| AWG | Diâmetro (mm) | Seção ( $mm^2$ ) | Corrente (A) | Resistência ( $\frac{\Omega}{km}$ ) |
|-----|---------------|------------------|--------------|-------------------------------------|
| 19  | 0,912         | 0,6533           | 2            | 26,15                               |
| 20  | 0,813         | 0,5191           | 1,6          | 32,69                               |
| 21  | 0,724         | 0,4117           | 1,2          | 41,46                               |
| 22  | 0,643         | 0,3247           | 0,92         | 51,5                                |
| 23  | 0,574         | 0,2588           | 0,73         | 56,4                                |