

**UNIVERSIDADE DE CAXIAS DO SUL  
ÁREA DO CONHECIMENTO DE CIÊNCIAS EXATAS E ENGENHARIAS  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**EDUARDO CARDOSO**

**CARREGADOR DE BATERIA *OFF-BOARD* PARA CARROS ELÉTRICOS A  
PARTIR DE REDES MONOFÁSICAS**

**CAXIAS DO SUL**

**2021**

**EDUARDO CARDOSO**

**CARREGADOR DE BATERIA *OFF-BOARD* PARA CARROS ELÉTRICOS A  
PARTIR DE REDES MONOFÁSICAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como parte do requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica à Universidade de Caxias do Sul.

Orientador: Prof. Ms. Anderson Soares dos Santos

**CAXIAS DO SUL**

**2021**

**EDUARDO CARDOSO**

**CARREGADOR DE BATERIA *OFF-BOARD* PARA CARROS ELÉTRICOS A  
PARTIR DE REDES MONOFÁSICAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
como parte do requisito para obtenção do título  
de Bacharel em Engenharia Elétrica à  
Universidade de Caxias do Sul.

**Aprovado em: 05/07/2021**

**Banca examinadora:**

---

Prof. Ms. Anderson Soares dos Santos (Orientador)

Universidade de Caxias do Sul – UCS

---

Prof. Ms. Bruno Fensterseifer Dias

Universidade de Caxias do Sul – UCS

---

Prof. Ms. Cícero Zanoni

Universidade de Caxias do Sul – UCS

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus, a ele seja dada toda honra e toda glória. Em qualquer momento dê graças.

À minha mãe, Maria Cardoso que sozinha me criou e me fez chegar aonde estou. Ela que nunca mediu esforços para que meus sonhos hoje pudessem se realizar.

À minha avó, Noemia de Souza (*in memoriam*) que teve papel fundamental na minha vida, esteve ao meu lado em todos os momentos, formou meu caráter e me mostrou o quão bom é o amor.

À minha companheira Thays da Silva Bueno que esteve comigo ao longo deste trabalho e que me mostrou o significado de compreensão. Obrigado por me fazer tão feliz.

Ao estimado professor Mestre Anderson Soares dos Santos que teve o papel fundamental para realização deste trabalho.

Aos meus irmãos Anderson Luiz Cardoso e Iasmin Cardoso por formarem comigo uma aliança de vida.

Aos meus amigos que muitas vezes em momentos de dificuldades estiveram ao meu lado e que puderam de alguma forma me ajudar, seja com uma carona ou até mesmo com um circuito integrado.

À Matheus Stumpf e sua empresa RealDrive Simuladores Ltda. por me fornecer auxílio ao longo da graduação, sem eles esse trabalho hoje não seria possível.

Que este trabalho possa futuramente servir como alicerce para pessoas que veem no conhecimento e nos estudos um bom amigo.

## RESUMO

Este trabalho tem como objetivo construir um carregador para veículos elétricos a partir de redes monofásicas, desenvolvendo um estudo sobre veículos elétricos e veículos híbridos. Visou-se descrever as etapas de conversão dos carregadores bem como a evolução do sistema de carga. Na revisão bibliográfica foram analisadas as topologias de baterias existentes com possibilidade de serem usadas em carros elétricos, e também as topologias de conversores que podem fazer parte do carregador. Por fim com os estudos feitos se utilizou uma das topologias de baterias para servir como carga do carregador. Foram utilizados também os conversores PFC e CC-CC que se mostraram mais adequados para o projeto do carregador. A validação das topologias e a avaliação da saída do carregador se deu através de simulação e implementação experimental. Após a simulação se fez a implementação prática de um carregador de baterias e, por fim se submeteu o carregador aos testes necessários para sua comprovação de funcionamento.

**Palavras-chave:** Bateria. Carregador. Veículo elétrico. Conversor CC-CC. Correção do fator de potência.

## **ABSTRACT**

*This work aims to build a charger for electric vehicles from single-phase energy grid, developing a study on electric vehicles and hybrid vehicles. The aim was to describe the stages of conversion of chargers as well as the evolution of the charging system. In the literature review, the topologies of existing batteries with the possibility of being used in electric cars were analyzed, as well as the topologies of converters that can be part of the charger. Finally, with the studies done, one of the battery topologies was used to serve as a charger charge. The PFC and CC CC converters were also used, which proved to be the most suitable for the charger project. The validation of the topologies and the evaluation of the charger output was done through simulation and experimental implementation. After simulation, a practical implementation of a battery charger was carried out and, finally, the charger was submitted to the necessary tests for its proof of operation.*

**Keywords:** *Battery. Charger. DC to DC Converter. Electric Vehicle. Power Factor Correction.*

## LISTA DE FIGURAS

|   |    |
|---|----|
| Figura 1 – Estoque global de carros elétricos (2010-2019).....                          | 20 |
| Figura 2 – Demanda anual de lítio para baterias de veículos elétricos (2019-2030) ..... | 21 |
| Figura 3 – Estrutura do trabalho .....  | 24 |
| Figura 4 – Estrutura veículo híbrido (HEV).....   | 26 |
| Figura 5 – Curva típica de carga e descarga das baterias .....                          | 28 |
| Figura 6 – Bateria de NiCd cilíndrica.....  | 30 |
| Figura 7 – Curva de carga das baterias NiCd com detecção de NDV.....                    | 31 |
| Figura 8 – Composição NiMh .....  | 33 |
| Figura 9 – Característica de carga das baterias de NiMh .....                           | 34 |
| Figura 10 – Construção das baterias de chumbo ácido seladas .....                       | 36 |
| Figura 11 – Curva de carga bateria de chumbo ácido .....                                | 37 |
| Figura 12 – Construção de uma bateria cilíndrica de Íon de Lítio .....                  | 40 |
| Figura 13 – Curva de carga das baterias de Íon de Lítio .....                           | 43 |
| Figura 14 – Curva de carga demonstrando o efeito elástico.....                          | 43 |
| Figura 15 – Estrutura de um carregador de EV usado atualmente .....                     | 47 |
| Figura 16 – Carregador unidirecional sem controle de chaves .....                       | 49 |
| Figura 17 – Carregador bidirecional com controle de chaves .....                        | 49 |
| Figura 18 – Conversor <i>Boost</i> convencional.....                                    | 52 |
| Figura 19 – Conversor <i>Bridgeless Boost</i> .....                                     | 52 |
| Figura 20 – Conversor <i>Interleaved Boost</i> .....                                    | 53 |
| Figura 21 – Conversor <i>Phase Shifted Semi-Bridgeless Boost</i> .....                  | 54 |
| Figura 22 – Topologias de conversores CC-CC.....  | 55 |
| Figura 23 – Conversor <i>flyback</i> .....  | 56 |
| Figura 24 – Conversor <i>push-pull</i> .....  | 56 |
| Figura 25 – Conversor <i>half-bridge</i> .....  | 57 |
| Figura 26 – Conversor <i>full-bridge</i> .....  | 57 |
| Figura 27 – Conversor <i>full-bridge phase shift</i> .....                              | 58 |
| Figura 28 – Retificador sem ponte com mudança de fase.....                              | 59 |
| Figura 29 – Retificador sem ponte com mudança de fase.....                              | 59 |
| Figura 30 – Retificador dobrador de corrente .....                                      | 60 |
| Figura 31 – Modo de carga 4.....  | 61 |
| Figura 32 – Configuração de baterias proposta.....                                      | 63 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 33 – Diagrama do carregador proposto.....   | 64 |
| Figura 34 – Conversor <i>Boost Phase Shifted Semi-Bridgeless</i> a ser implementado.....   | 65 |
| Figura 35 – Intervalo 1 e 3: Q1 e Q2 estão LIGADOS .....   | 66 |
| Figura 36 – Intervalo 2: Q1 LIGADO, condução pelo diodo interno de Q2.....   | 67 |
| Figura 37 – Intervalo 4: Q1 DESLIGADO e Q2 LIGADO .....  | 67 |
| Figura 38 – Formas de onda do conversor PFC para $D > 0,5$ .....   | 68 |
| Figura 39 – PFC visto em dois estágios .....   | 69 |
| Figura 40 – PFC separado em semiciclos.....  | 70 |
| Figura 41 – Conversor CC-CC proposto simplificado .....  | 75 |
| Figura 42 – Perdas por comutação forçada .....   | 76 |
| Figura 43 – Forma de onda com chaveamento por ZVS e ZCS.....   | 76 |
| Figura 44 – Tensão nos capacitores C1e C4.....   | 78 |
| Figura 45 – Chaveamento e formas de ondas típicas do conversor proposto .....  | 79 |
| Figura 46 – Conversor PFC proposto desenhado no PSIM.....  | 88 |
| Figura 47 – Tensão de entrada da rede AC (vermelho), tensão de saída CC (azul).....  | 89 |
| Figura 48 – Corrente de entrada (gráfico superior), corrente de saída (gráfico inferior) .....   | 89 |
| Figura 49 – Tensão de acionamento do <i>gate</i> 1 (gráfico superior), Tensão de acionamento do <i>gate</i> 2 (gráfico inferior) .....   | 89 |
| Figura 50 – Conversor CC-CC <i>full-bridge phase shift ZVS</i> proposto desenhado no PSIM....  | 90 |
| Figura 51 – Tensão no primário do transformador (azul) e corrente no primário do transformador $I_p * 25$ (vermelho).....  | 90 |
| Figura 52 – Chaveamento do <i>mosfet</i> Q2 funcionando na condição <i>Hard Switching</i> , em Azul a tensão sobre o <i>mosfet</i> , em vermelho a tensão de chaveamento do <i>mosfet</i> e em rosa a corrente sobre o <i>mosfet</i> .....   | 91 |
| Figura 53 – Chaveamento dos <i>mosfets</i> Q1 a Q4, no gráfico superior em vermelho a tensão no <i>gate</i> do <i>mosfet</i> Q1 e em azul a tensão do <i>gate</i> do <i>mosfet</i> Q4, no gráfico inferior em vermelho a tensão no <i>gate</i> do <i>mosfet</i> Q2 e em azul a tensão do <i>gate</i> do <i>mosfet</i> Q3 ..... | 91 |
| Figura 54 – Tensão de saída do conversor CC/CC sobre a carga.....  | 92 |
| Figura 55 – Corrente de saída do conversor CC/CC proposto .....  | 92 |
| Figura 56 – Montagem do <i>pack</i> de baterias.....   | 93 |
| Figura 57 – Diagrama de blocos carregador prático.....   | 94 |
| Figura 58 – Conversor PFC UCC28070.....  | 95 |
| Figura 59 – Placa de circuito impresso do conversor PFC desenhada no <i>Altium Designer</i> .....  | 96 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 60 – Indutor HCTI-56-10.2 .....   | 98  |
| Figura 61 – Indutor HCTI-56-10.2 .....   | 100 |
| Figura 62 – <i>Drive</i> de acionamento UCC27324 .....   | 101 |
| Figura 63 – Circuito FBPS com UCC3895 .....  | 102 |
| Figura 64 – Placa de circuito impresso do conversor FBPS desenhada no <i>Altium Designer</i> ..... | 103 |
| Figura 65 – Base de dados FBPS .....   | 105 |
| Figura 66 – <i>Drive</i> de acionamento UCC27714D .....  | 110 |
| Figura 67 – Equipamentos de teste.....   | 111 |
| Figura 68 – Formas de onda com correção do fator de potência.....                                  | 112 |
| Figura 69 – Formas de onda de chaveamento conversor PFC .....                                      | 113 |
| Figura 70 – Forma de onda da tensão de saída conversor PFC.....                                    | 113 |
| Figura 71 – Formas de onda dos TCs conversor PFC .....   | 114 |
| Figura 72 – Tensão de saída do carregador com baterias em nível baixo .....                        | 114 |
| Figura 73 – Acionamento dos IGBT's Q1 (verde) e Q4 (amarelo).....                                  | 115 |
| Figura 74 – Acionamento das chaves atendendo a condição ZVS.....                                   | 116 |
| Figura 75 – Forma de onda da tensão e corrente no primário do transformador .....                  | 116 |
| Figura 76 – Corrente de saída em plena carga.....  | 117 |
| Figura 77 – Tensão de saída do carregador com as baterias carregadas .....                         | 118 |
| Figura 78 – Curva de carga do <i>pack</i> de baterias.....   | 118 |

## LISTA DE QUADROS

|   |    |
|---|----|
| Quadro 1 – Vantagens e desvantagens NiMh.....                         | 32 |
| Quadro 2 – Lista de materiais usados em baterias de Íon de Lítio..... | 40 |

## LISTA DE TABELAS

|   |     |
|---|-----|
| Tabela 1 – Características de carga BMW i3 .....              | 45  |
| Tabela 2 – Níveis de energia para carregadores de EV .....    | 46  |
| Tabela 3 – Comparação entre conversores CC-CC .....           | 58  |
| Tabela 4 – Dados do carregador .....                          | 65  |
| Tabela 5 – Parâmetros para o conversor PFC.....               | 70  |
| Tabela 6 – Componentes determinados para circuito PFC.....    | 74  |
| Tabela 7 – Parâmetros do conversor proposto.....              | 80  |
| Tabela 8 – Componentes determinados para circuito FBPS .....  | 87  |
| Tabela 9 – Parâmetros do transformador.....                   | 87  |
| Tabela 10 – Dados do carregador prático .....                 | 94  |
| Tabela 11 – Parâmetros de entrada e saída conversor PFC ..... | 96  |
| Tabela 12 – Parâmetros do conversor FBPS prático.....         | 102 |
| Tabela 13 – Parâmetros transformador isolador montado.....    | 109 |

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

|          |   |
|----------|---|
| (n)      | Relação de espiras                                    |
| A        | Ampere  |
| ABS      | Acrilonitrilo-butadieno-estireno                      |
| AC       | Corrente Alternada                                    |
| Ae       | Área da seção transversal                             |
| Ah       | Ampere hora   |
| Aw       | Área da janela do núcleo                              |
| BEV      | <i>Battery Electric Vehicle</i>                       |
| BMS      | <i>Battery Management Systems</i>                     |
| BMW      | <i>Bayerische Motoren Werke</i>                       |
| C        | Capacidade da bateria                                 |
| CA       | Corrente Alternada                                    |
| CC       | Corrente Contínua                                     |
| CCM      | <i>Continuous Conduction Mode</i>                     |
| CCS      | <i>Combined Charging System</i>                       |
| CDR      | <i>Current Doubler Rectifier</i>                      |
| Cm       | Capacidade de fornecimento de corrente de cada módulo |
| Cm       | Centímetros   |
| Co       | Capacitor de saída                                    |
| COVID-19 | <i>Coronavirus Disease</i>                            |
| CP       | Capacidade total do módulo                            |
| CrM      | Condução em modo crítico                              |
| Ct       | Capacitância de dispersão                             |
| Da       | Diodo A   |
| Db       | Diodo B   |
| dB/uV    | decibels voltage level                                |
| Dfe      | Diâmetro de fio                                       |
| di/dt    | Variação de corrente por variação tempo               |
| Dr.      | Doutor  |
| dT/dt    | Variação temperatura por variação tempo               |
| dv/dt    | Variação de tensão por variação de tempo              |
| EMI      | Interferência eletromagnética                         |

|      |   |
|------|---|
| EODV | <i>End of Life voltage</i>                          |
| ESR  | <i>Equivalent Series Resistance</i>                 |
| EV   | <i>Electric vehicles</i>                            |
| EVSE | <i>Electric Vehicle Supply Equipment</i>            |
| FET  | <i>Field Effect Transistor</i>                      |
| FP   | Fator de Potência                                   |
| fS   | Frequência de chaveamento                           |
| fsw  | Frequência de chaveamento                           |
| g    | Gramas  |
| g/cm | Grama por centímetro                                |
| GB/T | <i>Guobiao standards</i>                            |
| GEE  | Gás de Efeito Estufa                                |
| HEV  | <i>Hybrid Electric Vehicle</i>                      |
| HP   | <i>Horse-power</i>                                  |
| HPC  | High Power Charging                                 |
| ICE  | <i>International Combustion Engine</i>              |
| Id   | Corrente no diodo                                   |
| IEC  | <i>International Electrotechnical Commission</i>    |
| IEEE | Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos |
| IGBT | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>            |
| Io   | Corrente de saída                                   |
| IoCr | Corrente crítica de saída máxima                    |
| IPpk | Corrente de pico máximo no primário                 |
| Ipri | Corrente do primário                                |
| Jmáx | Densidade de corrente máxima                        |
| kg   | Quilogramas   |
| km   | Quilômetro  |
| kt   | <i>Kilotonnes</i>                                   |
| Ku   | Fator de utilização da janela do núcleo             |
| kW   | Kilo Watt   |
| kWh  | Kilo Watt hora                                      |
| LCO  | Óxido de lítio-cobalto                              |
| LDV  | <i>Light Duty Vehicle</i>                           |
| LFP  | Fosfato de lítio e ferro                            |

|         |  |
|---------|--|
| Li-Ion  | Íon de Lítio   |
| Lk      | Indutor K  |
| LMO     | Óxido de lítio manganês                                  |
| Lo      | Indutor de saída   |
| Ltda.   | Limitada   |
| mA      | Mili Ampere  |
| mAh     | Mili Ampere hora   |
| máx.    | Máximo   |
| Me.     | Mestre   |
| MHz     | <i>Megahertz</i>   |
| min     | Minuto   |
| Min.    | Mínimo   |
| mm      | Milímetro  |
| mOhm    | Miliohm  |
| MOSFETs | <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i> |
| MPV     | Mid-point voltage  |
| mWh     | Mili Watt-hora   |
| Nc      | Número de células conectada                              |
| NCA     | Níquel Cobalto Alumínio                                  |
| NCM     | Níquel-manganês-cobalto                                  |
| NDV     | <i>Negative Delta V</i>                                  |
| nF      | Nano Farad   |
| Nicd    | Níquel cádmio  |
| NiMh    | Níquel hidreto metálico                                  |
| Nm      | Número de módulos  |
| NMC     | Níquel-manganês-cobalto                                  |
| Np      | Número de espiras primário                               |
| ns      | Nano segundos  |
| Ns      | Número de espiras secundário                             |
| Pd      | Potência dissipada pelo diodo                            |
| PFC     | <i>Power Factor Correction</i>                           |
| PHEV    | <i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>                   |
| Prof.   | Professor  |
| Psi     | Libra-força por polegada quadrada                        |

|         |  |
|---------|--|
| Psw     | Perdas por chaveamento                       |
| PWM     | <i>Pulse Width Modulation</i>                |
| RdsOn   | <i>Drain-source on resistance</i>            |
| rms     | Valor eficaz                                 |
| SAE     | <i>Society of Automotive Engineers</i>       |
| SDS     | <i>Sustainable Development Scenario</i>      |
| SiC     | Carboneto de silício                         |
| SLA     | <i>Sealed lead acid</i>                      |
| Sp      | Área de seção condutor primário              |
| Ss      | Área de seção condutor secundário            |
| STEPS   | <i>Stated Policies Scenario</i>              |
| T       | Período                                      |
| TCC     | Trabalho de Conclusão de Curso               |
| td      | <i>Dead time</i>                             |
| THDi    | Distorção harmônica total                    |
| tr      | Tempo de subida                              |
| UCS     | Universidade de Caxias do Sul                |
| uF      | Micro Farad                                  |
| uH      | Micro Henry                                  |
| uV      | Micro Volt                                   |
| V       | Volt   |
| Vab     | Tensão ab                                    |
| Vac     | Tensão alternada                             |
| VacHL   | Tensão de entrada máxima                     |
| VacLL   | Tensão de entrada mínima                     |
| VBATmáx | Tensão máxima do <i>pack</i> de baterias     |
| VBATmin | Tensão mínima do <i>pack</i> de baterias     |
| Vbmin   | Tensão mínima de uma célula                  |
| VCE     | Tensão entre coletor e emissor               |
| Vdc     | Tensão contínua                              |
| VDC     | Tensão de entrada continua                   |
| VDS     | Tensão dreno- <i>source</i>                  |
| Vf      | <i>Forward voltage</i>                       |
| Vmin    | Tensão mínima para determinação do capacitor |

|       |                                  |
|-------|----------------------------------|
| Vo    | Tensão de saída                  |
| VRLA  | <i>Valve Regulated Lead Acid</i> |
| W     | Watt                             |
| Wh    | Watt hora                        |
| Wh/kg | Watt hora por quilograma         |
| ZCS   | <i>Zero Current Switching</i>    |
| ZVS   | <i>Zero Voltage Switching</i>    |
| ZVT   | <i>Zero Voltage Transition</i>   |

## SUMÁRIO

|              |  |           |
|--------------|--|-----------|
| <b>1</b>     | <b>INTRODUÇÃO .....</b>  | <b>19</b> |
| 1.1          | JUSTIFICATIVA DO TRABALHO.....                                     | 22        |
| 1.2          | OBJETIVOS .....  | 23        |
| <b>1.2.1</b> | <b>Objetivo geral.....</b>   | <b>23</b> |
| <b>1.2.2</b> | <b>Objetivos específicos.....</b>                                  | <b>23</b> |
| 1.3          | LIMITAÇÕES DO TRABALHO .....                                       | 24        |
| 1.4          | ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....                                      | 24        |
| <b>2</b>     | <b>REFERENCIAL TEÓRICO .....</b>                                   | <b>25</b> |
| 2.1          | HISTÓRICO DOS VEÍCULOS .....                                       | 25        |
| <b>2.1.1</b> | <b>Veículos híbridos .....</b>                                     | <b>25</b> |
| <b>2.1.2</b> | <b>Veículos elétricos.....</b>                                     | <b>26</b> |
| <b>2.1.3</b> | <b>Estado da arte .....</b>  | <b>26</b> |
| 2.2          | BATERIAS.....  | 27        |
| <b>2.2.1</b> | <b>Tecnologia de baterias.....</b>                                 | <b>27</b> |
| 2.2.1.1      | NiCd (Níquel cádmio) .....   | 28        |
| 2.2.1.1.1    | <i>Carga e descarga.....</i>                                       | <i>30</i> |
| 2.2.1.2      | NiMh (Níquel-hidreto metálico).....                                | 31        |
| 2.2.1.2.1    | <i>Carga e descarga.....</i>                                       | <i>33</i> |
| 2.2.1.3      | Chumbo ácido.....  | 35        |
| 2.2.1.3.1    | <i>Carga e descarga .....</i>                                      | <i>36</i> |
| 2.2.1.4      | Íon de lítio.....  | 38        |
| 2.2.1.4.1    | <i>Composição .....</i>  | <i>39</i> |
| 2.2.1.4.2    | <i>Carga e descarga.....</i>                                       | <i>42</i> |
| <b>2.2.2</b> | <b>Estruturas veiculares de baterias e suas configurações.....</b> | <b>44</b> |
| 2.3          | TOPOLOGIAS DE CARREGADORES DE BATERIA .....                        | 45        |
| <b>2.3.1</b> | <b>Estado da arte dos carregadores de EV .....</b>                 | <b>46</b> |
| <b>2.3.2</b> | <b>Conversor unidirecional e bidirecional .....</b>                | <b>48</b> |
| <b>2.3.3</b> | <b>Estágios de um carregador .....</b>                             | <b>49</b> |
| <b>2.3.4</b> | <b>Filtro de entrada EMI .....</b>                                 | <b>50</b> |
| <b>2.3.5</b> | <b>Conversor AC/CC PFC.....</b>                                    | <b>50</b> |
| <b>2.3.6</b> | <b>Conversores CC-CC .....</b>                                     | <b>54</b> |

|              |  |            |
|--------------|--|------------|
| 2.3.7        | <b>Circuitos de controle de corrente na saída</b> .....  | <b>58</b>  |
| 2.4          | NORMATIZAÇÃO .....   | 60         |
| <b>3</b>     | <b>SISTEMA PROPOSTO</b> .....  | <b>63</b>  |
| 3.1          | PROJETO DO CARREGADOR .....  | 64         |
| <b>3.1.1</b> | <b>Determinação do circuito EMI</b> .....  | <b>65</b>  |
| <b>3.1.2</b> | <b>Determinação do conversor AC/DC com PFC</b> .....   | <b>65</b>  |
| <b>3.1.3</b> | <b>Determinação do Conversor CC-CC</b> .....   | <b>74</b>  |
| 3.1.3.1      | Modo de chaveamento .....  | 75         |
| 3.1.3.2      | Análise qualitativa do conversor CC-CC (Conversor <i>Full-Bridge Phase Shift ZVS</i> )<br>.....  | 77         |
| 3.1.3.3      | Análise quantitativa do conversor CC-CC (Conversor <i>Full-Bridge Phase Shift ZVS</i> )<br>..... | 79         |
| 3.1.3.4      | Escolha das chaves .....   | 84         |
| 3.1.3.5      | Escolha dos diodos de saída .....  | 85         |
| 3.1.3.6      | Escolha do indutor e capacitor de saída.....   | 86         |
| 3.1.3.7      | Escolha do transformador isolador .....  | 87         |
| 3.2          | SIMULAÇÃO .....  | 88         |
| <b>3.2.1</b> | <b>Simulação PFC <i>Boost Phase Shifted Semi-Bridgeless</i></b> .....                            | <b>88</b>  |
| <b>3.2.2</b> | <b>Simulação <i>Full Bridge Phase Shift</i></b> .....  | <b>90</b>  |
| <b>4</b>     | <b>IMPLEMENTAÇÃO</b> .....   | <b>93</b>  |
| 4.1          | PROJETO PRÁTICO DO CARREGADOR .....  | 93         |
| <b>4.1.1</b> | <b>Projeto do conversor AC CC com PFC</b> .....  | <b>94</b>  |
| 4.1.1.1      | Determinação dos indutores L1 e L2 da Figura 58.....   | 97         |
| 4.1.1.2      | Determinação do capacitor de saída <i>Cout</i> da Figura 58 .....                                | 98         |
| 4.1.1.3      | Determinação dos semicondutores (Q1, Q2, D1 e D2) da Figura 58 .....                             | 99         |
| 4.1.1.4      | Determinação dos transformadores de corrente T1 e T2 da Figura 58.....                           | 99         |
| 4.1.1.5      | Determinação do <i>drive</i> de acionamento para as chaves .....                                 | 101        |
| <b>4.1.2</b> | <b>Projeto do conversor <i>Full Bridge Phase Shifted</i></b> .....                               | <b>101</b> |
| 4.1.2.1      | Determinação de indutância ressonante total (Lt) e capacitância ressonante total (Ct)<br>.....   | 104        |
| 4.1.2.2      | Determinação das chaves QA, QB, QC e QD da Figura 63 .....                                       | 106        |
| 4.1.2.3      | Determinação dos diodos de saída D1 e D2 da Figura 63 .....                                      | 107        |

|              |  |            |
|--------------|--|------------|
| 4.1.2.4      | Determinação do indutor <i>Lout</i> e capacitor <i>Cout</i> de saída da Figura 63..... | 108        |
| 4.1.2.5      | Determinação transformador isolador da Figura 63 .....                                 | 108        |
| 4.1.2.6      | Determinação do <i>drive</i> de acionamento para as chaves do conversor FBPS .....     | 109        |
| 4.2          | PROCEDIMENTO DE TESTES .....   | 110        |
| <b>4.2.1</b> | <b>Equipamentos para testes .....</b>  | <b>111</b> |
| <b>4.2.2</b> | <b>Teste conversor PFC .....</b>   | <b>112</b> |
| 4.3          | RESULTADOS PRÁTICOS .....  | 118        |
| <b>4.3.1</b> | <b>Trabalhos futuros .....</b>   | <b>119</b> |
| <br>         |  |            |
| <b>5</b>     | <b>CONCLUSÃO.....</b>  | <b>120</b> |
| <br>         |  |            |
|              | <b>REFERÊNCIAS .....</b>   | <b>121</b> |
| <br>         |  |            |
|              | <b>ANEXO A – TABELAS DE DADOS PFC.....</b>   | <b>127</b> |
| <br>         |  |            |
|              | <b>ANEXO B – TABELAS DE DADOS FBPS .....</b>   | <b>130</b> |
| <br>         |  |            |
|              | <b>APÊNDICE A – CÁLCULOS DO TRANSFORMADOR.....</b>                                     | <b>131</b> |
| <br>         |  |            |
|              | <b>APÊNDICE B – CIRCUITO CONVERSOR PFC.....</b>  | <b>133</b> |
| <br>         |  |            |
|              | <b>APÊNDICE C – CIRCUITO CONVERSOR FBPS.....</b>                                       | <b>134</b> |

## 1 INTRODUÇÃO

Por volta de 1900-1910, os carros elétricos alcançaram um momento de grande relevância. Na América, o carro a vapor conquistou 40% do mercado de automóveis, o elétrico 38% e a gasolina 22%. Essas três tecnologias tinham diferentes prós e contras. A máquina a vapor estava bem estabelecida, potente, rápida e confiável, mas sofreu com longos tempos de inicialização (25- 45 min), curto alcance devido à necessidade de reabastecimento de água e a necessidade de operadores qualificados. Os carros a gasolina eram barulhentos, mal cheirosos, não confiáveis, instáveis, vibravam fortemente, tinham mudanças de marcha difíceis de operar e eram difíceis e perigosos de dar partida (GUARNIERI, 2012, tradução nossa).

Por outro lado, os carros elétricos eram silenciosos, inodoros, confiáveis, simples de dirigir e de dar partida, mas eram caros e lentos (24-32 km/h). Eles também eram de baixo alcance (30-60 km), embora a introdução do serviço de bateria substituível por volta de 1910 tenha aliviado os problemas de recarga (GUARNIERI, 2012, tradução nossa).

No ano de 2015, 196 países negociaram o Acordo de Paris, sob o qual se comprometeram a tomar medidas para limitar o aumento da temperatura média global neste século para bem abaixo de 2 graus Celsius em relação aos níveis pré-industriais.

Como os outros países escandinavos, a Noruega leva a sério as mudanças climáticas. Ela se comprometeu a reduzir suas emissões em 40% até 2030 e tem como objetivo atingir as emissões “zero líquido”<sup>1</sup> até 2050. Mas a maior reivindicação da fama da Noruega é seu esforço agressivo para limpar seu setor de transporte.

Até o momento, 17 países anunciaram metas de veículos com 100% de emissão zero ou a eliminação progressiva de veículos com motor de combustão interna até 2050. A França, em dezembro de 2019, foi o primeiro país a colocar essa intenção em lei, com um prazo de 2040 (IEA, 2020, tradução nossa).

As vendas de carros elétricos atingiram 2,1 milhões globalmente em 2019, superando 2018 – já um ano recorde – para aumentar o estoque para 7,2 milhões de carros elétricos. Os carros elétricos, que representaram 2,6% das vendas globais de automóveis e cerca de 1% do estoque global de automóveis em 2019, registraram um aumento de 40% com relação ao ano anterior (IEA, 2020, tradução nossa).

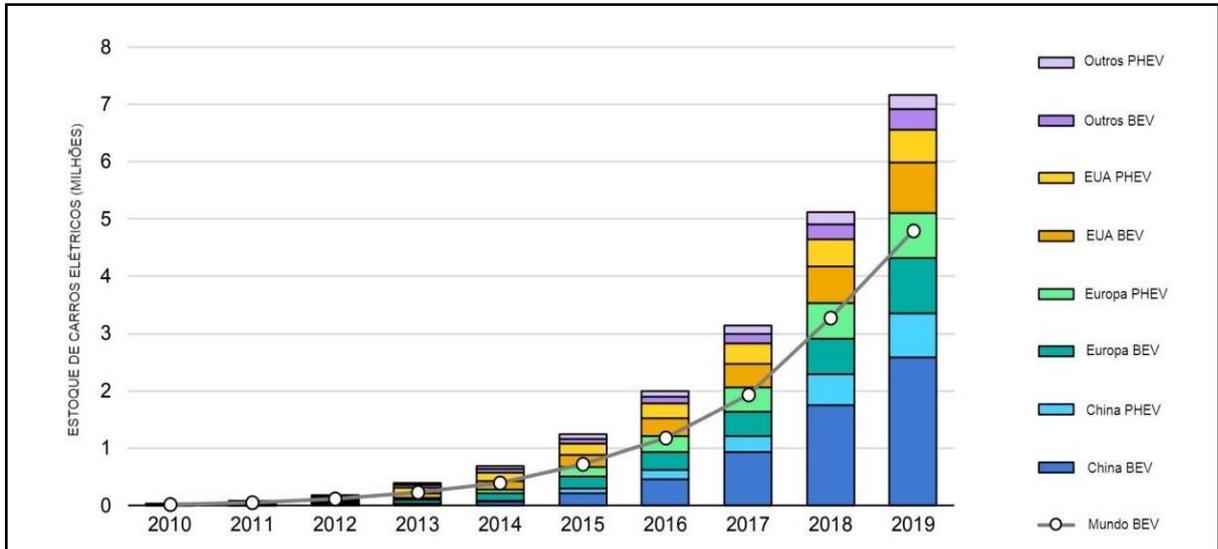
Na Figura 1 é possível ver o progresso tecnológico na eletrificação de veículos

---

<sup>1</sup> Segundo Levin *et al.* (2020) o zero líquido significa que as emissões de GEE (Gás de efeito estufa) lançadas para a atmosfera a partir de fontes dentro do território do país no ano alvo não excedem os GEE removidos da atmosfera por sumidouros dentro do território do país no ano-alvo.

automotores e quantidade de veículos elétricos circulantes em vários locais do mundo. Nitidamente os veículos elétricos estão se expandindo<sup>2</sup>.

Figura 1 – Estoque global de carros elétricos (2010-2019)



Fonte: adaptado de IEA (2020).

Com o aumento do número de carros elétricos sendo fabricados, a quantidade necessária de elementos para a produção baterias tende a aumentar também. A expansão da capacidade de fabricação de baterias será amplamente impulsionada pela eletrificação no mercado automotivo. De fato, a eletrificação de carros é um fator crucial na redução dos custos unitários de baterias automotivas que podem ser usadas em uma variedade de modos de transporte. Até 2030, a frota de veículos leves (automóveis e comerciais leves) representará a maior parte da frota de veículos elétricos de quatro rodas, independente do cenário. China e Europa lideram essa implantação, já que as políticas promovem a eletrificação (IEA, 2020, tradução nossa).

As baterias de lítio que alimentam os veículos elétricos renderam a John B. Goodenough, M. Stanley Whittingham e Akira Yoshino o prêmio Nobel de química em 2019. Por muitos anos, o níquel-cádmio foi a única bateria adequada para equipamentos portáteis de comunicações sem fio e computação móvel. O níquel-hidreto metálico e o íon-lítio surgiram no início da década de 1990, enfrentando dificuldades para obter a aceitação do cliente.

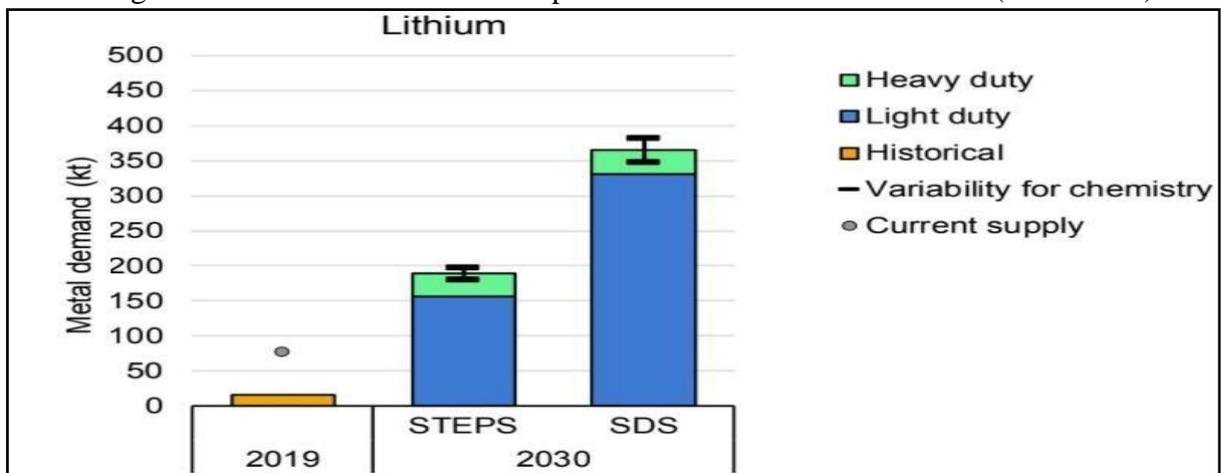
Atualmente, o íon de lítio é a forma com maior crescimento e com futuro mais promissor. O lítio é o mais leve de todos os metais, tem o maior potencial eletroquímico e fornece a maior densidade de energia para o peso. Apesar de suas vantagens gerais, o íon de

<sup>2</sup> PHEV são veículos elétricos híbridos com conexão direta para carga através de uma tomada de energia (do inglês, *plug-in hybrid electric vehicle*). BEV são veículos elétricos a bateria (do inglês, *battery electric vehicle*). Outros incluem: Austrália, Brasil, Canadá entre outros países.

lítio tem suas desvantagens: é frágil e requer um circuito de proteção para manter uma operação segura (*BATTERY UNIVERSITY*, 2020).

Embora apresente algumas desvantagens as baterias de lítio estão sendo utilizadas pela maior parte das montadoras de veículos elétricos. O carro modelo S da empresa Tesla segundo Roper (2017, tradução nossa) contém uma bateria de 85 kWh que pesa 540 kg e contém 7.104 células de baterias de íon-lítio em 16 módulos conectadas em série. Observando a Figura 2 pode-se ter uma visão da demanda de lítio necessário para a produção de baterias nos próximos anos.

Figura 2 – Demanda anual de lítio para baterias de veículos elétricos (2019-2030)



Fonte: adaptado de IEA (2020).

Onde: kt são quilotoneladas (do inglês, *kilotonnes*), STEPS é o Cenário de Políticas Declaradas (do inglês, *Stated Policies Scenario*) e SDS é o Cenário de Desenvolvimento Sustentável (do inglês, *Sustainable Development Scenario*).

As barras de erro mostram a variabilidade decorrente de várias suposições relacionadas ao desenvolvimento de futuras químicas de bateria. O carregamento de uma bateria é obtido fornecendo uma corrente CC. Por meio de um processo eletroquímico, a corrente fornece carga elétrica que é armazenada na bateria. A corrente é definida como o transporte de carga elétrica, por unidade de tempo. Como resultado, a energia fornecida durante o processo de carregamento é determinada tanto pela quantidade de corrente CC fornecida quanto pelo tempo decorrido (HECKFORD, 2000, tradução nossa).

Há um problema subjacente em relação ao Veículo Elétrico (EV), ditando que ainda não é uma alternativa muito prática comparada com carros alimentados por um motor de combustão. Considerando que um veículo com um motor de combustão interna (ICE) pode ser reabastecido em alguns minutos, recarregar um EV leva inevitavelmente mais tempo

(HECKFORD, 2000, tradução nossa).

Dados de teste de várias tecnologias de células de íon de lítio revelam que o potencial inicial de 4,2V é alcançado entre 40 e 70% de capacidade, que é uma função da corrente de carga. Quanto mais alta a corrente de carga, mais cedo a célula deve ser comutada para o modo de potencial constante. Os cortes de carga e descarga para as células da bateria de íon de lítio devem ser controlados de perto, caso contrário, ocorrerá a morte precoce das células. A sobrecarga leva à oxidação e decomposição do eletrólito, enquanto a descarga excessiva resulta em mudanças estruturais do cátodo, de acordo com Teofilo, Merritt e Hollandsworth (1997, tradução nossa).

Os problemas de controle de células são agravados quando várias células são colocadas em configurações de pilha em série e em paralelo para aumentar a tensão/corrente de alimentação para a aplicação desejada. Nessas circunstâncias, o controle de células individuais torna-se um desafio de *design*, tanto com controle de tensão excessiva quanto com equilíbrio de células (TEOFILO; MERRITT; HOLLANDSWORTH, 1997, tradução nossa).

## 1.1 JUSTIFICATIVA DO TRABALHO

Para que os veículos elétricos possam ganhar as ruas em maior escala, um requisito central é a estruturação de uma infraestrutura de recarga, uma vez que, sem ter onde carregar seu automóvel, o usuário se sente limitado e menos disposto a adquirir este tipo de veículo. Portanto, há uma relação direta entre a inserção dos EVs no mercado e o tipo de infraestrutura desenvolvida. Ao mesmo tempo em que não se faz necessária a infraestrutura de recarga se ainda não há tantos veículos elétricos nas ruas, estes só poderão se inserir no mercado se já existir esta infraestrutura bem desenvolvida (DELGADO *et al.*, 2017).

Com o aumento do número dos veículos elétricos circulantes nas cidades, o número de carregadores para cada veículo tende a aumentar também, causando uma demanda para a rede elétrica que até então não se tinha. Prevê-se que o impacto do processo de carregamento seja aparente no sistema de distribuição, principalmente na rede de baixa tensão, influenciando os perfis de tensão da rede e o carregamento dos elementos da rede (PINTER; FARKAS, 2015, tradução nossa).

Portanto, o estudo proposto neste trabalho, que visa desenvolver um carregador para bateria de veículos elétricos a partir da rede monofásica de baixa tensão, se justifica devido à relevância e o impacto que esses trarão a rede elétrica. Com isso desenvolver um carregador visando um futuro próximo de consumo da rede elétrica brasileira é de suma importância.

As necessidades futuras de infraestrutura de carregamento (ou equipamento de fornecimento de veículo elétrico [EVSE]) dependem das interrelações entre estoque de veículos, necessidades de condução, uso de equipamento de carregamento e capacidades técnicas (por exemplo, potência nominal e protocolos de conectividade). Para veículos leves (do inglês, *LDVs - Light Duty Vehicle*) elétricos, fatores específicos da região, como densidade populacional, comportamento de carregamento e alcance de condução têm implicações diretas na localização geográfica do EVSE e nas taxas de carregamento (IEA, 2020, tradução nossa).

Outro fator relevante que justifica o trabalho é o de que futuramente existirão redes públicas e privadas de carregamento de baterias e isso irá demandar uma universalização dos conversores devido ao fato das múltiplas formas como a energia proveniente da rede em baixa tensão pode chegar ao usuário, nesse caso, estação de carga (110, 127, 220 Vac) e de como a carga da bateria deve ser feita, de forma lenta ou rápida, impactando diretamente na autonomia do veículo.

## 1.2 OBJETIVOS

A fim de direcionar os objetivos desse trabalho para uma melhor resolução, os objetivos foram separados em duas classes: objetivo geral e específicos.

### 1.2.1 Objetivo geral

Objetivo geral deste trabalho é desenvolver um sistema de carregamento para baterias de lítio utilizada em veículos automotores elétricos.

### 1.2.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho consistem nos itens abaixo:

- a) determinar o modelo e os parâmetros das baterias a serem utilizadas como carga para o carregador, levando em consideração a tensão nominal e a capacidade de fornecimento de corrente do banco de baterias.
- b) desenvolver o conversor que atenda as características necessárias para o carregamento das baterias escolhidas, a fim de fazer uma carga segura, mantendo os níveis corretos de corrente e tensão.

- c) simular e implementar o conversor que atenda aos requisitos e analisar seu comportamento para a bateria escolhida.
- d) medir a eficiência do carregador e comparar com os modelos de carregadores comerciais.

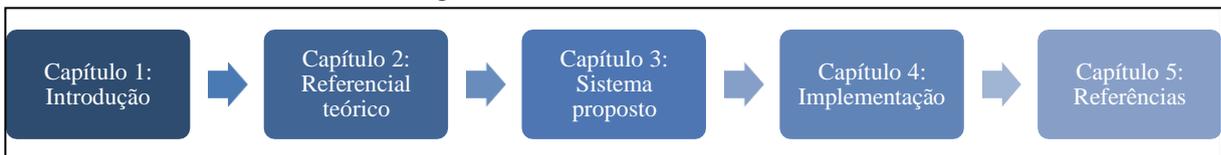
### 1.3 LIMITAÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho visa focar apenas na retificação da rede e projeto dos conversores necessários para dar carga as baterias, não serão abordadas questões que tratam de sistemas de gerenciamento de baterias (do inglês, *BMS - Battery Management Systems*) para controle de corrente consumida das baterias, temperatura das baterias tão pouco questões como frenagem regenerativa. Sendo esse dedicado ao conversor e na forma mais segura e eficiente de carregamento das baterias.

### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho será dividido em cinco capítulos e sua estrutura é descrita na Figura 3.

Figura 3 – Estrutura do trabalho



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

O Capítulo 1 apresenta a introdução acerca do assunto abordado, assim como a justificativa da escolha do assunto, os objetivos gerais e específicos almejados e, por fim, as limitações do trabalho. O Capítulo 2 aponta o referencial teórico utilizado para entendimento das baterias e conversores. O Capítulo 3 contempla a proposta deste trabalho, incluindo as informações pertinentes a estrutura de baterias escolhida bem como a estrutura de carregador adotado para os estudos (simulação). O Capítulo 4 contempla a implementação, cálculos e determinações de componentes práticos, bem como a realização de testes e por fim avaliação do sistema criado. Por fim, o Capítulo 5 abrange as referências, apêndices e anexos utilizados para elaboração deste trabalho.

## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

Para a fundamentação do referencial teórico que irá guiar esse trabalho, serão descritos nessa seção assuntos fundamentais para a proposta do sistema a ser implementado. Tais assuntos trazem informações a respeito dos veículos híbridos e elétricos, baterias e suas topologias e por fim o principal que são os carregadores e suas topologias.

### 2.1 HISTÓRICO DOS VEÍCULOS

Os EVs foram inventados em 1834, ou seja, cerca de 60 anos antes dos carros movidos a gasolina, que foram inventados em 1895. Em 1900, haviam 4.200 automóveis vendidos nos Estados Unidos, dos quais 40% eram carros elétricos. O Dr. Ferdinand Porsche, na Alemanha, construiu provavelmente o primeiro Veículo elétrico híbrido (do inglês, HEV - *Hybrid Electric Vehicle*) do mundo em 1898, usando um ICE para acionar um gerador que fornecia energia aos motores elétricos localizados nos cubos das rodas.

Outro veículo híbrido, fabricado pela *Krieger Company* em 1903, usava um motor a gasolina para complementar a potência do motor elétrico que usava eletricidade de uma bateria. Ambos os híbridos são semelhantes à série moderna HEV. Também em 1900, uma montadora belga, *Pieper*, introduziu um “*Voiturette*” de 3,5 HP, no qual o pequeno motor a gasolina era acoplado a um motor elétrico sob o assento (MI, 2011, tradução nossa).

#### 2.1.1 Veículos híbridos

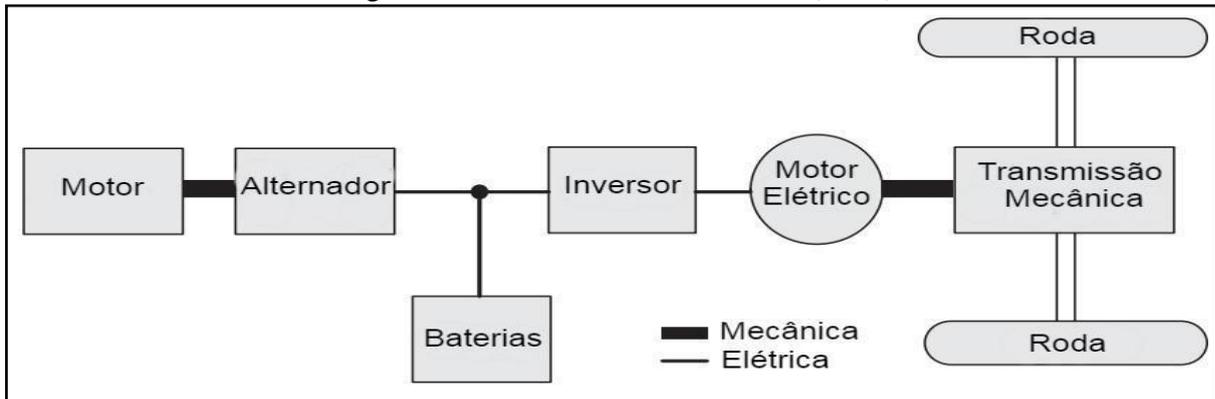
Conforme Mi (2011, tradução nossa), nos HEV série, o ICE é o principal conversor de energia que converte a energia original da gasolina em potência mecânica. A saída mecânica do ICE é então convertida em eletricidade usando um gerador. O motor elétrico move o comando final usando a eletricidade gerada pelo gerador ou a eletricidade armazenada na bateria.

O motor elétrico pode receber eletricidade diretamente do motor, ou da bateria, ou de ambos. Como o motor é desacoplado das rodas, a rotação do motor pode ser controlada independentemente da velocidade do veículo. Isso não só simplifica o controle do motor, mas, mais importante, pode permitir a operação do motor em sua velocidade ideal para obter a melhor economia de combustível (MI, 2011, tradução nossa).

Ele também oferece flexibilidade na localização do motor no veículo. Não há

necessidade da transmissão mecânica tradicional em uma série HEV. Os HEVs envolvem o uso de máquinas elétricas, conversores eletrônicos de potência e baterias, além de ICs convencionais e sistemas mecânicos e hidráulicos (MI, 2011, tradução nossa). Na Figura 4 é apresentado a estrutura básica de um veículo híbrido série.

Figura 4 – Estrutura veículo híbrido (HEV)



Fonte: adaptado de Mi (2011, tradução nossa).

### 2.1.2 Veículos elétricos

O veículo elétrico “puro” usa apenas uma fonte de energia e está disponível comercialmente, sendo vendido pela empresa Tesla e diversos outros fabricantes diferentes. A fonte de energia aqui é apenas elétrica, que é armazenada em uma bateria que pode ser carregada externamente usando a energia da rede por meio de um plugue. A bateria usada nesses veículos tem uma alta densidade de energia. Portanto pode funcionar exclusivamente com energia elétrica por mais tempo do que os HEVs. Este sistema tem sido considerado na indústria e na academia ideal por suas enormes vantagens em relação aos HEVs. Os principais desafios que os veículos elétricos enfrentam são: O tamanho e a capacidade da bateria. O desempenho do motor elétrico utilizado para conduzir o veículo e o sistema de controle usado, (ALAMOUDI, 2019).

### 2.1.3 Estado da arte

Segundo *Dennis Publishing Limited* (2020, tradução nossa) a bateria é a parte mais importante de um carro elétrico, e também onde algumas das maiores inovações estão sendo feitas. Nos últimos anos, o alcance aumentou enquanto os tempos de carregamento caíram. EVs que podem alcançar mais de 200 milhas com uma única carga são agora comuns, enquanto o

mais recente, como o modelo Tesla S tem um alcance máximo de 402 milhas. Em 2019, uma empresa alemã chamada *Innolith AG* anunciou que estava trabalhando em um novo tipo de bateria EV que poderia permitir que um carro tivesse um alcance máximo de 620 milhas. A tecnologia, que poderia ser comercializada já em 2022, utiliza um eletrólito inorgânico não inflamável, o que reduz o risco de o veículo pegar fogo em comparação com o eletrólito orgânico inflamável encontrado nas baterias tradicionais de carros elétricos.

## 2.2 BATERIAS

A análise da evolução das baterias e a comparação das tecnologias de baterias existentes para veículos automotores se faz necessária para a escolha do modelo a ser abordado neste trabalho, dado o fato de que a topologia de bateria escolhida será usada como carga do carregador a ser implementado. Parâmetros como capacidade, densidade de energia, ciclo de operação, temperatura de operação e curvas de carga e descarga, serão abordados e determinaram a modelo a ser escolhido.

### 2.2.1 Tecnologia de baterias

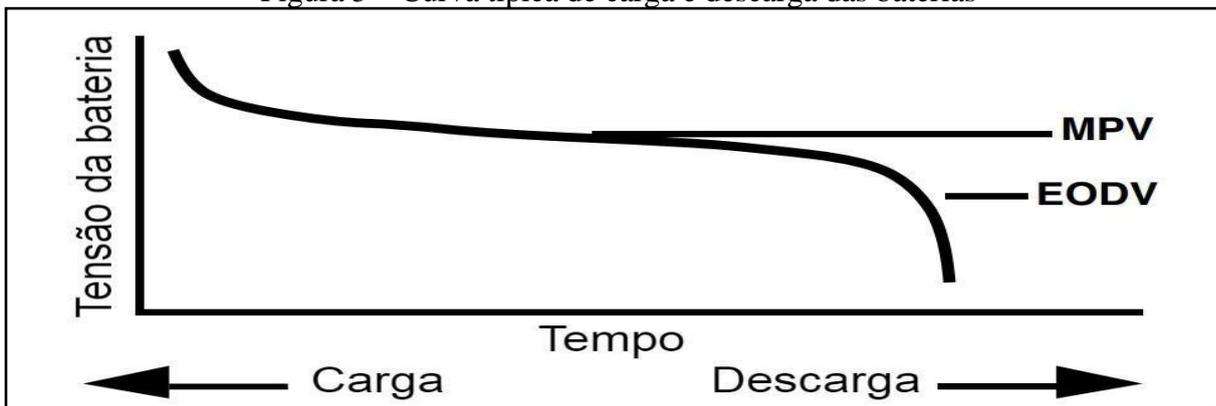
Uma célula de bateria é um dispositivo eletroquímico capaz de fornecer a energia que resulta de uma reação química interna a um circuito elétrico externo. Uma bateria é composta por uma ou mais células, paralelas ou conectadas em série para obter uma capacidade de corrente/tensão necessária (baterias compostas por células conectadas em série são de longe as mais comuns). ESR (*Equivalent Series Resistance*) é a resistência interna presente em qualquer célula que limita a quantidade de corrente de pico que ela pode fornecer. A capacidade de ampere-hora de uma bateria é sua figura de mérito mais importante: é definida como a quantidade de corrente que uma bateria pode fornecer por uma hora antes que a tensão da bateria alcance o ponto de fim de vida (SIMPSON, 2011).

A taxa "*C*" é uma corrente numericamente igual à classificação ampere-hora da célula. As correntes de carga e descarga são normalmente expressas em frações ou múltiplos da taxa *c*. O MPV (do inglês, *Mid-Point Voltage* - tensão de ponto médio) é a tensão nominal da célula e é a tensão que é medida quando a bateria descarrega 50% de sua energia total. A tensão da célula medida no final de sua vida útil é chamada de EODV, que significa Tensão de Fim de Descarga (*End of life voltage*). A densidade de energia gravimétrica de uma bateria é uma medida de quanta energia uma bateria contém em comparação com seu peso. A densidade

volumétrica de energia de uma bateria é uma medida de quanta energia uma bateria contém em comparação com seu volume, geralmente expressa em Watt-hora/kilogram (*W-hr/kg*) (SIMPSON, 2011).

Na Figura 5 é possível analisar a curva de carga e descarga típica das baterias. Nela são apresentados os pontos EODV e MPV que deverão ser analisados como parâmetro para a construção do carregador.

Figura 5 – Curva típica de carga e descarga das baterias



Fonte: adaptado de Simpson (2011, tradução nossa).

#### 2.2.1.1 NiCd (Níquel cádmio)

A bateria de níquel cádmio é uma bateria com muito tempo de uso no mercado. Assim é uma tecnologia já desenvolvida e madura. São usadas comercialmente desde 1950. Seu uso está em declínio devido aos problemas ambientais por sua densidade de energia não ser muito grande, sendo menor que as baterias mais recentes como NiMh e Li-Íon (MICHELINI, 2017).

Segundo Michelini (2017), as baterias de NiCd apresentam as seguintes vantagens:

- Carga rápida e simples mesmo após armazenagem prolongada;
- Alto número de ciclos de carga e descarga. Se mantida adequadamente, a bateria NiCd pode chegar a 1000 ciclos de carga e descarga;
- Bom desempenho de carga. As baterias de NiCd permitem recargas em baixas temperaturas;
- Longa vida na condição de armazenagem, em qualquer estado de carga;
- Armazenagem e transporte simples. A maioria das empresas aéreas aceita as baterias NiCd sem condições especiais;
- Bom desempenho em baixa temperatura;
- Bom desempenho mesmo se sobrecarregada.

Um dos fatores negativos das baterias de NiCd é o chamado efeito de memória. Caso a bateria não seja descarregada completamente até o limite inferior de tensão, nas descargas subsequentes perde parte de sua capacidade. É como se a bateria ficasse viciada em fornecer menos energia. O problema com a bateria à base de níquel não é o efeito memória, mas sim os efeitos da formação cristalina. Existem outros fatores envolvidos que causam degeneração de uma bateria. Por clareza e simplicidade, usa-se a palavra “memória” para indicar a perda de capacidade em baterias à base de níquel que são reversíveis (MICHELINI, 2017).

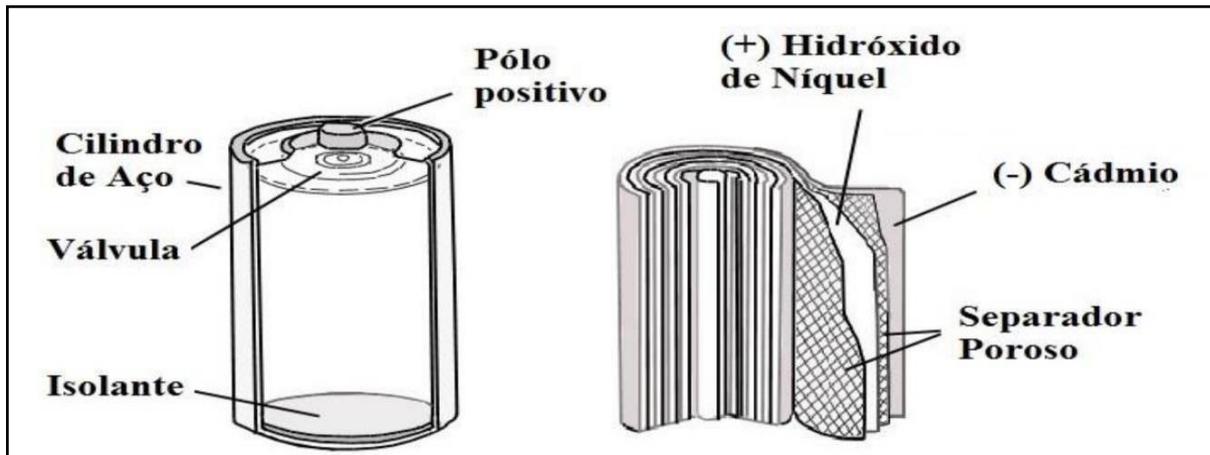
O cádmio de uma bateria NiCd está presente em cristais finos. Em uma boa bateria, esses cristais permanecem finos, obtendo uma área máxima de superfície. Quando o efeito memória ocorre, os cristais crescem e reduzem drasticamente a área da superfície. O resultado é uma depressão da tensão, que conduz a uma perda da capacidade (MICHELINI, 2017).

A bateria de níquel-cádmio se baseia nas reações eletroquímicas reversíveis do cádmio e do níquel em um eletrólito de hidróxido de potássio (alcalino). No eletrodo negativo (cátodo), o cádmio oxida em hidróxido de cádmio na descarga, enquanto os compostos de níquel hidratado no eletrodo positivo (ânodo) são reduzidos a hidróxido de níquel. O eletrólito de hidróxido de potássio não participa das reações de carga-descarga e atua apenas como um portador de carga. Hidróxido de lítio pode ser adicionado ao eletrólito para aumentar a vida útil do eletrodo positivo. A reação produz uma força eletromotriz útil nominal de 1,2 V por célula (INTERNATIONAL CADMIUM ASSOCIATION - ICDA, 2020). A reação química é descrita abaixo.



A bateria cilíndrica continua a ser o formato mais usado para baterias NiCd. As vantagens são facilidade de fabricação e boa estabilidade mecânica. O cilindro tem a capacidade de resistir altas pressões internas (MICHELINI, 2017). Na Figura 6 é mostrado a construção de uma bateria NiCd.

Figura 6 – Bateria de NiCd cilíndrica



Fonte: Michelini (2017).

#### 2.2.1.1.1 Carga e descarga

Nas baterias de NiCd recomenda-se uma carga lenta que ajuda a manter as células dentro das baterias em um nível de carga igual, porque cada célula se auto descarrega em diferentes níveis de capacidade. Durante uma armazenagem longa, o eletrólito tende a ir para o fundo da célula. Para prevenir o risco de interrupção da carga (*cut-off*) e assegurar carga plena, os fabricantes de carregadores usam 50°C como a temperatura recomendada para interrupção da carga (*cut-off*) (MICHELINI, 2017).

Embora uma temperatura acima de 45°C, por muito tempo, seja prejudicial para a bateria, um pico curto de temperatura acima desse nível é frequente durante a carga. Carregadores de NiCd mais avançados sentem a taxa de elevação de temperatura, definida como  $dT/dt$ , ou a mudança na temperatura durante o tempo de carga, em vez de responder a uma temperatura absoluta –  $dT/dt$  é definida como “variação temperatura/variação tempo” (MICHELINI, 2017).

Durante o carregamento da bateria, a tensão sobe para um determinado valor de pico e então cai para um valor pouco abaixo desse valor de pico. A queda de tensão significa que a bateria está totalmente carregada. Isso é denominado “*Negative Delta V*” (NDV). A Figura 7 mostra a curva de tensão da bateria por tempo com NDV.

Figura 7 – Curva de carga das baterias NiCd com detecção de NDV



Fonte: adaptado de Michelini (2017).

Carregadores que respondem a um decréscimo de tensão muito pequeno tem melhor desempenho do que aqueles que requerem uma queda de tensão maior. Para obter uma queda de tensão suficiente, a taxa de carga deve ser de 0,5 C ou maior, onde C é a capacidade da bateria. Taxas de carga menores que 0,5 C produzem um decréscimo de tensão muito superficial, que é geralmente muito difícil de ser medido (MICHELINI, 2017).

O fator de eficiência de carga de uma bateria NiCd padrão é melhor em carga rápida do que em carga lenta. A uma taxa de carga de 1 C, a eficiência de carga típica é 91%. Em uma carga lenta (0,1 C), a eficiência cai para 71%. A uma taxa de 1 C, o tempo de carga de uma NiCd é pouco maior que 60 minutos (66 minutos em uma eficiência de carga assumida em 91%). A uma taxa de carga de 0,1 C, o tempo de carga de uma NiCd vazia é de aproximadamente 14 horas (MICHELINI, 2017).

A corrente de carga e descarga de uma bateria é medida em taxa  $c$ . A maioria das baterias portáteis, com exceção das de chumbo-ácido, são taxadas em 1 C para descarga. Uma descarga de 1C extrai uma corrente igual à capacidade nominal. Por exemplo, uma bateria de 1000 mAh fornece 1000 mA por 1 hora se descarregada à taxa de 1 C.

### 2.2.1.2 NiMh (Níquel-hidreto metálico)

A bateria de níquel-hidreto metálico (Ni-MH) é uma tecnologia relativamente nova que apresenta características operacionais similares às da bateria de níquel-cádmio. Sua principal diferença consiste no uso de hidrogênio absorvido em uma liga, na forma de hidreto metálico, como material ativo no eletrodo negativo, ao invés de cádmio utilizado nas baterias de níquel-

cádmio. O eletrodo de hidreto metálico apresenta uma maior densidade de energia que um eletrodo de cádmio, portanto a massa de material ativo para o eletrodo negativo usado em uma bateria de níquel-hidreto metálico pode ser menor que a usada em baterias de níquel-cádmio. Isto também permite que se possa utilizar uma maior quantidade de material ativo para o eletrodo positivo, o que resulta em uma maior capacidade ou tempo de descarga para esta bateria (AMBROSIO; TICIANELLI, 2001).

A maioria das características operacionais das baterias seladas de níquel-hidreto metálico são similares às das baterias de níquel-cádmio. No Quadro 1 são apresentadas as vantagens e desvantagens das baterias de NiMh.

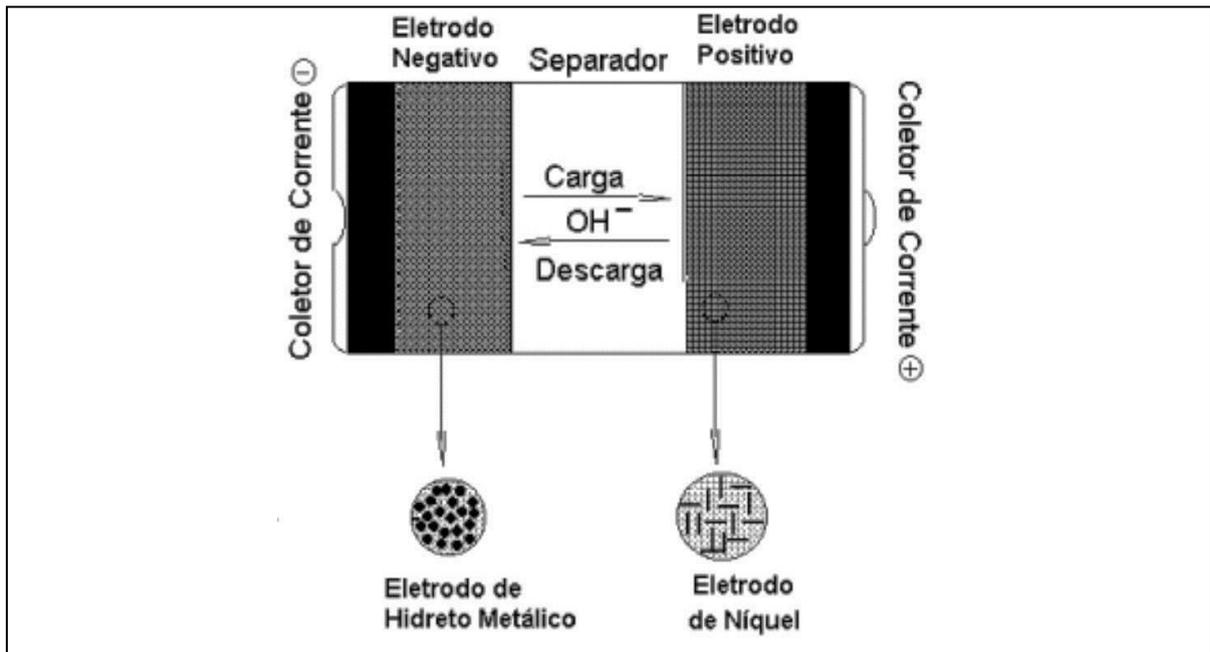
Quadro 1 – Vantagens e desvantagens NiMh

| <b>Vantagens</b>  | <b>Desvantagens</b>  |
|---|--|
| Capacidade de armazenamento de carga (maior que NiCd).        | Desempenho de descarga não é tão boa quanto as baterias de NiCd.                         |
| Não existe necessidade de manutenção.                         | Baixa retenção de carga, sofre um processo de autodescarga de aproximadamente 2% ao dia. |
| Isenta de cádmio, logo se tem redução em impactos ambientais. | Efeito de memória moderado.  |
| Rápida capacidade de recarga.                                 |  |
| Ciclo de vida longo.  |  |

Fonte: Ambrosio e Ticianelli (2001).

Nas baterias de Ni-MH o material ativo do eletrodo positivo, no estado carregado, é o oxi-hidróxido de níquel III, o qual é o mesmo material do polo positivo das baterias de níquel cádmio. Nas baterias de níquel-hidreto metálico, o material ativo para o eletrodo negativo no estado carregado, é o hidrogênio armazenado na forma de hidreto em uma liga. Essa liga é capaz de armazenar hidrogênio reversivelmente, absorvendo e desorvendo este reagente quando a bateria é carregada e descarregada, respectivamente (AMBROSIO; TICIANELLI, 2001). As composições e reações de carga e descarga da bateria de NiMh podem ser vistas na Figura 8.

Figura 8 – Composição NiMh



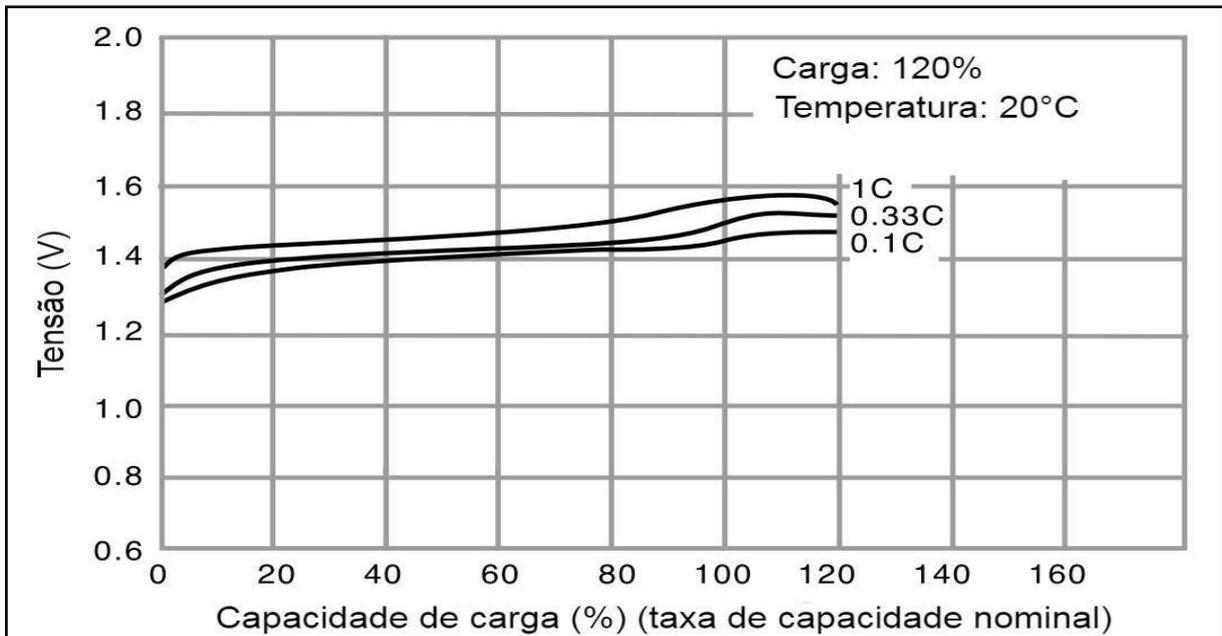
Fonte: adaptado de Ambrosio e Ticianelli (2001).

#### 2.2.1.2.1 Carga e descarga

As características de carga das baterias Ni-MH são afetadas pela corrente, tempo e temperatura. A tensão da bateria aumenta quando a corrente de carga aumenta ou quando a temperatura está baixa. A eficiência de carga difere dependendo da corrente, tempo, temperatura e outros fatores. As baterias Ni-MH devem ser carregadas em uma temperatura variando de 0°C a 40°C, usando uma corrente constante de 1C ou menos. A eficiência de carga é particularmente boa em uma temperatura de 10°C a 30°C. A carga repetida em altas ou baixas temperaturas causa a deterioração do desempenho da bateria. Além disso, a sobrecarga repetida deve ser evitada, pois reduzirá o desempenho da bateria (PANASONIC, 2020, tradução nossa).

Carga é o processo de restaurar a capacidade original de uma bateria descarregada. Para que uma bateria possa ser usada por um longo período de tempo, ela deve ser carregada pelo método de carga adequado. Na Figura 9 é apresentada a característica de carga das baterias de NiMh.

Figura 9 – Característica de carga das baterias de NiMh



Fonte: adaptado de Panasonic (2020, tradução nossa).

Vários métodos são usados para carregar células recarregáveis, mas serão apresentados os dois métodos de carga descritos abaixo para carregar suas baterias Ni-MH:

- Corrente de carga rápida:  $1\text{ C}^3$  (temperatura de carga rápida intervalo:  $0^\circ\text{C}$  a  $40^\circ\text{C}$ ). Para exercer o controle adequado e interromper a carga rápida, é recomendado que as baterias sejam carregadas com carga maior que  $0,5\text{ C}$  e menor que  $1\text{ C}$ . Carregando baterias com uma corrente acima de  $1\text{ C}$  se compromete a bateria e se aumenta a pressão interna, resultando em vazamento de eletrólito. Quando a temperatura das baterias é detectada por um termistor ou outro tipo de sensor, e sua temperatura está abaixo de  $0^\circ\text{C}$  ou acima de  $40^\circ\text{C}$  no início da carga, então a carga lenta, ao invés da carga rápida, deve ser realizada.
- Valor  $dT/dt$ : Aproximadamente  $1$  a  $2^\circ\text{C}/\text{min}$ . Quando um aumento na temperatura da bateria por unidade de tempo é detectado por um termistor ou outro tipo de sensor de temperatura durante a carga rápida, e o aumento de temperatura prescrito é detectado, a carga rápida é parada e o método de carga é alterado para carga lenta.

As características de descarga das baterias Ni-MH são afetadas pela corrente, temperatura, etc., e as características de tensão de descarga são estáveis com  $1,2\text{ V}$ , o que é quase o mesmo que para as baterias NiCd. A tensão de descarga e a eficiência de descarga

<sup>3</sup> Durante o carregamento e a descarga, C é um valor que indica a corrente e expresso como um múltiplo da capacidade nominal. Substituir "C" pela capacidade nominal da bateria durante o cálculo.

diminuem proporcionalmente à medida que a corrente sobe ou a temperatura desce. Como para as baterias de NiCd, carga e descarga repetida sob condições de alta tensão de corte de descarga (mais de 1,1 V por célula) causa uma queda na tensão de descarga (que às vezes é acompanhada por uma queda simultânea da capacidade). As características de descarga podem ser restauradas por carga e descarga a uma tensão final de descarga de até 1,0 V por célula.

### 2.2.1.3 Chumbo ácido

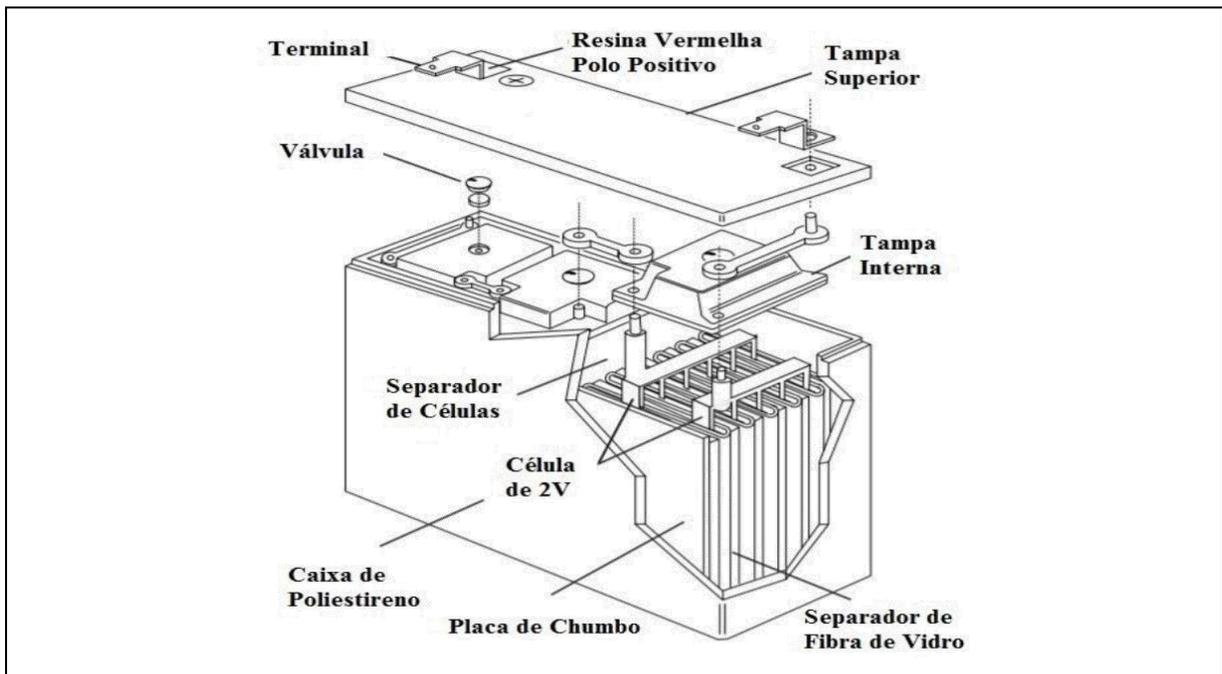
Inventadas em 1859 pelo físico francês Gaston Planté, as baterias de chumbo-ácido foram as primeiras baterias para uso comercial. Atualmente as baterias de chumbo-ácido são usadas em automóveis, empilhadeiras e grandes sistemas de fornecimento de energia elétrica ininterrupta (*nobreaks*) (MICHELINI, 2017).

Durante a metade dos anos 70, os pesquisadores desenvolveram uma bateria chumbo-ácido livre de manutenção, que pode operar em qualquer posição. O eletrólito líquido foi transformado em separadores umedecidos e o invólucro foi selado. Válvulas de segurança foram adicionadas para permitir a liberação do gás durante a carga e descarga. Direcionada a várias aplicações, surgiram duas designações para essas baterias. São elas: SLA (do inglês, *sealed lead acid* – bateria selada chumbo-ácido) VRLA (do inglês, *valve regulated lead acid* – bateria chumbo-ácido regulada por válvula) (MICHELINI, 2017).

Tecnicamente ambas as baterias são as mesmas. Não há uma definição clara de quando uma bateria deixa de ser SLA e passa a ser VLRA. Em essência, todas são reguladas com válvulas. As baterias SLA tem uma faixa típica de capacidade que vai de 0,2 Ah até 30 Ah. Os usos típicos são *nobreaks* para computadores, pequenas unidades de iluminação de emergência e cadeiras de rodas elétricas. As baterias VRLA são usadas em aplicações estacionárias. Sua capacidade vai de 30 Ah até vários milhares de Ah e são encontradas em nobreaks de grande porte. Usos típicos são em repetidoras telefônicas, centros de distribuição de energia, hospitais, bancos, aeroportos e instalações militares (MICHELINI, 2017).

As baterias de chumbo ácido comuns nos carros do dia a dia são construídas a partir da associação série de pilhas internas com tensão nominal de aproximadamente 2V. Na Figura 10 é possível observar sua construção.

Figura 10 – Construção das baterias de chumbo ácido seladas



Fonte: Michelini (2017).

As placas são feitas de liga de chumbo-cálcio. Os separadores são feitos de fibra de vidro com alta porosidade que mantém o eletrólito adequado para a reação com o material ativo das placas. O sistema de válvulas, que funciona de 1 psi a 6 psi, é projetado para liberar o excesso de gás e manter a pressão interna dentro da melhor faixa de segurança. Se a pressão interna aumenta para um nível anormal durante a sobrecarga, a válvula de segurança se abre para liberar gás. Assim, elimina-se o perigo de ruptura dos ácidos (MICHELINI, 2017).

Os terminais podem ser de tipo *fasten* ou para modelos de capacidade maior os terminais podem ser tipo porca e parafuso. As caixas para as baterias seladas são fabricadas com resina de plástico ABS com retardador de chama. Cada bateria de 6 V tem 3 células e a de 12 V tem 6 células. A tampa e a caixa de plástico ABS são seladas por um epóxi resistente a ácidos (MICHELINI, 2017).

#### 2.2.1.3.1 Carga e descarga

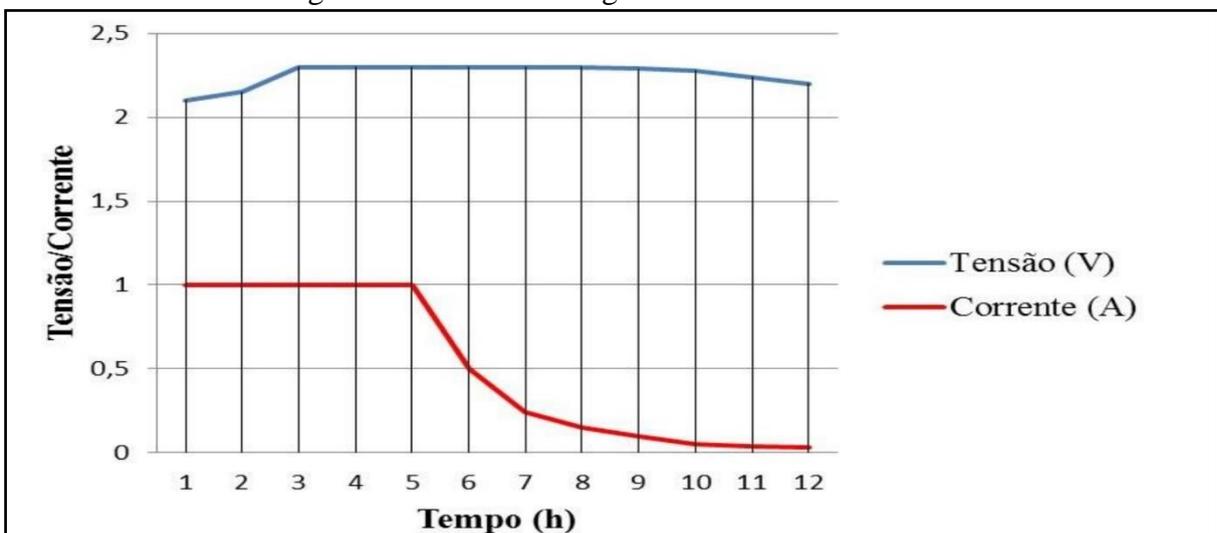
Para carregar a bateria de chumbo-ácido regulada pela válvula, um carregador adequado deve ser usado porque a capacidade ou a vida útil da bateria é influenciada pela temperatura ambiente, carga e outros parâmetros (CSPOWER BATTERY TECH, 2003). Os métodos de carregamento dependem das aplicações da bateria, sendo elas classificadas em energia principal (quando a bateria é a fonte principal do sistema) e aplicações de energia de reserva (quando a

bateria é usada como fonte reserva do sistema, *nobreaks* é um exemplo). Existem dois métodos principais para o carregamento seguro das baterias de chumbo ácido, e são eles:

- **Método de carregamento de tensão constante:** este método consiste em carregar a bateria aplicando uma tensão constante entre os terminais. Quando a bateria é carregada com a aplicação de uma tensão de 2,45V por célula (bateria unitária) a uma temperatura ambiente de 20°C a 25°C, o carregamento está completo quando a corrente de carga continua estável por três horas. Baterias de chumbo-ácido reguladas por válvula podem ser sobrecarregadas sem controle de tensão constante. Quando a bateria está sobrecarregada, a água no eletrólito é decomposta pela eletrólise para gerar mais gás oxigênio do que o que pode ser absorvido pelo eletrodo negativo. Quando o eletrólito é reduzido, as reações químicas de carga e descarga tornam-se ineficientes, portanto, o desempenho da bateria é severamente deteriorado. Portanto, o controle exato da tensão e o tempo de carga adequado na carga de tensão constante são essenciais para garantir a vida útil esperada da bateria (*CSPOWER BATTERY TECH, 2003*).
- **Método de carregamento de tensão constante e corrente constante:** este método consiste em carregar a bateria controlando a corrente em 0,4CA e controlando a tensão em 2,45V/por célula (bateria unitária) a uma temperatura ambiente de 20 a 25. O tempo de carregamento adequado é de 6 a 12 horas, dependendo do taxa de descarga (*CSPOWER BATTERY TECH, 2003*).

A Figura 11 apresenta a curva de carga da bateria selada.

Figura 11 – Curva de carga bateria de chumbo ácido



Fonte: *Cspower Battery Tech* (2003).

A maioria dos fabricantes determinam a carga da bateria em 1 C ou descarga de 20 horas. Mesmo com esta taxa de descarga lenta, frequentemente é difícil alcançar a capacidade de 100%. Ao descarregar uma bateria selada de chumbo-ácido a uma descarga de 5 horas (0,2 C), as leituras de capacidade são correspondentemente menores. Para compensar as diferentes leituras em várias correntes de carga, os fabricantes oferecem um equilíbrio de capacidade. O ciclo de vida de uma bateria selada de chumbo-ácido está diretamente relacionado com a profundidade de descarga (MICHELINI, 2017).

O número típico de ciclos de carga/descarga a 25°C no que diz respeito à profundidade de descarga é: 150 a 200 ciclos com 100% de profundidade de descarga (descarga completa); 400 a 500 ciclos com 50% de profundidade de descarga (descarga parcial); 1000 ciclos ou mais com 30% de profundidade de descarga (descarga rasa) (MICHELINI, 2017).

#### 2.2.1.4 Íon de lítio

Em meados do século XX, as limitadas densidades de energia e capacidades das baterias desenvolvidas inspiraram a busca por melhores configurações, e o lítio tornou-se um alvo. Esse metal, descoberto por Johan August Arfwedson e batizado por ele e Jöns Jakob Berzelius em 1817, foi considerado como tendo excelentes propriedades para servir como elemento de bateria. Com o número atômico 3, o lítio é o metal mais leve, com densidade de apenas 0,53 g/cm<sup>3</sup>. Ele também tem um potencial de redução padrão muito baixo, tornando-o adequado para células de bateria de alta tensão e alta densidade (*THE ROYAL SWEDISH ACADEMY OF SCIENCES*, 2019).

No entanto, o lítio é um metal relativamente reativo, que deve ser protegido da água e do ar, por exemplo. O controle do lítio foi, portanto, de extrema importância para o desenvolvimento da bateria (*THE ROYAL SWEDISH ACADEMY OF SCIENCES*, 2019).

As baterias de íon-lítio apresentam muitas características que são adequadas para uso em aplicações fora da rede. Elas têm um ciclo de vida longo e não sofrem com a alta taxa de autodescarga e o efeito de memória das baterias de níquel-cádmio (NiCd) e hidreto metálico de níquel (NiMh). A eficiência de carregamento é excelente, de até 99% para alguns produtos químicos de lítio (*LIGHTING GLOBAL*, 2019, tradução nossa).

Ao contrário do ácido de chumbo selado (SLA) e do NiCd, as baterias de íon-lítio não contêm metais pesados tóxicos. Os sistemas de íon-lítio devem ser projetados corretamente para alcançar um bom desempenho e evitar sérios riscos de segurança que pode resultar de abuso da célula da bateria e operação inadequada. Sobrecarga, superaquecimento, curto-circuito ou

danos a uma bateria de íons de lítio carregada pode resultar em incêndio ou explosão (*LIGHTING GLOBAL*, 2019, tradução nossa).

#### 2.2.1.4.1 Composição

Todas as células da bateria têm terminais positivos e negativos, e esses são conectados a eletrodos internos (estruturas físico-químicas) que armazenam e liberam energia eletroquímica que é usada para acionar uma carga elétrica externa. As baterias de íons de lítio usam um processo conhecido como intercalação, no qual os íons<sup>4</sup> de lítio são incorporados à estrutura dos materiais do eletrodo. Dentro da célula, os íons de lítio se movem do eletrodo positivo para o negativo durante o carregamento e do eletrodo negativo para o positivo conforme a bateria é descarregada (*LIGHTING GLOBAL*, 2019, tradução nossa).

Os elétrons se movem através de um circuito externo na mesma direção que os íons de lítio, acionados por um carregador externo (durante o carregamento) ou pela energia química potencial armazenada (disponível para conduzir uma carga) quando a bateria está descarregando (*LIGHTING GLOBAL*, 2019, tradução nossa).

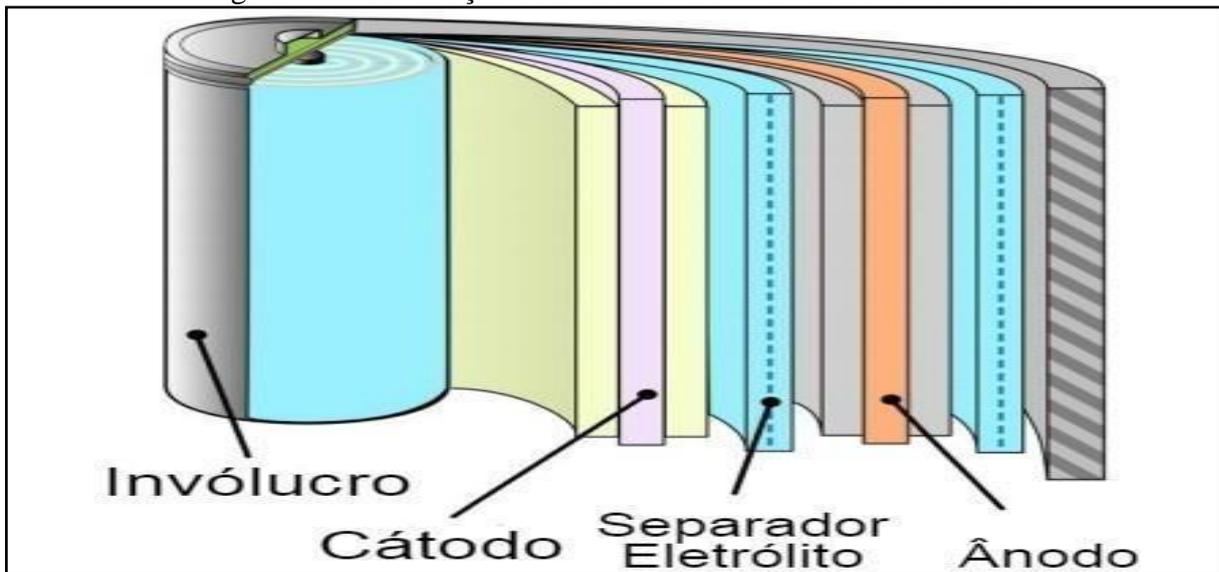
O termo "bateria de íon de lítio" se refere a uma família grande e diversa de diferentes químicas de bateria, fatores de forma, tamanhos e construções de células. Em um nível básico, todas as células da bateria de íon-lítio têm três camadas funcionais: o eletrodo positivo (cátodo), o eletrodo negativo (ânodo) e o separador. O separador é normalmente uma membrana polimérica saturada com um eletrólito líquido que permite o transporte de íons de lítio, mas evita o contato direto entre os eletrodos. Essas camadas finas são enroladas ou empilhadas para aumentar a área de superfície efetiva disponível para armazenamento de energia e, em seguida, embaladas em um compartimento (*LIGHTING GLOBAL*, 2019, tradução nossa).

As células cilíndricas de íons de lítio são feitas enrolando longas tiras de folha de cátodo, separador e folha de ânodo e inserindo em um invólucro de célula de aço inoxidável rígido ou alumínio. A lata é preenchida com eletrólito líquido, discos de segurança são inseridos na parte superior e os eletrodos são soldados aos terminais externos da bateria (neste caso, a parte superior e inferior da célula). Na Figura 12 é possível ver essa construção.

---

<sup>4</sup> Um íon de lítio é um átomo de lítio que foi despojado de um elétron, deixando para trás uma partícula carregada positivamente.

Figura 12 – Construção de uma bateria cilíndrica de Íon de Lítio



Fonte: adaptado de *Lighting Global* (2019, tradução nossa).

Como as baterias de íon de lítio são classificadas de acordo com a composição do eletrodo positivo, no Quadro 2 foram listados os tipos de materiais utilizados em sua composição.

Quadro 2 – Lista de materiais usados em baterias de Íon de Lítio

| Material  | Abreviação | Descrição  |
|---|------------|--|
| Óxido de lítio-cobalto $\text{LiCoO}_2$   | LCO        | Tipo comercial original; matérias-primas caras.  |
| Níquel cobalto alumínio $\text{LiNi}_0,8\text{Co}_0,15\text{Al}_0,05\text{O}_2$ | NCA        | Maior densidade de energia por massa unitária.   |
| Níquel manganês cobalto $\text{LiNi}_{1-x-y}\text{Mn}_x\text{Co}_y\text{O}_2$   | NMC NCM    | Mais seguro e menos caro do que LCO. Bom ciclo de vida. Tecnologia promissora.                               |
| Óxido de lítio manganês $\text{LiMn}_2\text{O}_4$                               | LMO        | Mais seguro e menos caro do que LCO, mas com ciclo de vida ruim.   |
| Fosfato de lítio e ferro $\text{LiFePO}_4$                                      | LFP        | Muito seguro, de alta potência, mas com menor densidade de energia. Melhor estabilidade em alta temperatura. |

Fonte: adaptado de *Lighting Global* (2019, tradução nossa).

- Baterias do tipo LCO:** a alta energia específica dessa bateria faz dela a escolha mais popular para telefones celulares, *notebooks* e câmeras digitais. A bateria consiste em um cátodo de óxido de lítio cobalto e um anodo de grafite. A desvantagem da bateria LCO é uma vida relativamente curta, baixa estabilidade térmica e capacidade de carga limitada. Tem como principais características a tensão nominal de 3,60V, faixa de operação típica de 3,0 a 4,2V/célula, energia específica (capacidade) de 150-

200Wh/kg, carga de 0,7 a 1 C até 4,20V. Uma corrente de carga acima de 1 C reduz a duração da bateria, tempo de carga típico de 3 horas e descarga de 1 C até 2,50V. Corrente de descarga acima de 1 C reduz a duração da bateria (MICHELINI, 2017).

- **Baterias do tipo NCA:** a bateria de óxido de lítio níquel cobalto alumínio ou NCA existe desde 1999 para aplicações especiais. Ela compartilha semelhanças com NMC, oferecendo alta energia específica, boa potência específica e uma longa vida útil. Menos vantajosos em relação a outros tipos de baterias Li-Íon são a segurança e o custo. Alta energia e densidades de potência, bem como boa vida útil, fazem da bateria NCA um candidato para aplicações em veículos elétricos. Tem como características uma tensão nominal de 3,60V com faixa de operação típica de 3,0- 4,2 V/célula e energia específica (capacidade) de 200-260Wh/kg (MICHELINI, 2017).
- **Baterias do tipo NMC:** um dos sistemas Li-Íon mais bem sucedidos é uma combinação de catodo de níquel-manganês-cobalto (NMC). Uma célula NMC otimizada para potência específica tem uma capacidade de apenas cerca de 2.000mWh, mas oferece uma corrente de descarga contínua de 20A. A bateria de Li-Íon de NMC tem bom desempenho geral e se destaca em energia específica. Esta bateria é a candidata preferida para o veículo elétrico e tem a taxa mais baixa de auto aquecimento. Tem como característica a carga de 0,7-1C até 4,20V, algumas baterias atingem 4,30 V, com tempo típico de carga 3 horas. A corrente de carga acima de 1 C reduz a duração da bateria (MICHELINI, 2017).
- **Baterias do tipo LMO:** em 1996, a Moli *Energy* comercializou uma célula Li-Íon com óxido de lítio manganês como material catódico. A arquitetura forma uma estrutura que melhora o fluxo de íons no eletrodo, o que resulta em menor resistência interna e capacidade de corrente melhorada. Uma vantagem adicional desta bateria é a elevada estabilidade térmica e maior segurança, mas o ciclo e a vida são limitados. A baixa resistência interna das células permite um carregamento rápido e alta corrente de descarga. Em alguns modelos, uma pequena quantidade de silício é adicionada ao anodo. Isso proporciona um aumento de capacidade de 25%. No entanto isto implica numa vida mais curta, já que o silício cresce e encolhe com carga e descarga, causando estresse mecânico. Tem uma tensão nominal de 3,70V (3,80 V), faixa de operação típica 3,0 a 4,2V/célula, energia específica (capacidade) de 100-150Wh/kg (MICHELINI, 2017).

- **Baterias do tipo LFP:** em 1996, a Universidade do Texas (e outros colaboradores) descobriram o fosfato como material catódico para baterias de lítio recarregáveis. A bateria de li-fosfato oferece bom desempenho eletroquímico com baixa resistência. Isto é possível com o material de catodo de fosfato de nano escala. Os principais benefícios são alta corrente nominal e longa vida útil, além de boa estabilidade térmica, maior segurança e tolerância se abusada. A bateria de li-fosfato é mais tolerante às condições de carga total e é menos estressada do que outros sistemas de Li-Íon se mantidos em alta tensão por um tempo prolongado. Em contrapartida, sua menor tensão nominal de 3,2V/célula reduz a energia específica abaixo da de Li-Íon à base de cobalto (MICHELINI, 2017).

#### 2.2.1.4.2 Carga e descarga

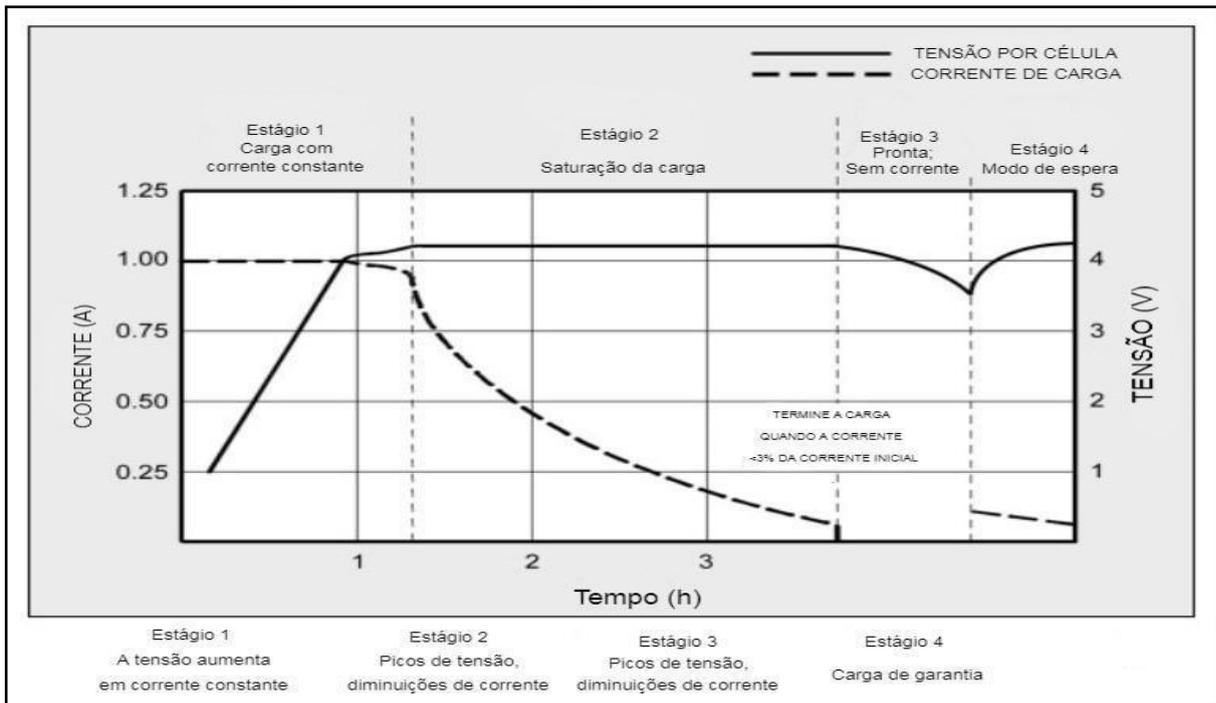
Segundo Michelini (2017) as baterias de Li-Íon são fáceis de carregar, porém devido às questões de segurança, o processo de carga acaba se tornando complicado, frequentemente necessitando circuitos de proteção e controle. O método básico é carregar a bateria em corrente constante, de 0,2C a 0,7C dependendo do fabricante, até que a bateria atinja 4,2V. Mantém-se a tensão de carga em 4,2V até que a corrente de carga caia para 10% do seu valor inicial. A bateria estará carregada quando houver essa queda para 10% na corrente de carregamento.

O carregador de baterias de Li-Íon é um dispositivo limitador de tensão similar ao carregador de baterias de chumbo-ácido. A diferença está em uma maior tensão por célula, uma tolerância de tensão menor e a ausência de carga de flutuação ou pulsante quando a carga completa é alcançada (MICHELINI, 2017).

Enquanto as baterias de chumbo-ácido oferecem alguma flexibilidade em termos de interrupção de tensão, fabricantes de células de Li-Íon são muito rígidos em ajustar a tensão correta. A maioria das células atuais de Li-Íon pode ser carregada a 4,20V. A tolerância para todas as baterias de Li-Íon é de aproximadamente +/- 0,05V por célula. Baterias de Li-Íon militares e industriais projetadas para máximo ciclo de vida usam um limiar de tensão de fim de carga em torno de 3,90V por célula (MICHELINI, 2017).

A Figura 13 mostra a tensão e a corrente de carga conforme o íon de lítio passa pelos estágios para corrente constante e carga máxima. A carga total é alcançada quando a corrente diminui para entre 3 e 5 por cento da classificação Ah.

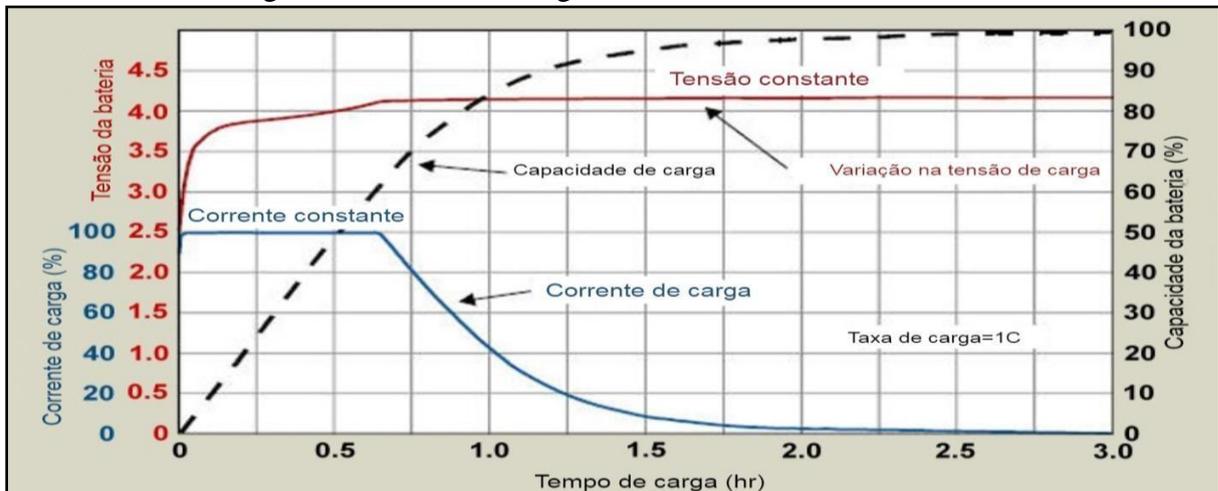
Figura 13 – Curva de carga das baterias de Íon de Lítio



Fonte: *Battery University* (2020).

Quando a bateria é carregada pela primeira vez, a tensão aumenta rapidamente. Esse comportamento pode ser comparado a levantar um peso com um elástico, causando um atraso. A capacidade acabará por se recuperar quando a bateria estiver quase totalmente carregada. Esta característica de carga é típica de todas as baterias. Quanto mais alta for a corrente de carga, maior será o efeito elástico. Baixas temperaturas ou carregar uma célula com alta resistência interna amplificam o efeito (*BATTERY UNIVERSITY*, 2020). Na Figura 14 é possível observar o efeito elástico.

Figura 14 – Curva de carga demonstrando o efeito elástico



Fonte: *Battery University* (2020).

### 2.2.2 Estruturas veiculares de baterias e suas configurações

As baterias são o principal diferencial entre os vários fabricantes de EV. A quantidade de energia armazenada na bateria determina o alcance do EV, considerado uma das principais limitações nas vendas de EV. Os consumidores tendem a se preocupar que um EV com um alcance de 80 a 250 milhas com uma única carga seja inconveniente para viagens longas devido ao tempo que leva para recarregar a bateria (COFFIN; HOROWITZ, 2018).

Os fabricantes investiram milhões para melhorar a disponibilidade e eficácia dos carregadores de EV e, como resultado, os mais rápidos de hoje não levam mais do que 15 minutos para recarregar um veículo. No entanto, muitos deles não estão disponíveis; a maioria dos usuários conecta seus veículos a “carregadores lentos”, que podem levar muito mais tempo. Os longos tempos de carregamento são provavelmente o motivo pelo qual a maioria dos EVs são carregados no trabalho ou em casa (COFFIN; HOROWITZ, 2018).

A evolução global de carros movidos a gasolina para carros elétricos faz com que as montadoras criem diferentes formas de configurações de suas baterias, pensando sempre nas relações entre autonomia, custo e estrutura de seus conjuntos.

Os modelos híbridos da *Toyota*, o Prius+ e o PriusV tem um conjunto de baterias de lítio interno. O conjunto da bateria consiste em 56 células de bateria de íon-lítio de baixa tensão (3,6 Volts) conectadas em série para produzir aproximadamente 201,6 Volts. Segundo a *Battery University* (2020), o modelo da *Toyota* tem uma autonomia de 18 km com o carro funcionando com sistema totalmente elétrico e uma capacidade de 4,4kWh. Sua corrente de carga é de aproximadamente 15A.

O modelo iMiEV da *Mitsubishi* é totalmente elétrico e também conta com um conjunto de baterias de íon-lítio, o pacote consiste em 22 módulos de células conectados em série totalizando uma tensão nominal de 330 V. Sua autonomia é de 128 km segundo a *Battery University* (2020), e tem uma capacidade de 16kWh. Sua corrente de carga é de aproximadamente 15A.

A fabricante BMW desenvolveu o modelo BMW i3, com um conjunto de 95 módulos conectados em série, fazendo com que o mesmo tenha uma tensão nominal de 352V já que cada célula tem uma tensão aproximada de 3,7V. O modelo da BMW tem uma capacidade de 42,2kWh com autonomia mínima de 260km. O tempo de carga e corrente necessária de carga são descritos na Tabela 1.

Tabela 1 – Características de carga BMW i3

|   |   |
|---|---|
| Tempo de carregamento (Para ir de 0 a 80% de carga) | <p>~ 45 min em estação de carregamento rápido (50 kW, CC)</p> <p>~ 3,1h em um carregador BMW i Wallbox (11 kW / 16 A / 380 V)</p> <p>~ 9,4h em um carregador BMW i Wallbox (3,7 kW / 16 A / 240 V)</p> <p>~ 15h em uma tomada doméstica (2,4 kW / 10 A / 240 V)</p> |
|---|---|

Fonte: adaptado de *BMW* (2018).

O sistema de bateria da Tesla Modelo S consiste em 16 módulos conectados em série, totalizando aproximadamente 345V. Esses módulos consistem em 444 células de baterias do modelo 18650<sup>5</sup> individuais com 6 conjuntos em série dentro de cada módulo onde cada conjunto tem 74 baterias 18650 em paralelo (*EVTV MONITOR CONTROLLER*, 2017, tradução nossa).

As células da bateria são provavelmente células *Panasonic* NCR18650BE ou equivalente com capacidade nominal de 3200 mAh e 3,6V. Essas células tem um cátodo de óxido de níquel cobalto-manganês e um ânodo de silício de grafite. Isso dá ao módulo uma capacidade de 237Ah (74 x 3,2 Ah) na tensão nominal de 3,6V para uma capacidade total de armazenamento de energia de 5115Wh e uma tensão nominal do módulo de 21,6 volts. Esses módulos são projetados para produzir até 1155 amperes de corrente por breves períodos (*EVTV MONITOR CONTROLLER*, 2017, tradução nossa).

Pensando em tamanho a fabricante Renault lançou o modelo *Twizy*, um carro compacto com capacidade de apenas um passageiro. Este modelo tem um *pack* de baterias que podem ser carregadas a 120V com uma capacidade de 6,1kWh e tempo de carga de 3,5 horas.

### 2.3 TOPOLOGIAS DE CARREGADORES DE BATERIA

Os carregadores veiculares são desenvolvidos em diversas topologias, sendo esses alocados internamente no veículo (*on-board*), sendo alimentado diretamente pela rede e fazendo as conversões internas no veículo ou externamente através de uma estação (*off-board*), onde toda a conversão da rede é feita na estação e então a tensão que entra no veículo vai direto ao banco de baterias. Os carregadores de bateria são projetados em duas formas, *on-board* e *off-board*, com opções de fluxo de energia unidirecional e bidirecional. As opções unidirecionais e bidirecionais são determinadas de acordo com o local de uso. A estrutura do circuito e o controle do carregador unidirecional são mais fáceis do que o bidirecional. Os

<sup>5</sup> Um padrão de sucesso é a célula cilíndrica 18650. Desenvolvidas no início da década de 1990 para íons de lítio, essas células são usadas em laptops, bicicletas elétricas e até veículos elétricos (Tesla). Os primeiros dois dígitos de 18650 designam o diâmetro em milímetros; os próximos três dígitos são o comprimento em décimos de milímetros. A célula 18650 tem 18 mm de diâmetro e 65,0 mm de comprimento (*BATTERY UNIVERSITY*, 2020).

carregadores bidirecionais têm uma estrutura que permite que a energia da bateria seja transferida para a rede quando o veículo não estiver em uso e a rede precisar dela. Os carregadores bidirecionais se tornarão uma grande parte da rede inteligente, o que muitas vezes não é tão comum hoje, mas se tornará inevitável no futuro (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

O carregador geralmente cria uma carga não linear no sistema de energia. Isso causa problemas como baixo fator de potência e distorção harmônica total excessiva na rede. Um carregador de bateria bem projetado visa não apenas carregar a bateria com alta eficiência, mas também atender aos padrões internacionais, como IEEE 1547 (Padrão para Interconexão e Interoperabilidade de Recursos de Energia Distribuída com Interfaces de Sistemas de Energia Elétrica Associados - *Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces*) (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

Os carregadores de bateria estão disponíveis em três níveis de potência diferentes de acordo com seus intervalos de potência e de acordo com os tempos de carregamento e áreas de uso (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa). Na Tabela 2 são apresentadas as especificações para cada nível de carregador.

Tabela 2 – Níveis de energia para carregadores de EV

| <b>Tipos de nível de energia</b> | <b>Nível 1</b>  | <b>Nível 2</b>          | <b>Nível 3</b>     |
|----------------------------------|-----------------|-------------------------|--------------------|
| Tensão da rede                   | 120Vac - 230Vac | 240 Vac - 400Vac        | 208-600 Vac ou Vdc |
| Faixa de potência                | $\leq 3,7$ kW   | 3,7 kW-22kW             | $> 50$ kW          |
| Tempo aproximado de carga        | 11-36 Horas     | 1-6 Horas               | 0,2-1 Hora         |
| Topologia do carregador          | <i>On-board</i> | <i>On-board</i>         | <i>Off-board</i>   |
| Tipo de fornecimento da rede     | Monofásico      | Monofásico ou Trifásico | Trifásico          |
| Tipo de carregamento             | Carga lenta     | Carga semirrápida       | Carga rápida       |

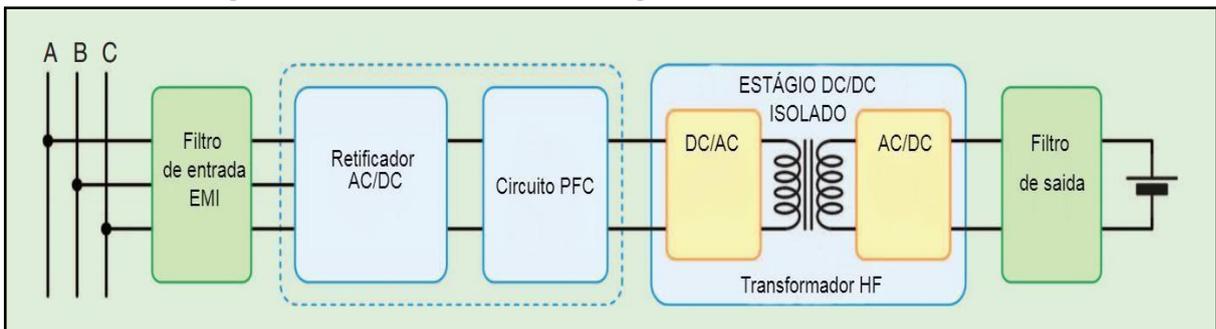
Fonte: adaptado de Turksoy, Teke e Yilmaz (2018, tradução nossa).

### 2.3.1 Estado da arte dos carregadores de EV

Os carregadores rápidos CC atuais têm dois estágios de conversão de energia: um estágio de retificação CA/CC trifásico que inclui correção do fator de potência (PFC) e um estágio CC/CC que fornece isolamento galvânico. Na Figura 15 é apresentado a estrutura de um carregador veicular atual. A retificação CA/CC e o estágio PFC converte a tensão CA de entrada trifásica em uma tensão CC intermediária e garante uma qualidade de energia aceitável no lado da rede (SRDIC; LUKIC, 2019).

O estágio CC/CC converte a tensão CC intermediária na tensão CC regulada exigida pelo veículo e fornece isolamento galvânico. O isolamento galvânico separa o veículo da rede e também permite que os estágios de saída do carregador sejam facilmente conectados em paralelo. Um carregador rápido CC convencional normalmente usa um retificador modulado por largura de pulso ativo (do inglês, PWM – *Pulse Width Modulation*) para implementar as funções de conversão e PFC (SRDIC; LUKIC, 2019).

Figura 15 – Estrutura de um carregador de EV usado atualmente



Fonte: adaptado de Srdic e Lukic (2019).

Este conversor de estágio único é preferido em níveis de potência mais altos por causa de sua alta confiabilidade e simplicidade. Padrões harmônicos rígidos são atendidos pela introdução de um filtro de entrada. O retificador PWM ativo é frequentemente baseado em módulos conversores usados em *drivers* de motor que normalmente são baseados em IGBT de condução reversa e operam em frequências de chaveamento não superiores a 10 kHz (SRDIC; LUKIC, 2019).

O conversor mais compacto e eficiente pode ser alcançado com *Mosfets* de potência de carboneto de silício (SiC), que têm perdas de potência totais substancialmente menores e operam em frequências de comutação de várias dezenas de quilohertz. O segundo estágio é um conversor CC/CC isolado, que fornece regulação CC e isolamento galvânico entre a rede e o EV. Como a bateria do veículo não está aterrada, o estágio do conversor CC/CC isolado mantém o isolamento da bateria do veículo e do lado secundário do conversor CC/CC (SRDIC; LUKIC, 2019).

O carregamento de baterias não é algo atual, já vem sendo feito a muito tempo. Os carros elétricos por sua vez estão ganhando espaço e necessitam de sistemas inteligentes de carregamento para sua bateria interna, mas além disso o fato de existirem redes elétricas inteligentes faz com que não só o carro possa receber carga da rede elétrica, mas também possa devolver a rede a carga excedente ou sem uso.

### 2.3.2 Conversor unidirecional e bidirecional

O carregador unidirecional é um conversor de energia com estrutura de controle simples que fornece energia da rede para a bateria em uma direção. Um carregador unidirecional é uma boa escolha porque reduz o equipamento, simplifica os problemas de interconexão e permite que a bateria dure mais. Os carregadores de bateria bidirecionais são conversores de energia que carregam a bateria da rede e transmitem essa energia para a rede quando a rede precisa dela (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

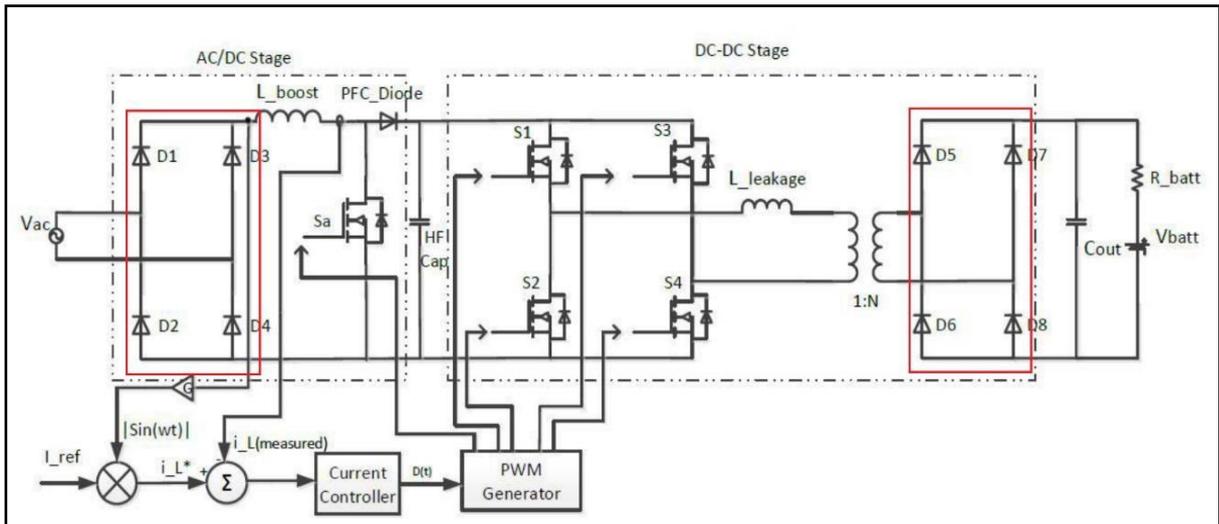
O carregador de bateria bidirecional garante maior flexibilidade para a rede devido ao controle da energia da bateria dos EVs para aumentar a sustentabilidade e confiabilidade da rede. Os carregadores de bateria de nível 1 e nível 2 são projetados como integrados. Carregadores EV de nível 1 oferecem carregamento lento e nesta topologia de carregador os EVs são conectados à rede por meio de tomadas domésticas instaladas em casa. O nível 2 é um nível de energia usado em áreas públicas e privadas. É conhecido como carregamento semirrápido (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

Do ano de 2018 até hoje, muitos pesquisadores estão se concentrando em carregadores de nível 2. O nível 3 é geralmente o nível de energia oferecido em estações de carregamento para fins comerciais. É também conhecido como carregamento rápido (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

Afim de auxiliar na compreensão sobre a diferença entre as topologias unidirecional e bidirecional, destacou-se nas Figuras 16 e 17, respectivamente, as chaves de comutação das etapas AC/CC e CC/CC do carregador. É possível notar que na Figura 16 o carregador unidirecional conta apenas com diodos retificadores sem a possibilidade de controle, fazendo com que a corrente flua somente no sentido da rede para o banco de baterias.

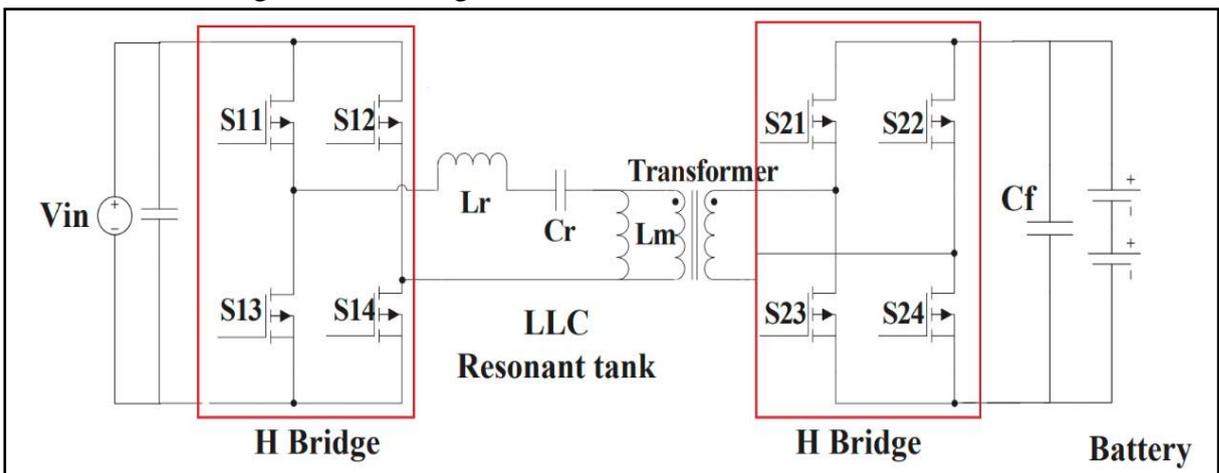
Na Figura 17 se tem a caracterização simples de um carregador bidirecional onde se tem a possibilidade de controle das chaves das etapas AC/CC e CC/CC fazendo com que a corrente do sistema flua da rede para a bateria e da bateria para a rede.

Figura 16 – Carregador unidirecional sem controle de chaves



Fonte: adaptado de Prasad, Namuduri e Kollmeyer (2015).

Figura 17 – Carregador bidirecional com controle de chaves



Fonte: adaptado de Liu *et al.* (2016).

### 2.3.3 Estágios de um carregador

Um carregador veicular assim como diversos outros tipos de carregadores é um conjunto de circuitos que individualmente têm objetivos diferentes, mas quando agrupados tem uma única finalidade que é a de carregar as baterias de forma segura, mantendo seus níveis corretos de tensão, corrente e temperatura. Para isso essa parte do trabalho tem como objetivo trazer as topologias individuais de cada circuito que compõem um carregador veicular a ser implementado, sendo elas o Filtro de entrada contra EMI<sup>6</sup>, conversor AC/CC com PFC para

<sup>6</sup> Segundo Hayes (2017) EMI é a interferência causada por uma perturbação eletromagnética que afeta o desempenho de um dispositivo. As fontes de EMI podem ser ambientais, como tempestades elétricas e radiação solar, mas geralmente será outro dispositivo eletrônico ou sistema elétrico.

correção do fator de potência, capacitor de *link* CC, e por fim o conversor CC/CC que fornece carga para a bateria, podendo ser um sistema isolado ou não isolado.

Cada uma dessas etapas será mostrada de forma qualitativa nesse capítulo. A determinação quantitativa e a determinação de componentes como indutores, capacitores e chaves de cada uma das etapas dos circuitos será feita no próximo capítulo onde será proposto um sistema baseado nos itens estudados nesta revisão bibliográfica.

### **2.3.4 Filtro de entrada EMI**

Segundo Barbi (2007), nas fontes chaveadas, as interferências por radiofrequência podem ser transmitidas por radiação direta ou por condução, através dos terminais de entrada e de saída. A radiação para o exterior pode ser reduzida, colocando-se a fonte dentro de uma caixa metálica, devidamente perfurada para permitir a evacuação de calor (blindagem). As interferências que são transmitidas pelos terminais são mais difíceis de serem suprimidas. A preocupação maior é com a interferência que a fonte produz nos terminais de entrada, que acabam se propagando para outros equipamentos, podendo provocar ruídos e mau funcionamento.

Os níveis de interferência que uma fonte chaveada pode gerar são estabelecidos por normas internacionais. Normalmente, se uma fonte produz nos terminais de entrada, para frequências superiores a 150kHz, um nível de interferência menor que + 54 dB/uV, ou 500 uV, ela é aceita em todos os países. Tais níveis são especificados para frequências menores que 30MHz (BARBI, 2007).

### **2.3.5 Conversor AC/CC PFC**

Os conversores de energia AC/CC, também conhecidos como retificadores, permitem obter corrente contínua de uma fonte de energia AC. Os retificadores são amplamente usados em aplicações como produtos eletrônicos de consumo, fontes de alimentação chaveadas, fontes de alimentação ininterruptas e sistemas de carregamento para veículos híbridos. Normalmente, os retificadores convencionais são confiáveis e fáceis de projetar. Esses retificadores são compostos por uma ponte completa de diodos e um capacitor (MEJÍA-RUIZ, MUÑOZ-GALEANO, LÓPEZ-LEZAMA, 2017, tradução nossa).

A carga do capacitor leva a picos de corrente na fonte e conseqüentemente, o uso de retificadores convencionais em sistemas de distribuição AC é responsável por incrementos no

THDi<sup>7</sup>, reduzindo o Fator de Potência (*FP*) e a eficiência das redes de distribuição. Um aumento do THDi nas redes de distribuição pode levar a maiores perdas de energia em cabos, transformadores e geradores. Além disso, um THDi alto pode causar a ampliação das correntes ressonantes, falhas nos dispositivos de proteção e degradação da forma de onda da tensão em linhas de grande impedância (MEJÍA-RUIZ, MUÑOZ-GALEANO, LÓPEZ-LEZAMA, 2017, tradução nossa).

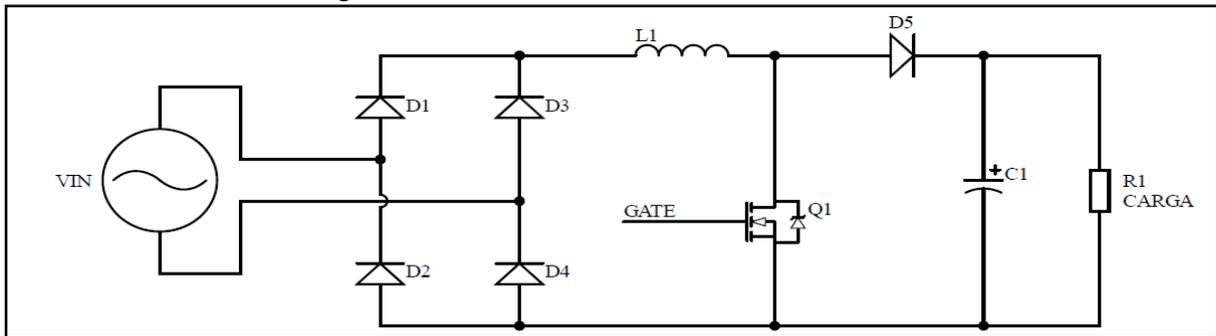
Uma variedade de topologias de circuito e métodos de controle foram desenvolvidos para carregadores de bateria. Na arquitetura de dois estágios, o estágio do PFC retifica a tensão AC de entrada e a transfere para um barramento CC intermediário regulado. Ao mesmo tempo, a correção do fator de potência é alcançada (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011, tradução nossa). A topologia de circuito *boost* operando em CCM (do inglês, *Continuous Conduction Mode* - Modo de condução contínua) é empregada para o estágio de PFC a fim de elevar o fator de potência da entrada do sistema.

**Conversor *Boost Convencional*:** neste conversor apresentado na Figura 18 a tensão de saída é sempre maior ou igual que a tensão de entrada, por isso também recebe o nome de *step up* ou *boost*. Como em seus terminais de saída a tensão é maior que a de entrada, sua corrente de saída é atenuada (OLIVEIRA; WEISS, 2020).

Além disso, à medida que o nível de potência aumenta, as perdas da ponte de diodo degradam significativamente a eficiência, portanto, lidar com a dissipação de calor em uma área limitada torna-se problemático. Devido a essas restrições, essa topologia é indicada para uma faixa de potência baixa, aproximadamente 1kW. Para níveis de potência maiores que 1kW, normalmente, é recomendado fazer o paralelo dos semicondutores a fim de fornecer maior potência de saída. O volume do indutor também se torna um problema de projeto em alta potência por causa das quedas de permeabilidade em cargas mais altas e calor associado com perdas de núcleo e cobre (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011, tradução nossa).

---

<sup>7</sup> Segundo a *Schneider Electric* (2020) a distorção harmônica total (corrente), ou THDi, de um sinal é uma medição da distorção harmônica presente e é definida como a razão da soma das potências de todos os componentes harmônicos à potência da frequência fundamental. THD é usado para caracterizar a linearidade dos sistemas de áudio e a qualidade da energia dos sistemas de energia elétrica.

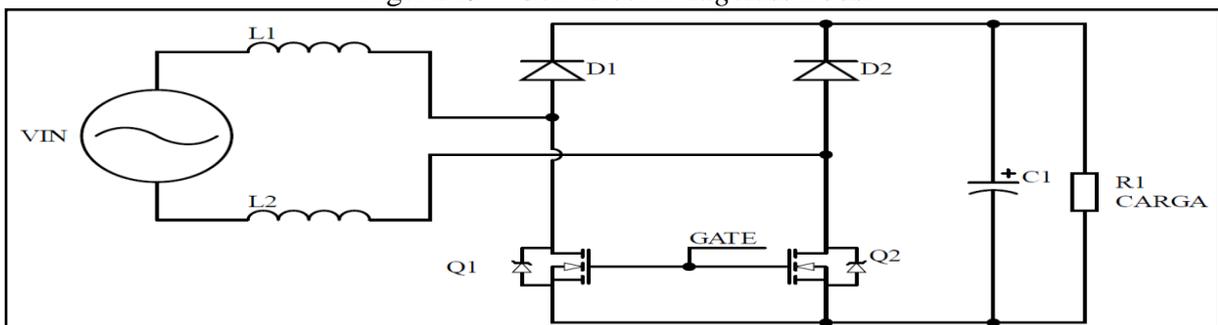
Figura 18 – Conversor *Boost* convencional

Fonte: adaptado de Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa).

**Conversor *Bridgeless Boost*:** o PFC *Bridgeless Boost* da Figura 19 é uma topologia de alta eficiência que omite a ponte retificadora, pois há apenas dois semicondutores em qualquer caminho de condução. Em cada circuito, o conversor *boost* é implementado substituindo-se um par de diodos da ponte retificadora por chaves e empregando um indutor do circuito *boost* no lado AC. A PFC *Bridgeless Boost*, são mais adequadas para aplicações de média a alta potência (JAISWAL; SINGH; TIWARI, 2012).

É uma solução atrativa para aplicações com potência de saída superiores a 1kW, onde densidade de potência e eficiência são importantes. O *Bridgeless Boost* resolve o problema de gerenciamento de temperatura na ponte retificadora de entrada, mas introduz aumento de EMI. Outra desvantagem desta topologia é a linha de entrada flutuante em relação ao aterramento do estágio PFC, o que torna impossível detectar a tensão de entrada sem um transformador de baixa frequência ou um opto-acoplador (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011, tradução nossa).

Também, para detectar a corrente de entrada, circuitos complexos são necessários para detectar a corrente no MOSFET e nos caminhos do diodo separadamente, uma vez que o caminho da corrente não compartilha o mesmo aterramento durante cada semiciclo (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011, tradução nossa).

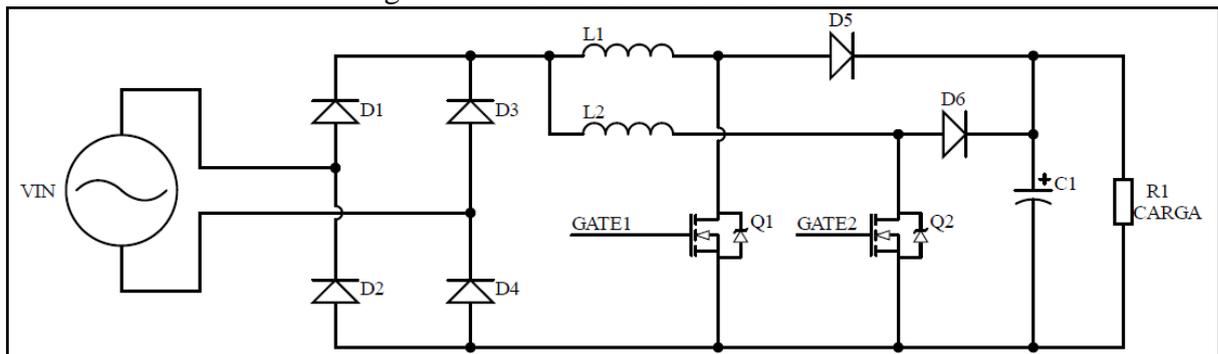
Figura 19 – Conversor *Bridgeless Boost*

Fonte: adaptado de Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa).

**Conversor *Interleaved Boost*:** o conversor *Interleaved Boost* apresentado na Figura 20 é simplesmente a junção de dois conversores *boost* em paralelo operando  $180^\circ$  fora de fase. A corrente de entrada é a soma das duas correntes em cada indutor. Como as correntes de ondulação dos indutores estão fora de fase, elas tendem a se cancelar e reduzir a corrente de ondulação de entrada causada pela ação de comutação do conversor *boost* (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011, tradução nossa).

O conversor *boost* intercalado tem a vantagem de colocar em paralelo os semicondutores. Além disso, ao comutar  $180^\circ$  fora de fase, ele dobra a frequência de comutação efetiva e introduz uma ondulação de corrente de entrada menor, de modo que o filtro EMI de entrada pode ser menor. Este conversor também reduziu a ondulação de alta frequência do capacitor de saída, mas ainda tem o problema de gerenciamento de temperatura para a ponte retificadora de entrada (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011, tradução nossa).

Figura 20 – Conversor *Interleaved Boost*



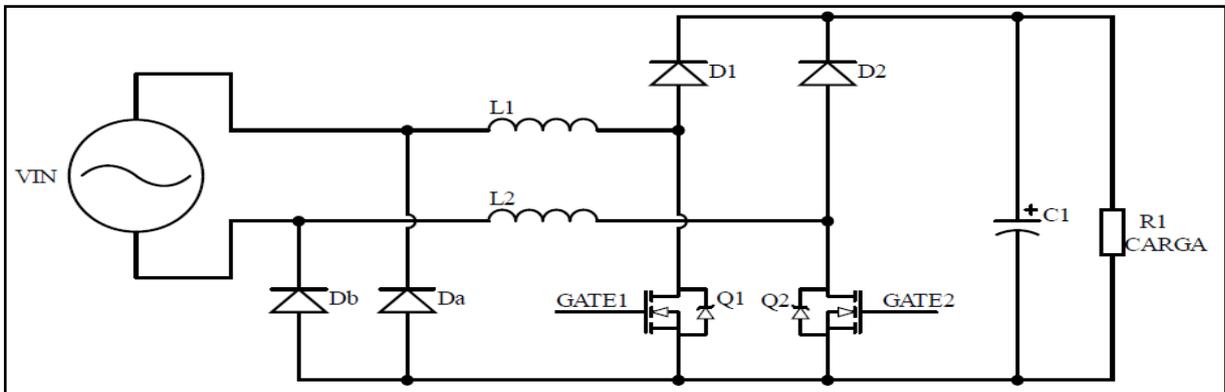
Fonte: adaptado de Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa).

**Conversor *Phase Shifted Semi-Bridgeless Boost*:** a topologia de *Phase shifted semi-bridgeless* mostrada na Figura 21 é proposta como uma solução para abordar os problemas descritos nas topologias de *boost* convencional, *boost* sem ponte e intercalada. Essa topologia apresenta alta eficiência em cargas leves e linhas de baixa tensão, o que é fundamental para minimizar o tamanho do carregador, o tempo de carregamento e consumo de energia. Também tem a vantagem do número de componentes, que reduz o custo do carregador e EMI reduzido. A topologia proposta introduz mais dois diodos lentos ( $D_a$  e  $D_b$ ) na configuração para ligar o aterramento do PFC à linha de entrada (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011, tradução nossa).

No entanto, nem sempre a corrente retorna por meio desses diodos, de modo que as perdas de condução associadas são baixas. Isso ocorre porque os indutores apresentam baixa impedância na frequência da linha, uma grande parte da corrente flui através dos diodos do

corpo intrínseco das chaves. Além disso, os sinais de disparo das chaves estão  $180^\circ$  fora de fase (MUSAVI; EBERLE; DUNFORD, 2011, tradução nossa).

Figura 21 – Conversor *Phase Shifted Semi-Bridgeless Boost*



Fonte: adaptado de Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa).

Em comparação com a topologia *boost* convencional, a principal diferença é que a topologia proposta elimina a ponte retificadora tradicional e usa as chaves Q1 e Q2 para substituir os dois diodos da ponte retificadora. A vantagem de usar diodos Da e Db é que a corrente de retorno da fonte de alimentação que passa por esses componentes produz perdas menores nos diodos Da e Db se comparada à corrente de retorno da fonte de alimentação que passa exclusivamente por Q1/Dq1 e L1 ou Q2/Dq2 e L2, onde as perdas por condução são maiores nestes componentes. Portanto, esta disposição permite um aumento da eficiência do conversor. Além disso, os sinais dos interruptores estão  $180^\circ$  defasados (FISCHER *et al.*, 2017).

### 2.3.6 Conversores CC-CC

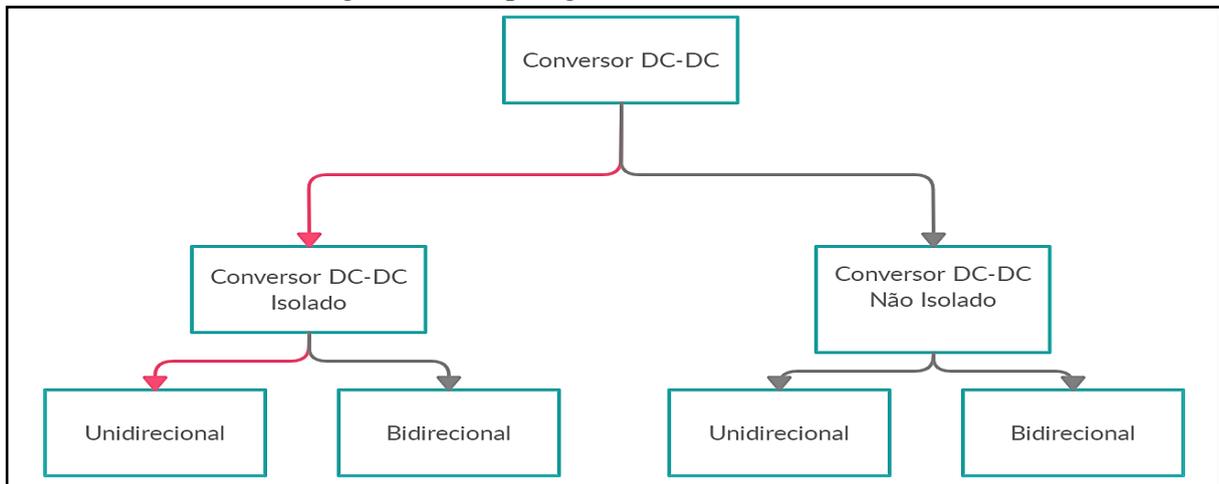
Após as etapas de filtragem de interferência eletromagnética (EMI) e conversão da tensão AC para CC se tem a conversão CC-CC do sistema. Os conversores CC-CC projetados para carregadores de EVs são divididos em dois grupos, que são os isolados e não isolados; esses dois grupos se dividem em outros subgrupos, que são conversor CC-CC unidirecional e bidirecional (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

Como comentado anteriormente, os circuitos não isolados não conseguem manter a segurança do sistema dado o fato de que se tem passagem de corrente entre a saída do sistema e a entrada, podendo expor o usuário a níveis de tensão da entrada AC. Com isso, a revisão dos conversores CC-CC não isolados será dispensada.

Outro fator determinante para a escolha dos conversores a serem abordados é a

existência de sistemas unidirecionais, e bidirecionais. Como a intenção desse trabalho não é o de estudar e nem projetar sistemas que devolvam energia a rede elétrica, o estudo será focado nos circuitos unidirecionais. A Figura 22 destaca as topologias dos conversores CC-CC a serem estudados.

Figura 22 – Topologias de conversores CC-CC

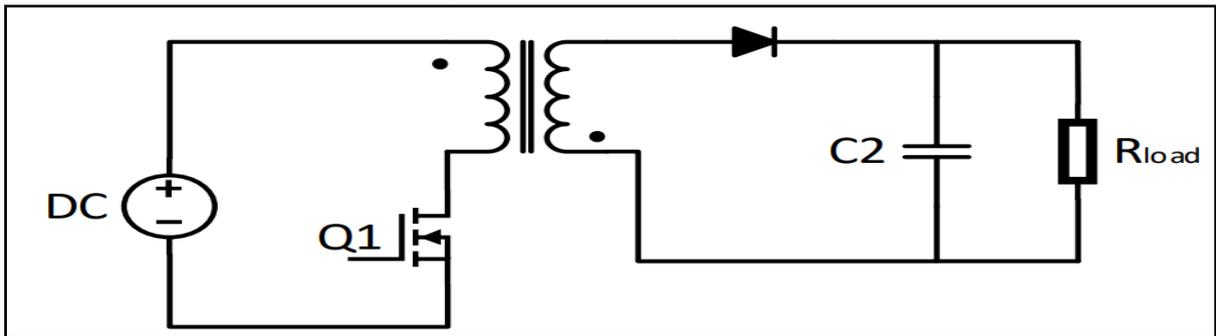


Fonte: adaptado de Turksroy, Teke e Yilmaz (2018, tradução nossa).

Os conversores CC-CC isolados são mais volumosos, há mais componentes ativos em comparação com os conversores não isolados, as perdas de chaveamento são maiores, e eles têm eficiência menores em aplicações de baixa potência. Mas os conversores CC-CC isolados têm maior eficiência em aplicações de alta potência. O transformador fornece proteção entre a carga e a fonte e também a relação de espiras do transformador facilita a regulação de tensão na carga (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

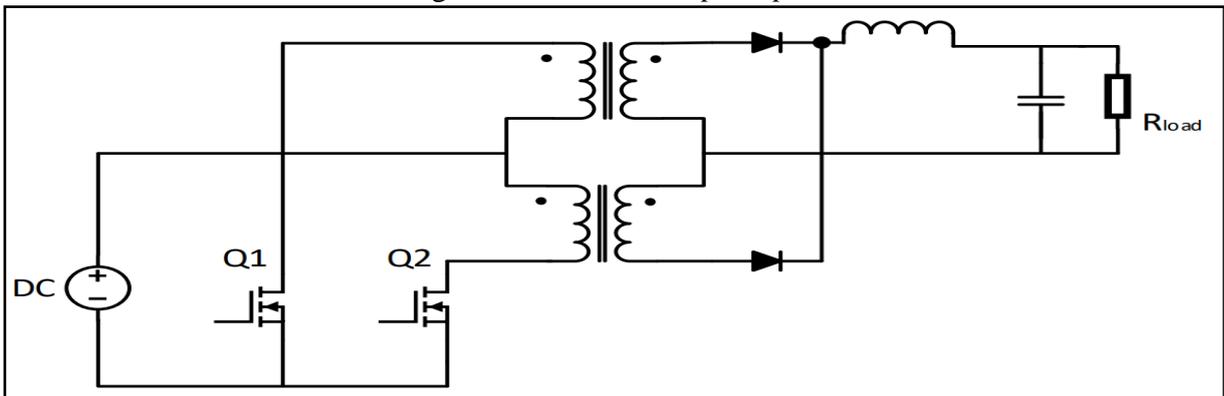
Conversores CC-CC unidirecionais são usados nos sistema de carga de veículo elétrico em que o retorno de energia para a rede não é implementado. As topologias mais comuns serão descritas abaixo.

**Conversor *flyback*:** a topologia *flyback* mostrada na Figura 23 tem uma estrutura simples e apresenta uma única chave. Além disso, essa topologia não requer um indutor de saída além do transformador. A topologia *flyback* tem algumas desvantagens, como má utilização do transformador e uso de capacitores extras, que são necessários tanto na entrada quanto na saída devido às altas ondulações de corrente (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

Figura 23 – Conversor *flyback*

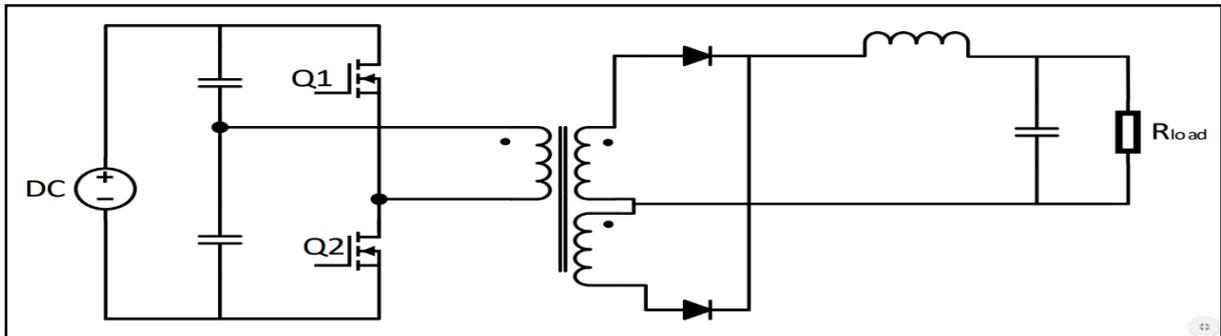
Fonte: adaptado de Turksoy, Teke e Yilmaz (2018, tradução nossa).

**Conversor *push-pull*:** a topologia *push-pull* mostrada na Figura 24 é uma solução atraente para aplicações onde a alta densidade de potência é desejada porque o núcleo do transformador é totalmente utilizável; no entanto, o estresse de tensão de pico das chaves primárias é elevado durante o estado desligado (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

Figura 24 – Conversor *push-pull*

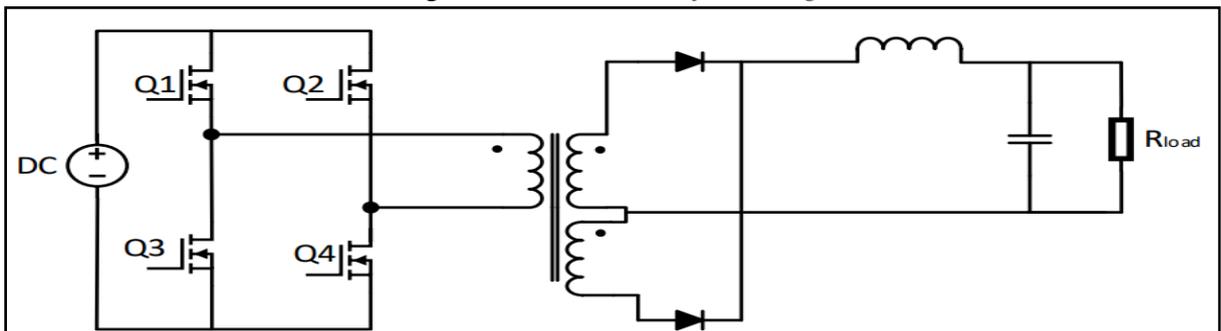
Fonte: adaptado de Turksoy, Teke e Yilmaz (2018, tradução nossa).

**Conversor *half-bridge*:** a configuração *half-bridge* precisa de apenas dois transistores em vez de quatro, porém as correntes que circulam pelas chaves são duas vezes maiores do que aquelas do circuito *full-bridge*. Em consequência, a configuração *half-bridge* encontra aplicação em níveis de potência mais baixos, para os quais transistores com corrente nominal suficiente estão prontamente disponíveis e onde a quantidade baixa de componentes é importante conforme Erickson (2000). Na Figura 25 é apresentado a topologia *half-bridge*.

Figura 25 – Conversor *half-bridge*

Fonte: adaptado de Turksoy, Teke e Yilmaz (2018, tradução nossa).

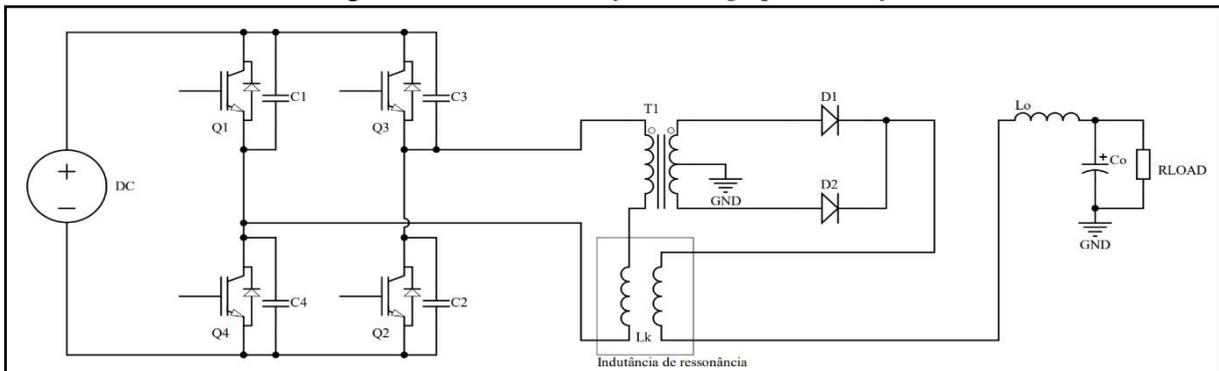
**Conversor *full-bridge*:** a topologia de *full-bridge* mostrada na Figura 26 é usada para aplicações de maior potência e com maior eficiência do que o conversor *half-bridge*. A desvantagem da topologia de *full-bridge* é uma maior quantidade de chaves no primário que tornam o controle mais complexo (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

Figura 26 – Conversor *full-bridge*

Fonte: adaptado de Turksoy, Teke e Yilmaz (2018, tradução nossa).

**Conversor *full-bridge phase shift*:** o conversor *full-bridge* com mudança de fase é apresentado na Figura 27. Esse conversor é útil para aplicações de alta tensão de entrada e alta potência. A metodologia de controle é diferente, se usa a transição de tensão zero no interruptor primário (do inglês, ZVT<sup>8</sup> - *Zero Voltage Transition*) que é benéfico em aplicações de alta tensão de entrada. A desvantagem desta topologia são as maiores perdas por condução na parte primária durante o tempo de giro livre (*freewheeling*) (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa).

<sup>8</sup> Segundo Hua, Leu e Lee (1992), ZVT é um método de comutação suave das chaves. Ao usar uma rede ressonante em paralelo com as chaves, os conversores propostos alcançam a comutação de tensão zero para ambas as chaves ativa e passiva, sem aumentar sua tensão e tensões de corrente.

Figura 27 – Conversor *full-bridge phase shift*

Fonte: adaptado de Turksoy, Teke e Yilmaz (2018, tradução nossa).

A Tabela 3 mostra as diferenças de demanda de potência, eficiência, número de componentes, estresse de tensão e custo para cada uma das topologias de conversores CC-CC mostradas até então, a fim de auxiliar na escolha da melhor topologia a ser definida no capítulo 3 deste trabalho.

Tabela 3 – Comparação entre conversores CC-CC

| Conversor CC-CC isolado unidirecional |                     |            |                       |                    |       |
|---------------------------------------|---------------------|------------|-----------------------|--------------------|-------|
| Tipo                                  | Demanda de potência | Eficiência | Número de componentes | Estresse de tensão | Custo |
| <i>Flyback</i>                        | Baixo (<500W)       | Alta       | 4                     | Alto               | Baixo |
| <i>Half Bridge</i>                    | Baixo (<1000W)      | Alta       | 7                     | Alto               | Médio |
| <i>Full Bridge</i>                    | Alto (>1000W)       | Média      | 8                     | Médio              | Alto  |
| <i>Push Pull</i>                      | Alto (>1000W)       | Média      | 9                     | Alto               | Alto  |
| <i>Full bridge phase shift</i>        | Alto (>1000W)       | Alta       | 10                    | Baixo              | Alto  |

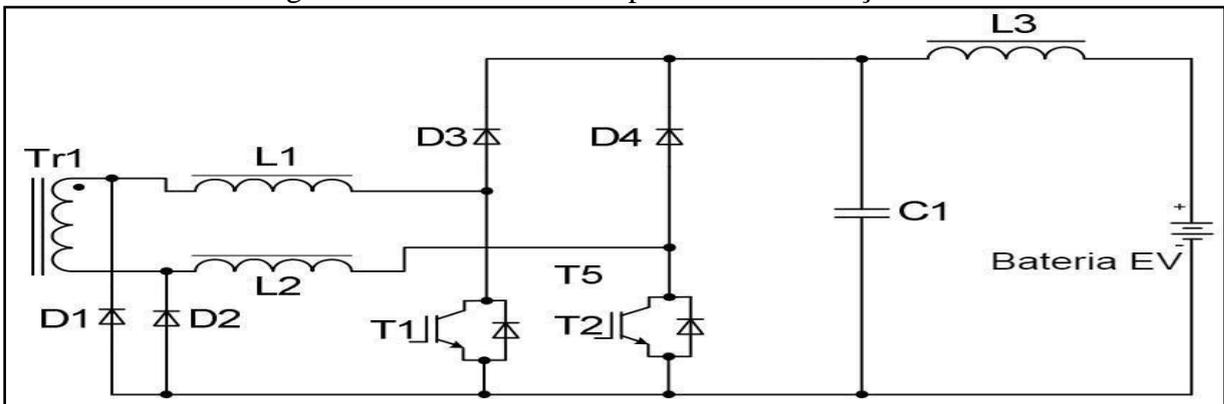
Fonte: adaptado de Turksoy, Teke e Yilmaz (2018, tradução nossa).

### 2.3.7 Circuitos de controle de corrente na saída

Como o sistema de carregamento de baterias deve manter a corrente constante na saída durante a carga das baterias, uma análise mais profunda do circuito a ser implementado no secundário do transformador dos conversores CC-CC mostrados na seção anterior (2.3.6 Conversores CC-CC) deve ser feita, a fim de obter-se o controle de corrente correto na saída do sistema. Para isso algumas topologias de circuitos para controle de corrente na saída serão apresentadas e posteriormente no Capítulo 3 uma delas será escolhida mantendo os critérios básicos como eficiência, complexidade no controle, número de semicondutores de potência, componentes magnéticos e etc.

**Phase-shifted semi bridgeless rectifier:** o retificador sem ponte com mudança de fase tem elevada eficiência em uma classificação de potência relativamente baixa ( $< 1\text{ kW}$ ) e baixa ondulação de corrente de saída. Sua eficiência é bastante reduzida em áreas de maior potência de saída, tornando esta topologia básica não indicada para carregadores rápidos de alta potência ( $> 20\text{ kW}$ ). Esta topologia é mais adequada para carregadores de bateria classe 1 unidirecionais de baixa potência (JALAKAS; ROASTO; VINNIKOV, 2012). O circuito do conversor é apresentado na Figura 28.

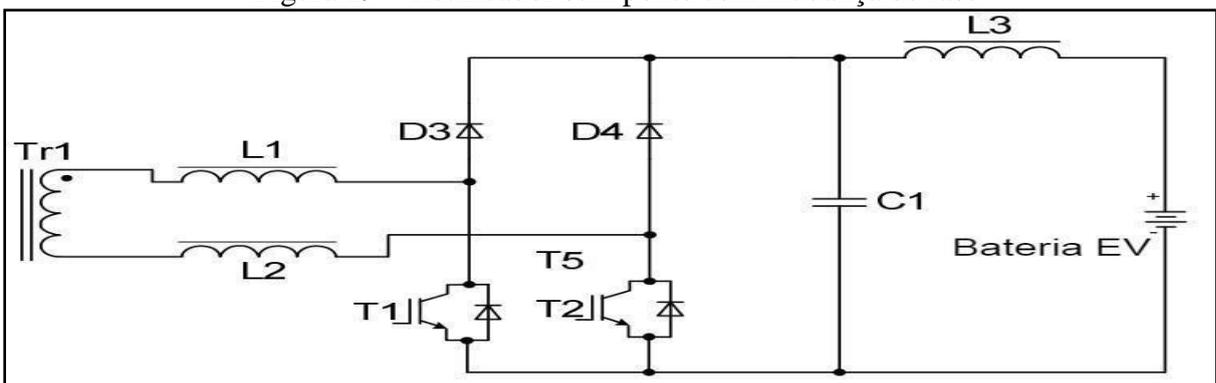
Figura 28 – Retificador sem ponte com mudança de fase



Fonte: adaptado de Jalakas, Roasto e Vinnikov (2012).

**Bridgeless rectifier:** a topologia do retificador sem ponte da Figura 29 é uma versão simplificada de um retificador sem ponte com mudança de fase (Figura 28), sem os dois diodos D1 e D2. A vantagem da topologia descrita é a ausência de um retificador separado e a capacidade de aumentar a tensão, se necessário. Embora mais simples no projeto, mais eficiente e com maior potência de saída, essa topologia tem a função de transferência não linear que torna a previsão exata da tensão de saída do carregador uma tarefa mais complexa (JALAKAS; ROASTO; VINNIKOV, 2012).

Figura 29 – Retificador sem ponte com mudança de fase



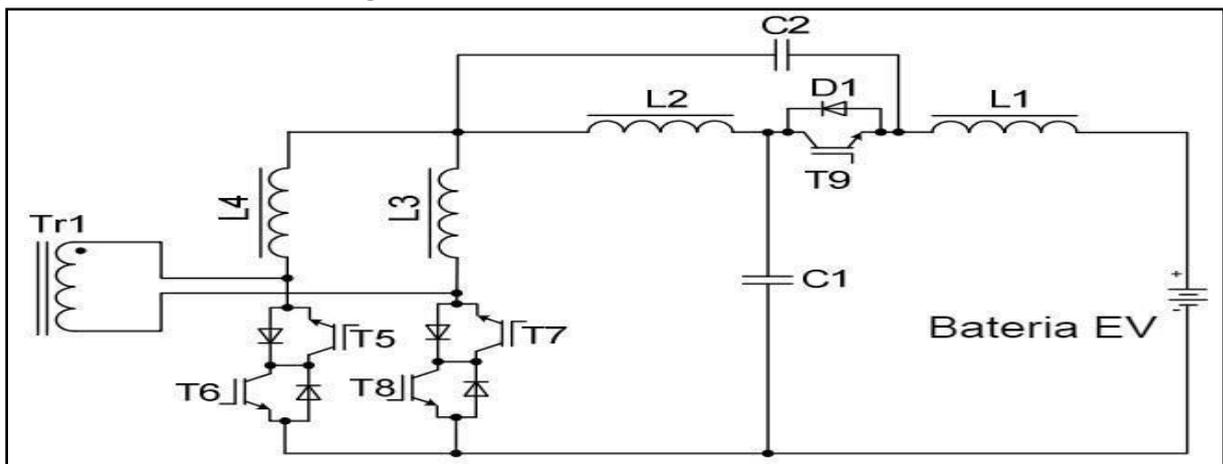
Fonte: adaptado de Jalakas, Roasto e Vinnikov (2012).

**Current doubler rectifier:** em carregadores de classe 3 de alta potência, uma topologia de retificador duplicador de corrente (CDR) pode ser usada. Os benefícios de usar um CDR em conversores de carregamento são os seguintes:

- Menor corrente secundária do transformador de isolamento;
- Redução da relação entre espiras primário e secundário;
- Tensão de saída reduzida e ondulação de corrente do conversor de carga devido à Capacidade de cancelamento de ondulação de CDR;
- Capacidade de carregamento de alta corrente aumentada.

O ciclo de trabalho do sinal de acionamento dos transistores CDR deve estar entre 50 a 100%, já que a tensão entre os indutores L1 e L2 pode aumentar a níveis maiores do que os suportados para elementos de chaveamento (JALAKAS; ROASTO; VINNIKOV, 2012). O circuito do retificador dobrador de corrente é apresentado na Figura 30.

Figura 30 – Retificador dobrador de corrente



Fonte: adaptado de Jalakas, Roasto e Vinnikov (2012).

Para habilitar o aumento de tensão, um transistor adicional T9 deve ser adicionado ao projeto (Figura 30), pois o curto-circuito simultâneo dos transistores T6 e T8 pode resultar em picos de alta tensão em L4 e L3.

## 2.4 NORMALIZAÇÃO

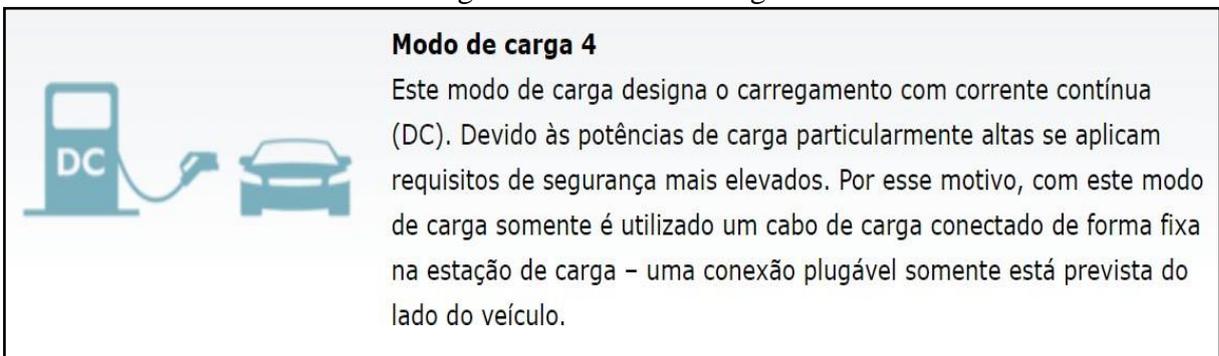
Os processos de carga são descritos detalhadamente nas normas IEC 61851 (Sistema de carregamento condutivo de veículo elétrico padrão – *Standard Electric Vehicle Conductive Charging System*) e IEC 62196 (plugues, tomadas, tomadas móveis para veículo elétrico e Plugues fixos de veículos elétricos. Recarga condutiva para veículos elétricos (*Plugs, sockets,*

*mobile plugs for electric vehicles and Fixed plugs for electric vehicles. Conductive charging for electric vehicles*). Assim, a IEC 61851 distingue um total de quatro modos de carga. Entre esses, os modos de carga 1 a 3 se referem ao carregamento AC, sendo o modo de carga 3 adicionalmente subdividido nos casos de carga A, B e C. O modo de carga 4 se refere ao carregamento CC (*PHOENIX CONTACT, 2020*).

O carregamento com corrente contínua permite a transferência de uma potência elevada em pouco tempo. Em comparação com o carregamento AC, aqui o transformador AC/CC está fixo na estação de carga. Além disso, os contatos e as bitolas do condutor têm um dimensionamento superior, permitindo transmitir uma potência de carga de até 250 kW. Por isso, geralmente o carregamento CC também é chamado carregamento rápido. Em combinação com uma refrigeração integrada, de forma normativa, podem ser atingidos até 400 kW. Neste caso, de carregamento ultrarrápido ou *High Power Charging*, abreviado HPC. Para o carregamento CC, os principais fabricantes de automóveis recomendam o *Combined Charging System*, abreviado CCS (*PHOENIX CONTACT, 2020*).

Nesse sentido, a norma SAE J1772 regula o carregamento CCS conforme o tipo 1 para a América do Norte, enquanto a norma IEC 62196-3 é a norma aplicável para o carregamento CCS conforme o tipo 2 na Europa. Para o mercado chinês ainda não se estabeleceu um padrão CCS correspondente – então se aplica o padrão GB/T 20234.3 para o carregamento CC (*PHOENIX CONTACT, 2020*). A Figura 31 apresenta o modo de carga 4 normatizado segundo os parâmetros exigidos para o carregador veicular com saída CC que é o foco de estudo deste trabalho.

Figura 31 – Modo de carga 4



Fonte: *Phoenix Contact (2020)*.

A respeito do aumento do fator de potência pelo circuito PFC a atual regulamentação brasileira do fator de potência estabelece que o mínimo fator de potência (FP) das unidades consumidoras alimentadas em baixa tensão é de 0,92 (ANEEL, 2017).

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), em seu documento “Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – *Prodist* módulo 8 – qualidade da energia elétrica”, de 24 de agosto de 2005 traz o seguinte texto: “a presença da energia e/ou potência reativas faz com que o transporte de potência ativa demande maior capacidade do sistema de transporte pelo qual ela flui”. Por este motivo, a responsabilidade de um cliente marginal nos investimentos destinados à expansão de rede será tanto maior quanto mais elevada for sua potência reativa ou, de modo equivalente, quanto menor for seu fator de potência (ANEEL, 2017).

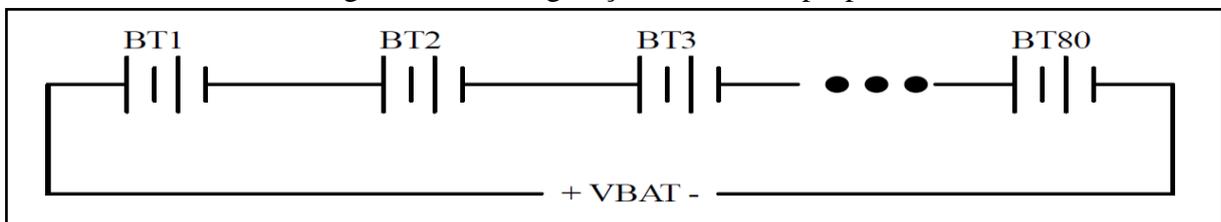
### 3 SISTEMA PROPOSTO

Para a determinação das topologias que iram compor o carregador de baterias a ser implementado, é necessário determinar antes os parâmetros do *pack* de baterias a ser estudado e implementado. Para esse estudo com base no referencial teórico do capítulo 2 se optou pela escolha de um *pack* de 80 baterias de lítio modelo NCR18650BE conectadas em série como mostra a Figura 32.

Os fatores que foram determinantes para a escolha das baterias de lítio para este trabalho e segundo Trindade (2006), fazem com que a escolha das baterias de lítio para este trabalho seja a mais ideal são:

- Densidade da energia elevada, potencial para capacidades ainda maiores;
- Autodescarga relativamente baixa, a autodescarga é menor do que a metade da NiCd e NiMh;
- Manutenção baixa, nenhuma descarga periódica é necessária, sem memória;
- Alta densidade de energia.

Figura 32 – Configuração de baterias proposta



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

As tensões mínimas ( $V_{BATmin}$ ) e máximas ( $V_{BATmax}$ ) do *pack* de baterias é determinada pelas equações (1) e (2) respectivamente, onde  $N_c$  é o número de células conectadas em série,  $V_{bmin}$  é a tensão mínima de uma célula e  $V_{bmax}$  é a tensão máxima de uma célula:

$$V_{BATmin} = N_c * V_{bmin} = 80 * 3,7V = 296V \quad (1)$$

$$V_{BATmax} = N_c * V_{bmax} = 80 * 4,2V = 336V \quad (2)$$

Os valores de tensões do conjunto de baterias proposto são aproximados do sistema como o modelo iMiEV da *Mitsubishi*, onde o pacote consiste em 22 módulos de células conectados em série totalizando uma tensão nominal de 330 V. Outra fabricante que justifica

os valores escolhidos é a *BMW* que desenvolveu o modelo *BMW i3*, com um conjunto de 95 módulos conectados em série, fazendo com que o mesmo tenha uma tensão nominal de 352 V.

A capacidade de fornecimento de corrente do *pack* de baterias depende da quantidade de módulos em paralelo (cada módulo é constituído por 80 células em série), será proposto o uso de 15 módulos em paralelo. Como o modelo NCR18650BE tem capacidade de fornecimento de 3200 mAh por célula a capacidade total do *pack* é descrita pela equação (3), onde  $CP$  é a capacidade total do módulo,  $Nm$  é o número de módulos, e  $Cm$  é a capacidade de fornecimento de corrente de cada módulo. Esse fator implica também na corrente de carga do carregador a ser implementado.

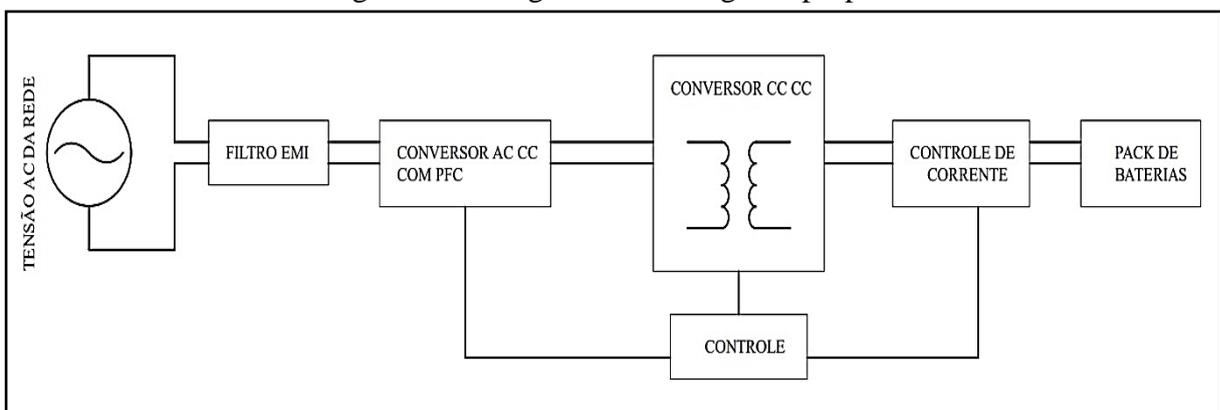
$$CP = Nm * Cm = 15 * 3200mAh = 48000mAh \quad (3)$$

### 3.1 PROJETO DO CARREGADOR

A Figura 33 ilustra o sistema de carregamento de baterias para veículos elétricos a ser implementado. A Tabela 4 apresenta os parâmetros do sistema que serão usados como base para o cálculo correto dos componentes para cada estágio do carregador. O carregador de baterias formado por diversas topologias de conversores pode ser interpretado por um sistema em cascata, onde a entrada do primeiro conversor será conectada a fonte de energia principal (monofásica), a saída do primeiro conversor será a alimentação do segundo e a saída do segundo conversor terá um controle de corrente próprio e terá o banco de baterias conectado a ele.

O sistema de controle de cada estágio será independente, ou seja, na Figura 33 é apresentado um único bloco de controle, porém para a implementação cada etapa terá seu método de controle, podendo ser análise por tensão de saída, corrente de saída ou ambos.

Figura 33 – Diagrama do carregador proposto



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

Tabela 4 – Dados do carregador

|                   |             |
|-------------------|-------------|
| Tensão de entrada | 110-245 Vac |
| Tensão de saída   | 336 Vdc     |
| Corrente de carga | 15 A        |
| Potência          | 5040 W      |
| Rendimento        | 90%         |

Fonte: elaborada pelo autor (2020).

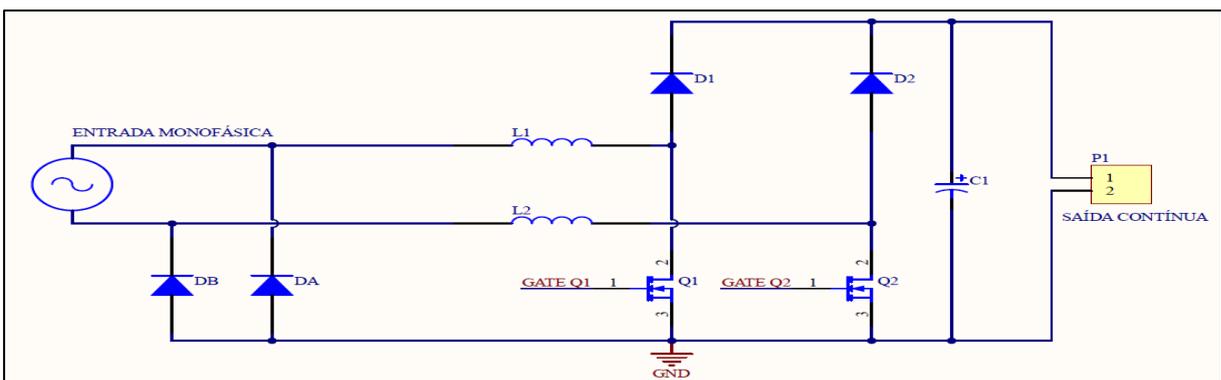
### 3.1.1 Determinação do circuito EMI

Devido os atributos e dificuldades impostos pela interferência eletromagnética descrita em 2.3.3, este trabalho não terá como foco o projeto de um sistema que reduza os parâmetros de interferência. A redução será proposta através da melhor determinação dos circuitos seguintes conforme o referencial teórico. A análise da redução de EMI também não será abordado. Com isso, a conexão da entrada AC será diretamente com o circuito de PFC descrito na próxima seção. Com isso, o projeto de circuitos para a redução de EMI poderá servir como objeto de estudos futuros.

### 3.1.2 Determinação do conversor AC/DC com PFC

De acordo com Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa), o **conversor *Boost Phase Shifted Semi-Bridgeless***: é uma topologia que apresenta alta eficiência tanto para cargas leves como cargas mais elevadas, além de apresentar baixa quantidade de componente e EMI reduzido, quando comparado com outras topologias de correção do fator de potência. O conversor é ideal para aplicações de carregamento residencial. O circuito do conversor *Boost Phase Shifted Semi-Bridgeless* a ser implementado é mostrado na Figura 34. As análises a seguir foram baseadas em Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa).

Figura 34 – Conversor *Boost Phase Shifted Semi-Bridgeless* a ser implementado

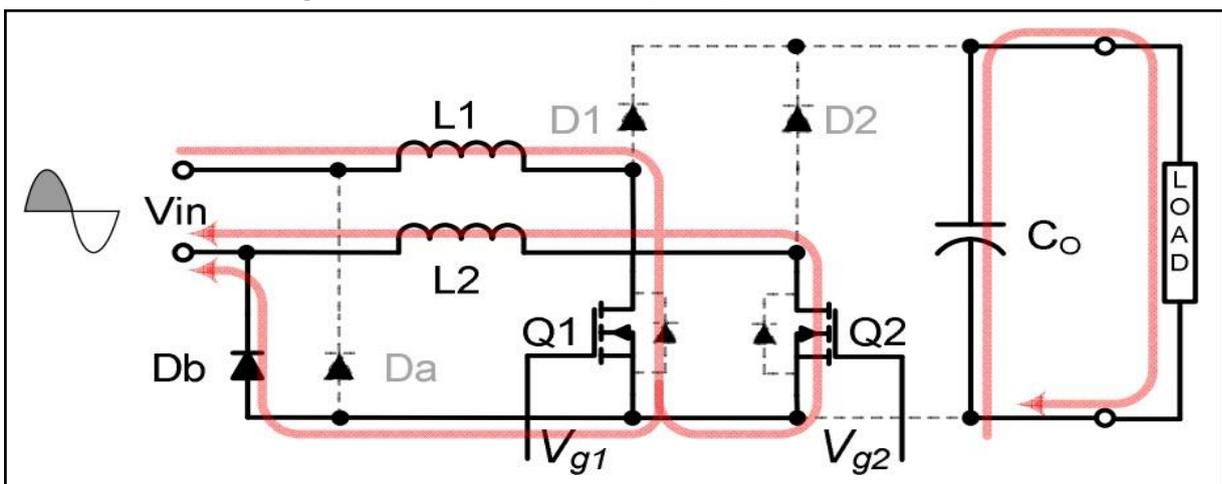


Fonte: elaborada pelo autor (2020).

**Análise qualitativa conversor *Phase Shifted Semi-Bridgeless Boost*:** para analisar a operação do circuito, a tensão de entrada foi separada em semiciclos positivos e negativos, conforme explicado nas subseções A e B a seguir. Além disso, a operação detalhada do circuito depende do ciclo de trabalho  $D$  (*duty cycle*). A análise de operação de meio ciclo positiva é fornecida para  $D > 0,5$  na subseção C.

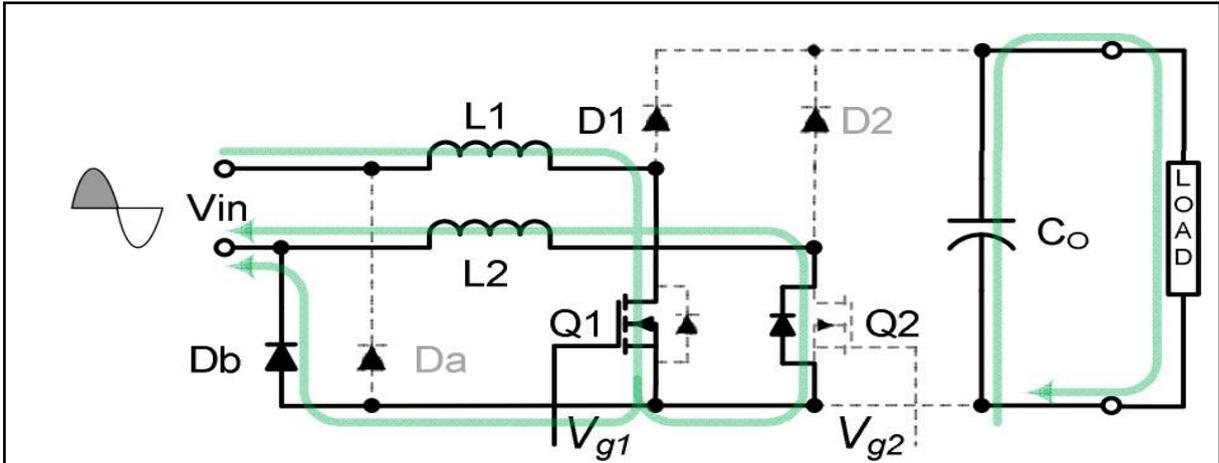
- a) **operação em semiciclo positivo:** quando a tensão de entrada CA é positiva, Q1 liga e a corrente flui por L1 e Q1 e continua por Q2 e depois L2, retornando à linha enquanto armazena energia em L1 e L2. Quando Q1 desliga, a energia armazenada em L1 e L2 é liberada conforme a corrente flui através de D1, através da carga e retorna dividida entre o diodo interno do *mosfet* Q2 e  $D_b$  de volta para a entrada.
- b) **operação em semiciclo negativo:** quando a tensão de entrada CA é negativa, Q2 liga e a corrente flui através de L2 e Q2 e continua através de Q1 e então L1, retornando para a linha enquanto armazena energia em L2 e L1. Quando Q2 desliga, a energia armazenada em L2 e L1 é liberada conforme a corrente flui através de D2, através da carga e retorna dividida entre o diodo interno de Q1 e  $D_a$  de volta para a entrada.
- c) **operação e análise detalhada de meio ciclo positivo:** para  $D > 0,5$ : A operação detalhada do conversor proposto depende do ciclo de trabalho. Os três circuitos de intervalo de operação exclusivos do conversor proposto são fornecidos na Figura 35 a Figura 37 para ciclos de trabalho maiores que 0,5 durante o meio-ciclo positivo.

Figura 35 – Intervalo 1 e 3: Q1 e Q2 estão LIGADOS



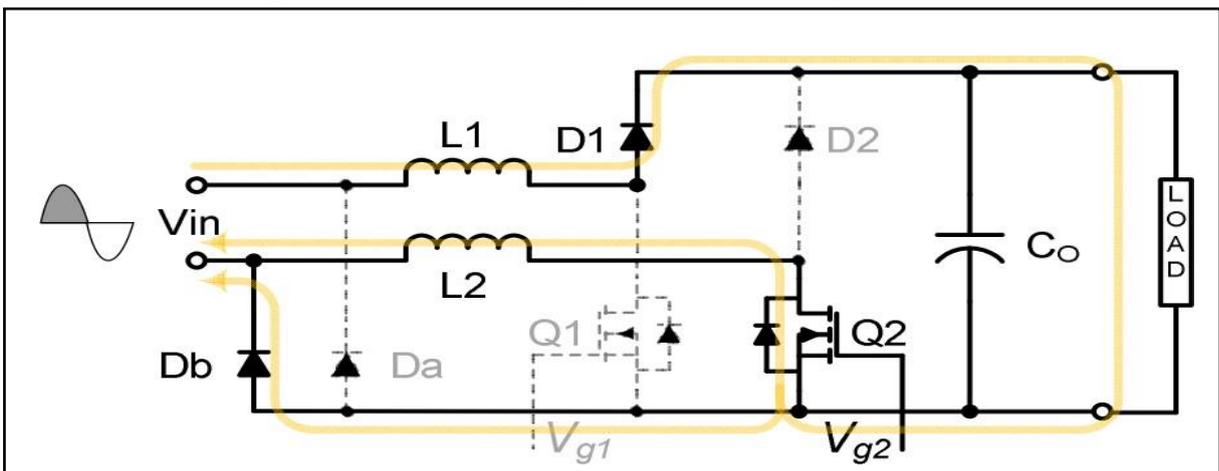
Fonte: adaptado de Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa).

Figura 36 – Intervalo 2: Q1 LIGADO, condução pelo diodo interno de Q2



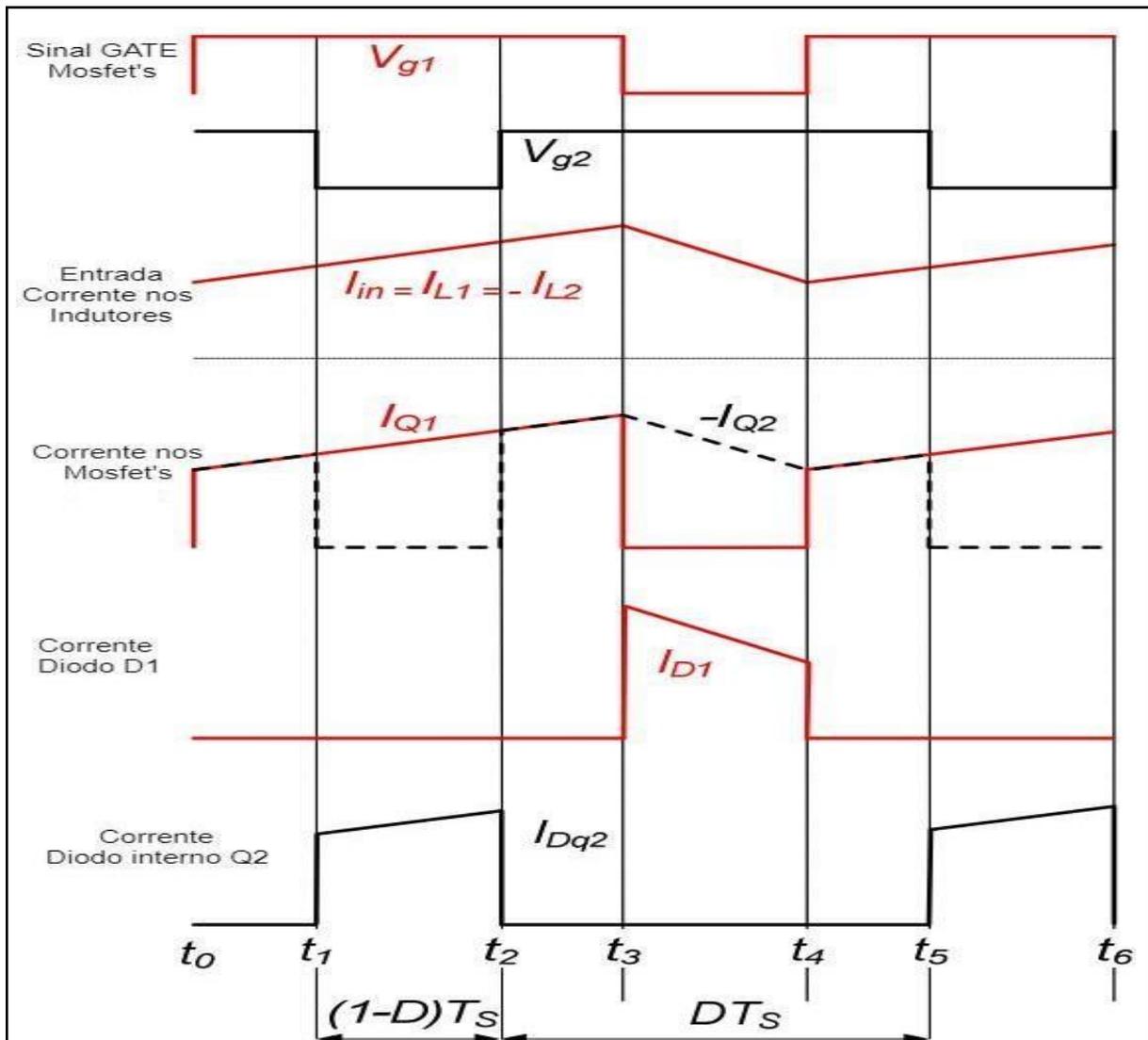
Fonte: adaptado de Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa).

Figura 37 – Intervalo 4: Q1 DESLIGADO e Q2 LIGADO



Fonte: adaptado de Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa).

As formas de onda do conversor proposto durante a operação de meio ciclo positivo com  $D > 0,5$  são mostradas na Figura 38. Além disso, é possível determinar a variação na corrente de entrada em cada um dos intervalos explicados a seguir.

Figura 38 – Formas de onda do conversor PFC para  $D > 0,5$ 

Fonte: adaptado de Musavi, Eberle e Dunford (2011, tradução nossa).

**Intervalo 1 [t0-t1]:** em t0, Q1 e Q2 estão ligados, conforme Figura 35. Durante esse intervalo, a corrente nos indutores em série L1 e L2 aumenta linearmente e armazena a energia nesses indutores. A energia armazenada em  $C_o$  fornece energia para a carga. As correntes de ondulação (*ripple*) em Q1 e Q2 são iguais às correntes nas indutâncias em série L1 e L2, onde o *ripple* de corrente é dado por:

$$\Delta I_{in} = \frac{1}{L_1 + L_2} * V_i * \left( D - \frac{1}{2} \right) * T_s \quad (4)$$

**Intervalo 2 [t1-t2]:** em t1, Q1 está ligado e Q2 está desligado, conforme Figura 36. Durante esse intervalo, a corrente nos indutores em série L1 e L2 continua a aumentar

linearmente e a armazenar a energia nesses indutores. A energia armazenada em  $C_o$  fornece a energia da carga. As correntes de ondulação em Q1 e o diodo interno de Q2 são as mesmas que a corrente nos indutores L1 e L2, onde o *ripple* de corrente é dado por:

$$\Delta I_{in} = \frac{1}{L1 + L2} * V_i * (1 - D) * T_s \quad (5)$$

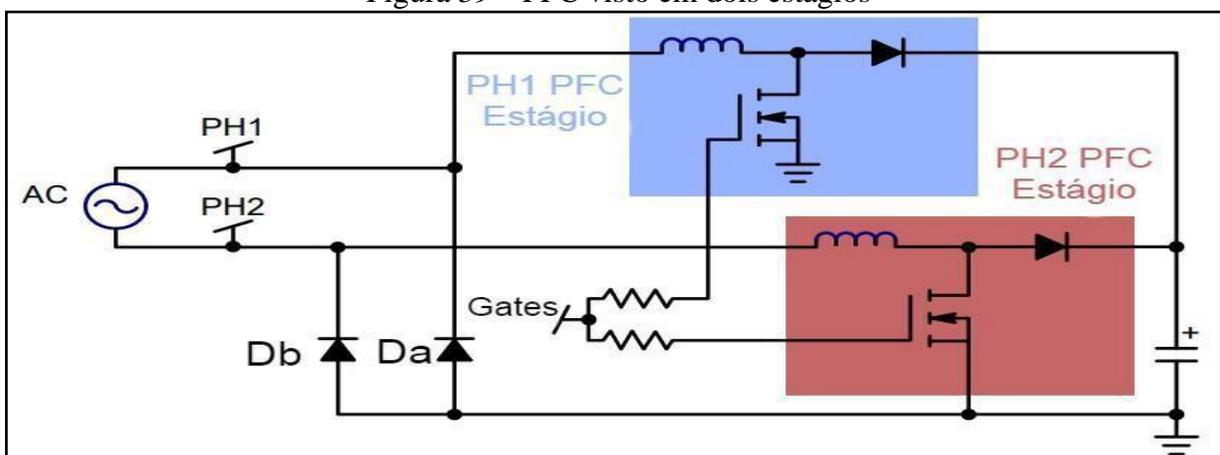
**Intervalo 3 [t2-t3]:** em t2, Q1 e Q2 estão ligados novamente, e o intervalo 1 é repetido. Durante este intervalo, a corrente nos indutores L1 e L2 aumenta linearmente e armazena a energia nesses indutores. As correntes de *ripple* em Q1 e Q2 são iguais às correntes de *ripple* nos indutores L1 e L2, conforme equação (4).

**Intervalo 4 [t3-t4]:** em t3, Q1 está desligado e Q2 está ligado, como mostrado na Figura 37. Durante este intervalo, a energia armazenada em L1 e L2 é liberada para a saída através de L1, D1, Q2 e L2. As correntes de *ripple* em D1 e Q2 são as mesmas que as correntes de *ripple* em L1 e L2, definidas por:

$$\Delta I_{in} = \frac{1}{L1 + L2} * (V_i - V_o) * (1 - D) * T_s \quad (6)$$

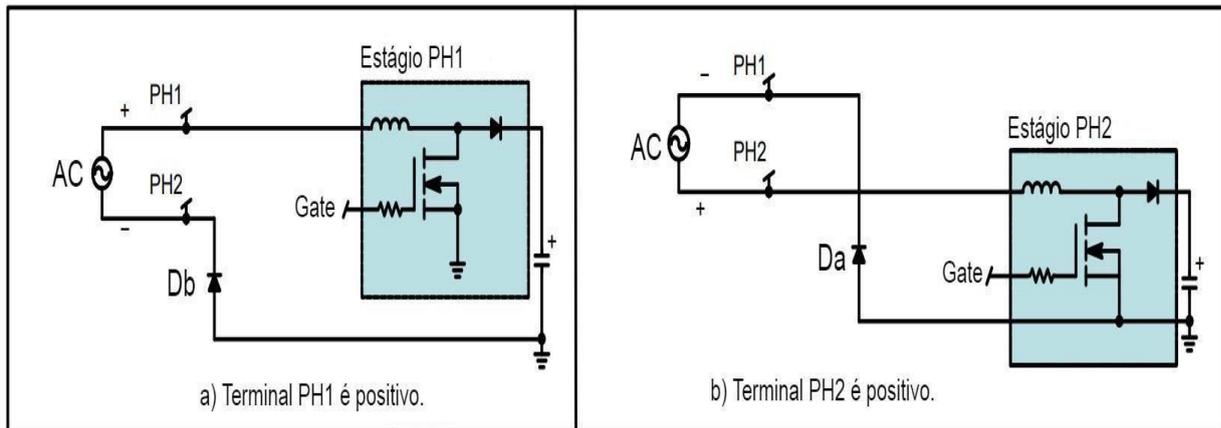
De acordo com *Onsemiconductor* (2014) o aterramento do circuito PFC é conectado à linha pelos diodos Da e Db e cada terminal alimenta um estágio do PFC. Portanto, a solução pode ser vista como PFC bifásico, onde os dois ramos operam em paralelo, conforme Figura 39 e 40 respectivamente.

Figura 39 – PFC visto em dois estágios



Fonte: adaptado de *Onsemiconductor* (2014).

Figura 40 – PFC separado em semiciclos



Fonte: adaptado de *Onsemiconductor* (2014).

Para o semiciclo positivo quando o terminal “PH1” da linha está positivo, o diodo *Da* está desligado e o *Db* conecta o aterramento do PFC ao terminal negativo da linha “PH2”. No estágio “PH2” o diodo *D2* aterra a entrada do ramal que, portanto, fica inativa e o “estágio PH1 PFC” processa a potência. Para o segundo semiciclo negativo quando “PH2” é positivo, o ramal “estágio PH2 PFC” está operando e “estágio PH1 PFC” que não tem tensão de entrada, está inativo.

Análise quantitativa do conversor *Phase Shifted Semi-Bridgeless Boost*. A fim de auxiliar na determinação dos componentes do conversor PFC a Tabela 5 mostra os parâmetros do sistema.

Tabela 5 – Parâmetros para o conversor PFC

(continua)

| Parâmetro                                       | Valor   | Especificação   |
|---|---------|---|
| Tensão de entrada mínima ( $V_{acLL}$ )         | 99 Vac  | 10-12% abaixo da tensão mínima típica (110 Vac)   |
| Tensão de entrada máxima ( $V_{acHL}$ )         | 264 Vac | 10% acima da tensão máxima típica (240 Vac)   |
| Frequência da linha ( <i>fline</i> )            | 60 Hz   | Padrão brasileiro   |
| Tensão de saída ( $V_{out}$ )                   | 385 V   | Deve ser maior do que $v_2 * V_{acHL}$  |
| Máxima tensão de saída ( $V_{out(max)}$ )       | 420 V   | Este valor é geralmente 7-10% acima do valor $V_{out}$  |
| Potência de saída máxima ( $P_{out}$ )          | 5305 W  | Potência de saída especificada para o estágio PFC. É importante levar em consideração a eficiência do estágio subsequente |
| Frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ )          | 100 kHz | Auxilia na determinação do tamanho dos indutores.   |
| Ripple na tensão de saída ( $V_{ripple(p-p)}$ ) | 15 V    | Porcentagem da tensão de saída, $\pm 5\%$   |

(conclusão)

| Parâmetro                           | Valor | Especificação  |
|-------------------------------------|-------|--|
| Tempo de espera ( <i>thold-up</i> ) | 16 ms | Este parâmetro especifica a quantidade de tempo que a saída permanecerá válida durante a queda de linha.   |
| Eficiência estimada (n)             | 95%   | Este parâmetro é uma estimativa inicial que é usada para dimensionar os componentes. Alto nível de precisão não é necessário para o procedimento de projeto. |

Fonte: elaborada pelo autor (2020).

Cada ramal do circuito PFC na Figura 40 é projetado para conduzir a metade da potência total. Portanto, o projeto dos componentes (MOSFET, Indutor e Diodos) segue a mesma metodologia descrita a seguir. No entanto, o fato de cada ramal estar ativo por apenas um ciclo de meia linha melhora a distribuição do aquecimento. Além disso, com a corrente eficaz sendo reduzida à metade em cada ramal, os componentes de energia não requerem uma especificação tão elevada quando comparada com as demandas de um PFC convencional.

Serão apresentados 5 passos para a determinação dos principais componentes que envolvem o circuito de PFC e suas equações são de *Onsemiconductor* (2014).

**Passo 1 - Projeto dos Indutores:** o valor de corrente máxima nos indutores é definido pela equação (7):

$$I_{L1,L2\ pk(max)} = \frac{\sqrt{2} * P_{out}}{\eta * 2 * V_{acLL}} = \frac{\sqrt{2} * 5305}{0,95 * 2 * 99} = 39,88\ A \quad (7)$$

Da mesma forma, ignorando a contribuição da ondulação p-p (que pode contribuir com menos de 10% para o valor rms), a corrente eficaz no indutor é dada pela equação (8):

$$I_{L1,L2\ rms} = \frac{P_{out}}{\eta * 2 * V_{acLL}} = \frac{5305}{0,95 * 2 * 99} = 28,20\ A \quad (8)$$

Segundo a *Onsemiconductor* (2014) não há equação de valor mínimo ou máximo de indutância para o PFC, já que ele estará operando em CCM (exceto que, para manter a operação CCM, a ondulação deve ser inferior a 100% p-p). O valor de indutância  $L$  ( $L1$  e  $L2$ ) é determinado pela equação (9):

$$L = \frac{VacLL^2}{2 * I\% * f_{sw} * P_{out} * \eta} * \left( 1 - \left( \frac{\sqrt{2} * VacLL}{V_{out}} \right) \right) \quad (9)$$

Onde I%: proporção da corrente de ondulação pk-pk permitida para a corrente de pico no indutor (25-45% típico).

$$L = \frac{99^2}{2 * 0,25 * 100k * 5305 * 0,95} * \left( 1 - \left( \frac{\sqrt{2} * 99}{385} \right) \right) = 24,75 \mu H$$

**Passo 2 - Projeto dos Mosfets:** o MOSFET é selecionado com base no estresse de tensão de pico ( $V_{out} (max) + \text{margem}$ ) e estresse de corrente eficaz, determinado pela equação (10):

$$I_{M(rms)} = \frac{P_{out}}{\eta * VacLL} * \sqrt{\left( 1 - \frac{8 * \sqrt{2} * VacLL}{3 * \pi * V_{out}} \right)} \quad (10)$$

$$I_{M(rms)} = \frac{5305}{0,95 * 99} * \sqrt{\left( 1 - \frac{8 * \sqrt{2} * 99}{3 * \pi * 385} \right)} = 46,89 A$$

Considerando uma margem de 20% se  $V_{out} (max) + \text{margem} = 420 + (420 * 1,2) = 504$  V para VDS (Tensão dreno-source). Selecionando o modelo C3M0015065D da *Wolf speed* que tem um  $R_{ds On} (Max) = 15$  mOhm se terá perdas por condução (segundo a Fairchild (2000), pode-se assumir que  $R_{ds On}$  aumenta em 80% devido à efeitos de temperatura) determinadas pela equação (11):

$$P_{cond} = I_{M(rms)}^2 * R_{dsOn} * 80\% = 46,89^2 * 15 * 10^{-3} * 1,8 = 59,36 W \quad (11)$$

**Passo 3 - Projeto dos diodos de saída:** a escolha do diodo de saída D1 e D2 da Figura 22 é mais crítica nas aplicações CCM. Como mencionado antes, a corrente do diodo em seu desligamento não é zero, ao contrário da aplicação CrM. Como resultado, há um fenômeno significativo de recuperação reversa que leva à dissipação no diodo e no FET. Uma opção é usar retificadores avançados, como diodos SiC (*ON SEMICONDUCTOR*, 2013).

A corrente média do diodo é igual à corrente de saída, descrita pela equação 12. Portanto, as perdas por condução do diodo são descritas pela equação 13. A corrente de pico vista pelo diodo será a mesma que a corrente de pico do indutor (79,77 A).

$$I_d = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{5305}{385} = 13,77 \text{ A} \quad (12)$$

Considerando o modelo STPSC15H12D da STMicroelectronics que tem  $V_f = 1,5\text{V}$ .

$$P_d = I_d * V_f = 13,77\text{A} * 1,5\text{v} = 20,66\text{W} \quad (13)$$

**Passo 4 - Projeto do capacitor de saída:** o capacitor de saída é projetado considerando 3 fatores: *ripple* da tensão de saída, *ripple* da corrente de saída e o tempo de espera. O *ripple* da tensão de saída é dado pela equação (14):

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{P_{out}}{2 * \pi * f_{line} * C_{out} * V_{out}} \quad (14)$$

A corrente rms do capacitor é dada pela equação 15 (assumindo uma carga resistiva):

$$I_{Cout(rms)} = \sqrt{\frac{32 * \sqrt{2} * P_{out}^2}{9 * \pi * V_{acLL} * V_{out} * \eta^2} - \left(\frac{P_{out}}{V_{out}}\right)^2} \quad (15)$$

$$I_{Cout(rms)} = \sqrt{\frac{32 * \sqrt{2} * 5305^2}{9 * \pi * 99 * 385 * 0,95^2} - \left(\frac{5305}{385}\right)^2} = 75,77\text{A}$$

No entanto, o tamanho e o valor do capacitor são determinados pelo tempo de espera que é dado pela equação (16), onde  $V_{min}$  é a  $V_{out}$  ( $V_{ripple}$  (p-p)/2):

$$C_{out} = \frac{2 * P_{out} * t_{hold-up}}{(V_{out}^2 - V_{min}^2)} = \frac{2 * 5305 * 0,016}{(385^2 - 377,5^2)} = 29684,8 \mu\text{F} \quad (16)$$

O valor comercial próximo é de  $30000 \mu\text{F}$ . Com esse valor o *ripple* de tensão na saída fica:

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{P_{out}}{2 * \pi * f_{line} * C_{out} * V_{out}} = \frac{5305}{2 * \pi * 60 * 0,03 * 385} = 1,22V \quad (17)$$

E o tempo de espera alterado pelo valor do capacitor comercial:

$$t_{hold-up} = \frac{(V_{out}^2 - V_{min}^2) * C_{out}}{2 * P_{out}} = \frac{(385^2 - 377,5^2) * 0,03}{2 * 5305} = 16,09ms \quad (18)$$

**Passo 5 - Projeto dos diodos da Db:** como apresentado anteriormente, a corrente em diversos momentos do processo de chaveamento, flui dos indutores L1 e L2 e é dividida entre os diodos internos do *mosfet* Q1 e Da ou entre os diodos internos do *mosfet* Q2 e DB. Com isso será usada a especificação de corrente dos indutores para a escolha de Da e Db.  $I_{L1,L2 rms} = 56,4$  A. Determinados os valores de cada um dos componentes do circuito de conversão AC DC com PFC, o circuito final deste estágio do carregador é apresentado na Tabela 6.

Tabela 6 – Componentes determinados para circuito PFC

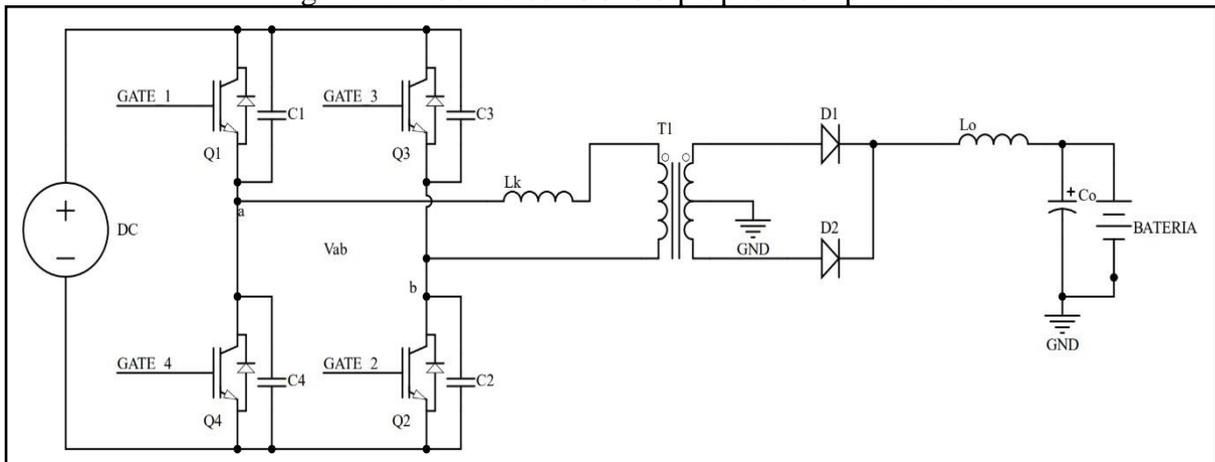
| Componente    | Designator  | Valor       |
|---------------|-------------|-------------|
| Diodo         | Da, Db      | FFH60UP60S3 |
| Diodo         | D1, D2      | STPSC15H12D |
| Indutor       | L1, L2      | 24,75 uH    |
| <i>Mosfet</i> | Q1, Q2      | C3M0015065D |
| Capacitor     | <i>Cout</i> | 30000 uF    |

Fonte: elaborada pelo autor (2020).

### 3.1.3 Determinação do Conversor CC-CC

Para a determinação do conversor CC-CC a ser escolhido deve se levar em conta os estudos feitos nas seções “2.3.3.3 Conversores CC-CC” e “2.3.3.4 Circuitos de controle de corrente na saída”. Os circuitos apresentados em 2.3.3.4 são circuitos com sistema de controle mais complexo, mas que permitem o controle de corrente bidirecional do carregador, foram apresentados a fim de estudo e como indicativo para futuros estudos e topologias. Para este trabalho foi escolhida a topologia de conversor CC-CC apresentada na Figura 41.

Figura 41 – Conversor CC-CC proposto simplificado



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

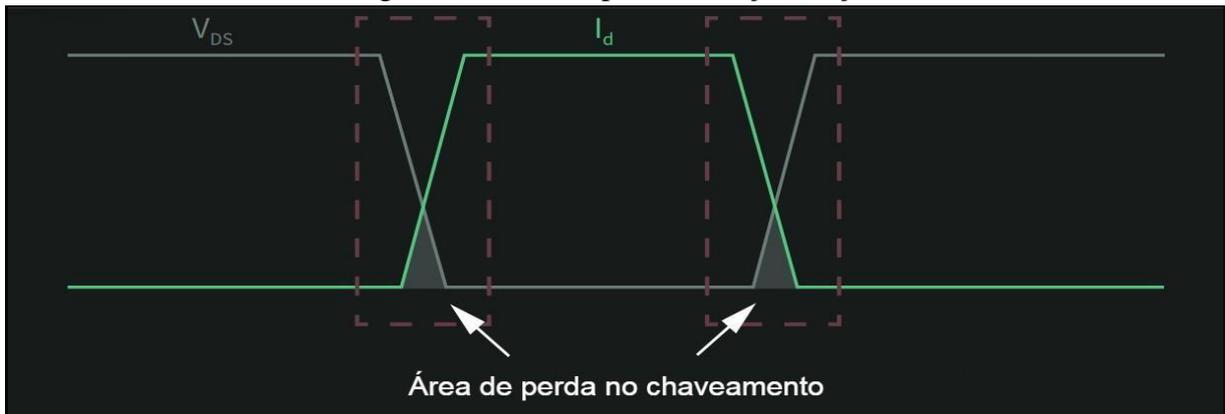
A justificativa de escolha do conversor *CC-CC full-Bridge phase shift* se dá pelo fato de o mesmo ter capacidade para alta demanda de potência, acima dos 1000 W, alta eficiência e um baixo estresse de tensão, o que faz com que a escolha das chaves seja facilitada (TURKSOY; TEKE; YILMAZ, 2018, tradução nossa). A Tabela 3, mostrada anteriormente, faz o comparativo das topologias de conversores CC-CC mais utilizados para a aplicação em carregadores de Ev.

Os conversores *CC-CC Phase-Shifted Full Bridge* são geralmente usados para reduzir altas tensões de barramento CC ou para fornecer isolamento em aplicações de média a alta potência, como fontes de alimentação de servidor, retificadores de telecomunicações, sistemas de energia renovável e, neste caso, carregamento de bateria (O'NEILL *et al.*, 2015, tradução nossa).

### 3.1.3.1 Modo de chaveamento

Para o chaveamento dos interruptores da parte primária do conversor, geralmente se usa um sistema com PWM direcionado ao gate de cada chave. A forma como esse processo é feito muitas vezes pode causar a comutação forçada (do inglês, *Hard Switching*). Segundo a *Infineon* (2019), ocorre quando há uma sobreposição entre a tensão ( $V_{DS}$ ) e a corrente ( $I_d$ ) ao ligar e desligar o transistor, como mostra a Figura 42. Esta sobreposição causa perdas de energia que podem ser minimizadas aumentando o  $di/dt$  e  $dv/dt$ . No entanto, a mudança rápida de  $di/dt$  ou  $dv/dt$  causa a geração de EMI.

Figura 42 – Perdas por comutação forçada

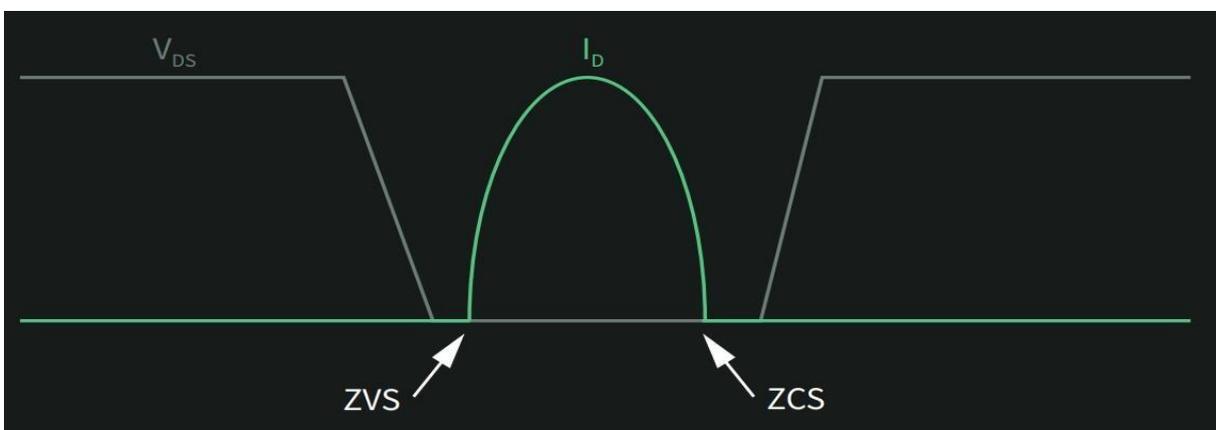


Fonte: adaptado de *Infineon* (2019).

A fim de eliminar as perdas de potência causadas por comutação, técnicas de comutação suave (do inglês, *soft switching*) foram desenvolvidas. A comutação suave começa quando um parâmetro elétrico tem valor zero (corrente ou tensão) antes de ligar ou desligar o interruptor. Isso traz benefícios em termos de perdas. Técnicas como chaveamento com tensão zero (do inglês, *ZVS - Zero Voltage Switching*) e chaveamento com corrente zero (do inglês, *ZCS - Zero Current Switching*) podem ser implementadas. Como ambos os nomes implicam, a tensão ou a corrente dentro do transistor é zero antes de ocorrer a comutação.

Para ZVS, o transistor será ligado quando  $V_{DS}$  for zero para reduzir a perda de chaveamento na ativação. Para ZCS, o transistor será desligado quando a corrente  $I_d$  for zero para reduzir a perda de chaveamento de desligamento (*INFINEON*, 2019). A Figura 43 apresenta o chaveamento por ZVS e ZCS. Logo para este trabalho se propõe implementar o sistema de controle do circuito do conversor utilizando as técnicas de chaveamento ZVS e ZCS.

Figura 43 – Forma de onda com chaveamento por ZVS e ZCS



Fonte: adaptado de *Infineon* (2019).

### 3.1.3.2 Análise qualitativa do conversor CC-CC (Conversor *Full-Bridge Phase Shift ZVS*)

O inversor de ponte completa monofásico consiste em quatro chaves semicondutoras controladas por porta (Q1, Q2, Q3 e Q4), como IGBTs (conforme ilustrado na Figura 41) com seus diodos de roda livre (D1, D2, D3 e D4). Todas as chaves no inversor de ponte completa, operam com um ciclo de trabalho de 50%, idealmente (USLU, 2006).

No método PWM com deslocamento de fase, os sinais PWM da porta de Q2 e Q3 são atrasados (com deslocamento de fase) em relação aos das chaves Q1 e Q4. O inversor de ponte completa aplica três níveis de tensão diferentes ao enrolamento primário do transformador, como + VDC (enquanto Q1 e Q2 conduzem simultaneamente), -VDC (enquanto Q3 e Q4 conduzem simultaneamente) e 0 (enquanto Q1 e Q3 ou Q2 e Q4 estão conduzindo simultaneamente). A tensão CA de alta frequência no enrolamento secundário do transformador é retificada e, em seguida, filtrada por um filtro passa-baixa (Lo e Co) para obter uma tensão CC uniforme na saída do conversor. Os capacitores (C1, C2, C3 e C4), que são conectados as chaves como mostra a Figura 41, enfatizam as capacitâncias de saída parasitas das chaves (USLU, 2006).

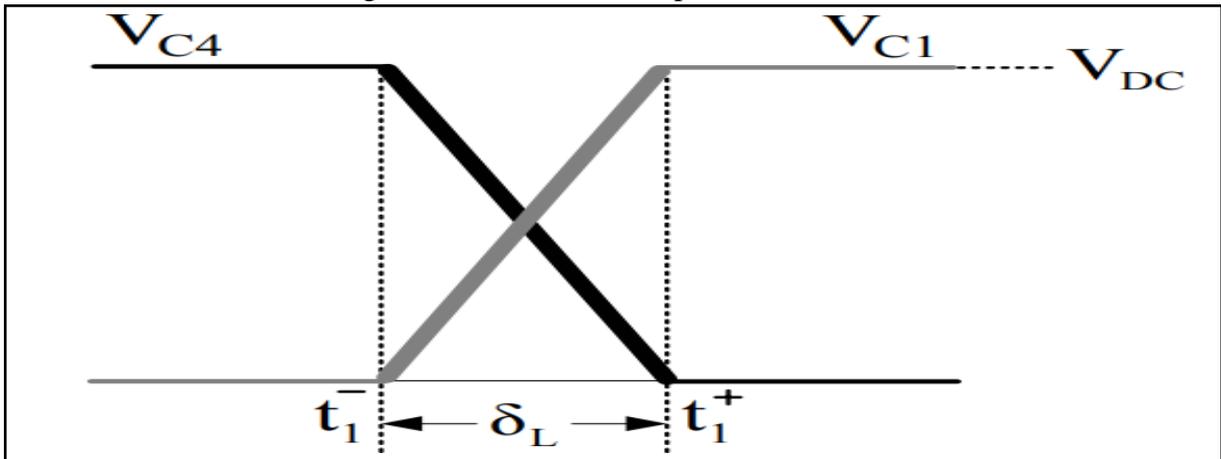
O indutor (Lk), que é conectado em série com o enrolamento primário do transformador, enfatiza a indutância de fuga parasita do transformador de alta frequência. A indutância de fuga do transformador, que normalmente diminui o desempenho dos conversores CC-CC sob condição de chaveamento rígido, é utilizada como vantagem no método PWM com mudança de fase para atingir ZVS. Esse componente parasita do circuito é usado como os principais elementos do circuito para fornecer transições ressonantes durante os intervalos de tempo de comutação. Os interruptores são ativados na condição ZVS como resultado dessas transições ressonantes (USLU, 2006).

Para o correto funcionamento do conversor são 6 etapas de operação conforme apresentadas na Figura 45 e descritas a seguir.

**Estágio 1 ( $t_0 \sim t_1$ ):** Q1 e Q2 são condutores e  $V_{ab}$  é igual à tensão de entrada VDC. A corrente através do enrolamento primário do transformador aumenta.

**Estágio 2 ( $t_1 \sim t_2$ ):** Em  $t_1$ , Q1 é desligado e Q2 continua conduzindo. A corrente do primário ( $I_{pri}$ ) carrega o capacitor C1 e descarrega C4.  $V_{ab}$  cai de VDC para 0. Geralmente, este estágio é curto, pois as capacitâncias de C1 e C4 são pequenas e a corrente  $I_{pri}$  durante este estágio tem seu valor máximo ( $I_{Ppk}$ ). A Figura 44 apresenta a tensão em cima dos capacitores C1 e C4.

Figura 44 – Tensão nos capacitores C1e C4



Fonte: Uslu (2006).

Segundo Uslu (2006) para atender o modo de condução ZVS o tempo  $\delta_L$  de ativação das chaves Q1 e Q4 deve atender a equação (19):

$$\delta = \frac{(C1 + C4) * VDC}{IPpk} \quad (19)$$

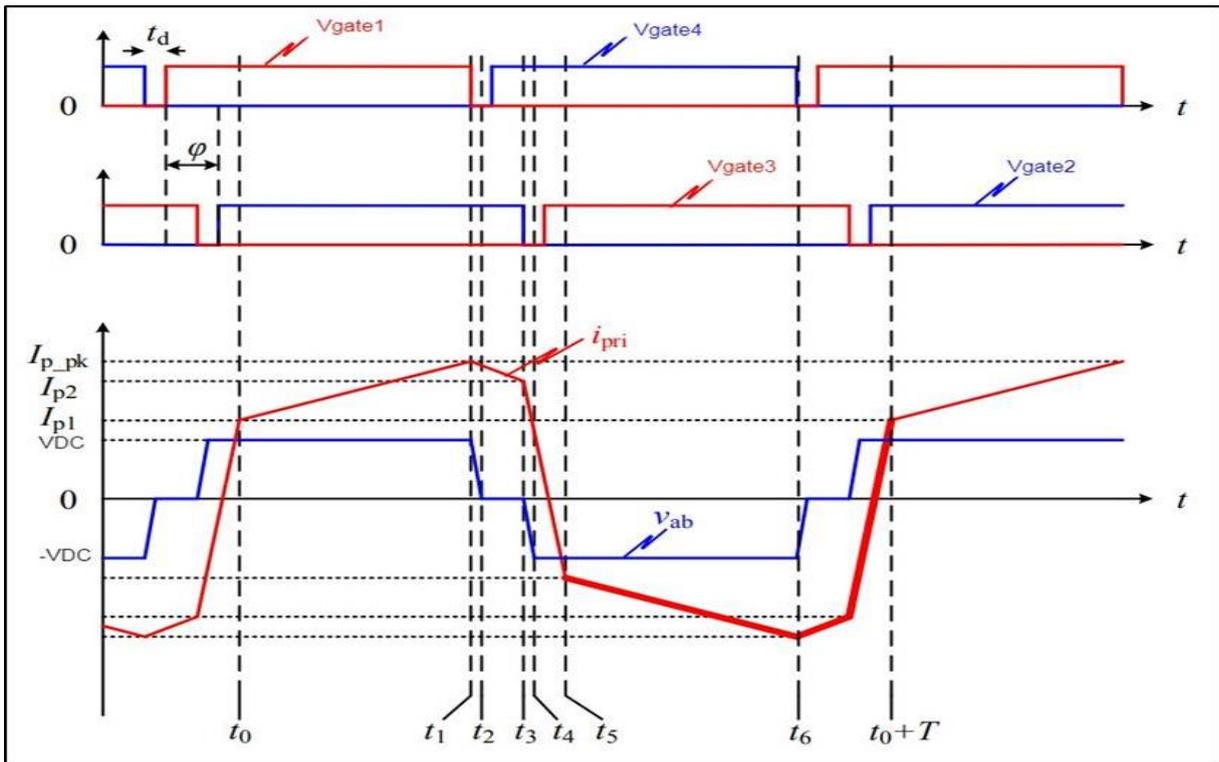
**Estágio 3 ( $t_2 \sim t_3$ ):** A tensão em Q4 cai para 0 em  $t_2$  e o diodo de roda livre de Q4 sofre polarização direta. Durante esta fase, Q4 é ligado com ZVS realizado.  $V_{ab}$  é igual a 0 e  $I_{pri}$  diminui por causa da tensão negativa em  $L_k$ .

**Estágio 4 ( $t_3 \sim t_4$ ):** Em  $t_3$ , Q2 é desligado.  $I_{pri}$  carrega C2 e descarrega C3. Os diodos no lado secundário, D1 e D2, ambos conduzem.  $V_{ab}$  cai de 0 para  $-VDC$ . A soma de C2 e C3 é chamada de capacitância de dispersão  $C_t$ .

**Estágio 5 ( $t_4 \sim t_5$ ):** Durante este estágio, a tensão em Q3 é 0 e a chave Q3 pode ser ativada satisfazendo ZVS.  $V_{ab}$  é igual a  $-VDC$  e  $I_{pri}$  diminui rapidamente. Em  $t_5$ , a corrente fluindo em D1 diminui para 0.

**Estágio 6 ( $t_5 \sim t_6$ ):** Este estágio é semelhante ao estágio 1 ( $I_{pri}$  é uma imagem espelhada do Estágio 1) e o ciclo continua de maneira semelhante para atingir ZVS nas chaves Q1 e Q2 até  $t_0 + T$ . Na Figura 45 foram apresentados os instantes de chaveamento das chaves Q1 a Q4 bem como as formas de onda da tensão  $V_{ab}$  e da corrente  $I_{pri}$ .

Figura 45 – Chaveamento e formas de ondas típicas do conversor proposto



Fonte: adaptado de O'Neill *et al.* (2015, tradução nossa).

Devido aos tempos finitos de liga e desliga das chaves, é introduzido um curto intervalo de tempo em branco entre os sinais de porta PWM das chaves do mesmo lado da ponte (Q1 e Q4 ou Q2 e Q3). Antes do tempo morto (do inglês, *td - dead time*), a chave condutora completa seu processo de desligamento e após o término do tempo morto, a chave complementar no mesmo lado da ponte é ligada com segurança (USLU, 2006).

Ambas as chaves no mesmo lado da ponte estão desligadas durante o tempo morto, resultando em um ciclo de trabalho da chave inferior a 50%. Por outro lado, se o tempo morto não for introduzido, pode ocorrer curto-circuito do barramento CC devido à condução de ambas as chaves no mesmo lado da ponte. A chamada condição de falha direta pode danificar o conversor completamente (USLU, 2006).

Embora o requisito de tempo morto para *Mosfets* seja curto (normalmente menor do que um microssegundo), os IGBTs exigem um tempo morto maior devido à corrente de cauda (do inglês, *tail current*)<sup>9</sup>, normalmente maior que 2-3 microssegundos (USLU, 2006).

### 3.1.3.3 Análise quantitativa do conversor CC-CC (Conversor *Full-Bridge Phase Shift ZVS*)

<sup>9</sup> Segundo a Toshiba (2020), quando o IGBT começa a desligar a corrente do coletor é transferida para o circuito externo. Quando a tensão entre coletor e emissor (VCE) do IGBT aumenta para um determinado nível, a corrente que flui do coletor contribui para a recombinação da corrente interna e essa corrente é chamada de corrente de cauda.

A fim de auxiliar na determinação dos componentes do conversor *Full-Bridge Phase Shift ZVS* a Tabela 7 mostra os parâmetros do sistema.

Tabela 7 – Parâmetros do conversor proposto

|  |        |
|--|--------|
| Tensão de entrada (VDC)                        | 385 V  |
| Tensão de saída (Vo)                           | 336 V  |
| Corrente de saída (Io)                         | 15 A   |
| Potência                                       | 5040 W |
| Frequência de chaveamento (fs)                 | 30 kHz |
| Rendimento                                     | 90%    |
| Corrente de pico máximo no primário (IPpk-máx) | 15,5 A |
| Corrente crítica de saída máxima (IOCr-máx)    | 16,5 A |
| Tempo morto (td)                               | 1 us   |

Fonte: elaborada pelo autor (2020).

O procedimento de desenvolvimento de Uslu (2006) para o conversor *Full-Bridge phase shift ZVS*, que é baseado nas equações a seguir, gera os conjuntos de parâmetros de design incluindo os valores de indutância ressonante total ( $L_t$  que é o mesmo que o indutor  $L_k$  da Figura 41), capacitância ressonante total ( $C_t$  que é a soma de  $C_2$  e  $C_3$  da Figura 41) e relação de espiras do transformador ( $n$ ). Esses conjuntos de parâmetros são selecionados com base nas restrições de projeto, que incluem a corrente crítica de saída máxima ( $IOCr\text{-max}$ ) e a corrente de pico primária do transformador máxima ( $IPpk\text{-max}$ ).

Se os valores calculados de  $IOCr$  e  $IP\text{-PK}$  satisfizerem essas condições e a tensão de saída calculada estiver acima do valor de tensão de saída desejado, um conjunto de parâmetros de projeto é armazenado. Caso contrário, o conjunto de parâmetros é descartado e os parâmetros são incrementados e um novo conjunto é calculado e assim por diante.

Para o processo de *design*, as especificações de entrada VDC, Vo, Io, fs, td, IOCr-max e IP-PK-max são necessárias. Este procedimento de projeto primeiro calcula os valores de limite do intervalo de pesquisa por meio das etapas 1 a 6 e, em seguida, realiza uma pesquisa exaustiva dos conjuntos de parâmetros de projeto convenientes na faixa de pesquisa calculada por meio das etapas 7 a 10 (USLU, 2006).

**Etapá 1:** Cálculo de  $d_{o\text{-max}}$ , que designa o tempo máximo que a saída da ponte fica na tensão primária, incluindo o valor de td. A equação (20) determina este valor.

$$d_{o\text{-max}} = 1 - 2 * td * fs \quad (20)$$

$$d_{o\text{-max}} = 1 - 2 * (1 * 10^{-6}) * 30000 = 0,94s$$

**Etapa 2:** Uslu (2006) assume que  $d_{o-eff}$ , que é o tempo eficaz, tem o mesmo valor de  $d_{o-max}$ . Com isso a relação de espiras máximas ( $n_{max}$ ) do transformador é obtida usando estatura conversão CC como a equação (21) mostra:

$$n_{max} = d_{o-max} * \frac{VDC}{V_o} = 0,94 * \frac{385}{336} = 1,077 \quad (21)$$

**Etapa 3:** O valor de ( $n_{min}$ ) é obtido assumindo que a transferência de potência ocorre apenas dentro de 25% do período de comutação, a equação (22) é usada para obter a relação de espiras mínima.

$$n_{min} = 0,25 * \frac{VDC}{V_o} = 0,25 * \frac{385}{336} = 0,2864 \quad (22)$$

**Etapa 4:** Segundo Uslu (2006), o valor de  $L_t - máx$  pode ser determinado usando a mesma suposição da etapa anterior, uma vez que o  $d_{o-eff}$  mínimo é obtido no valor máximo de  $L_t$ .  $L_t - máx$  é especificado a partir da forma de onda da corrente primária no estágio 4, onde a inclinação da corrente primária neste modo é  $VDC/L_t$ .

Assumindo que a mudança total na magnitude de corrente primária é  $2 * (I_o/n)$  neste modo,  $L_t - máx$  pode ser determinado usando o valor máximo da relação de espiras do transformador. A duração deste modo pode ser especificada utilizando a suposição da etapa anterior, que assume um valor  $d_{o-eff}$  igual a 0,25. Com isso a equação (23) determina o valor de  $L_t - máx$ .

$$L_{t-máx} = \frac{VDC}{2 * \left(\frac{I_o}{nmáx}\right)} * \left(\frac{3}{8 * fs} - td\right) \quad (23)$$

$$L_{t-máx} = \frac{385}{2 * \left(\frac{15}{1,077}\right)} * \left(\frac{3}{8 * 30000} - 1 * 10^{-6}\right) = 158,94 \mu H$$

**Etapa 5:** utilizando o valor máximo obtido de  $L_t$  na etapa anterior, o valor mínimo de

$C_t$ , que é empregado no procedimento de projeto como um limite de busca, é obtido como através da equação (24).  $C_{t-min}$  é especificado igualando o tempo morto a um quarto do período ressonante.

$$C_{t-min} = \frac{1}{L_{t-máx}} * \left( \frac{2 * td}{\pi} \right)^2 \quad (24)$$

$$C_{t-min} = \frac{1}{158,94 * 10^{-6}} * \left( \frac{2 * 1 * 10^{-6}}{\pi} \right)^2 = 2,549 nF$$

**Etapa 6:** o valor de  $C_t$  máximo pode ser obtido utilizando apenas a indutância de fuga do transformador, que é o valor de  $L_t$  mínimo possível ( $L_{t-min}$ ). Utilizando  $L_{t-min}$ ,  $C_{t-max}$  pode ser calculado da mesma forma que na etapa anterior. Com a expressão resultante para  $C_{t-max}$  conforme dada na equação (25), a faixa total do capacitor ressonante é obtida. Uslu (2006) ainda diz que o valor mínimo da indutância de fuga do transformador pode ser assumido tão baixo quanto 3  $\mu H$ , que é aproximadamente o valor mínimo de indutância de fuga possível de um transformador de alta frequência de 5 kW.

$$C_{t-max} = \frac{1}{L_{t-min}} * \left( \frac{2 * td}{\pi} \right)^2 = \frac{1}{3 * 10^{-6}} * \left( \frac{2 * 1 * 10^{-6}}{\pi} \right)^2 = 135,09 nF \quad (25)$$

**Etapa 7:** nesta etapa,  $L_t$  é especificado com a consideração do valor  $C_t$  escolhido dentro do intervalo de  $C_{t-min}$  e  $C_{t-max}$ . O valor comercial escolhido para  $C_t$  foi de 27 nF. A equação (26) define o valor de  $L_t$ .

$$L_t = \frac{1}{C_t} * \left( \frac{2 * td}{\pi} \right)^2 = \frac{1}{27 * 10^{-9}} * \left( \frac{2 * 1 * 10^{-6}}{\pi} \right)^2 = 15,01 \mu H \quad (26)$$

**Etapa 8:** para atender a condição de ZVS no sistema, deve-se encontrar o valor de corrente crítica no secundário ( $I_{P2Cr}$ ), determinado pela equação (27), tendo dependência dos valores de  $L_t$  e  $C_t$  calculados anteriormente.

$$I_{P2Cr} = \sqrt{\left(\frac{Ct}{Lt}\right) * Vdc} = \sqrt{\left(\frac{27 * 10^{-9}}{15,01 * 10^{-6}}\right) * 385} = 16,32A \quad (27)$$

**Etapa 9:** Nesta etapa, o  $d_{o\text{eff-máx}}$  é calculado. Para calcular o  $d_{o\text{eff-máx}}$ , o valor de  $d_{o\text{-max}}$  é utilizado como na seguinte equação (28).

$$d_{o\text{eff-máx}} = \frac{d_{o\text{-máx}}}{\left(1 + \frac{4 * Lt * Io * fs}{n^2 * Vo}\right)} \quad (28)$$

$$d_{o\text{eff-máx}} = \frac{d_{o\text{-máx}}}{\left(1 + \frac{4 * 15,01 * 10^{-6} * 15 * 30000}{1^2 * 385}\right)} = 0,8783$$

**Etapa 10:** Nesta etapa, são verificados os valores de  $I_{P2Cr}$  e  $d_{o\text{eff-máx}}$  calculados e os valores das correntes primárias se satisfazem ou não as condições desejadas para o bom funcionamento do conversor. Serão checados três parâmetros, sendo eles: Se  $d_{o\text{eff-máx}}$  satisfaz a tensão de saída desejada, se a corrente primária está abaixo do valormáximo de corrente de pico primário desejado, e se  $I_{P2Cr}$  está abaixo do valorreferido a corrente crítica da saída máxima desejada.

$$d_{o\text{eff-máx}} \geq \frac{n * Vo}{VDC} \rightarrow 0,8783 \geq \frac{1 * 336}{385} \rightarrow 0,8783 > 0,8727$$

$$\frac{Io}{n} \leq IP_{pk\text{-máx}} \rightarrow \frac{15}{1} \leq 15,5 \rightarrow 15 < 15,5$$

$$I_{P2Cr} \leq \frac{IO_{Cr\text{-máx}}}{n} \rightarrow 16,32 \leq \frac{16,5}{1} \rightarrow 16,32 \leq 16,5$$

Como os critérios de desenvolvimento acima foram atendidos, segundo Uslu (2006) o conversor tende a funcionar de forma correta cumprindo com os parâmetros predeterminados na Tabela 7.

### 3.1.3.4 Escolha das chaves

Para a escolha das chaves Q1 a Q4 da Figura 41, que farão a comutação da parte primária do conversor, deve-se levar em conta os valores máximos de tensão e corrente sobre cada uma das chaves. Como citado anteriormente, a corrente máxima que passa por cada uma das chaves é  $IP_{pk-máx}$ , ou seja, a mesma corrente que passa pelo indutor ressonante  $Lt$ . O valor máximo de tensão em cima de cada uma das chaves é o próprio valor de entrada VDC (BLAKE; BULL, 2020).

Para este trabalho é proposto o uso de IGBT (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor* ou Transistor Bipolar de Base Isolada). Os IGBTs têm sido o dispositivo preferido nestas condições onde se tem ciclode trabalho baixo, pequenas variações de carga, aplicações de alta tensão, operação em alta temperatura de junção e mais de 5kW de potência na saída (BLAKE; BULL, 2020). A tensão máxima  $V_{CE-máx}$  sobre a chave é descrita pela equação (29).

$$V_{CE-máx} = VDC = 385V \quad (29)$$

A corrente máxima  $I_{CE-máx}$  que passa pela chave é descrita pela equação (30).

$$I_{CE-máx} = IP_{PK-máx} = 15,5A \quad (30)$$

Com isso o IGBT escolhido foi o modelo IXA12IF1200HB da fabricante IXYS. Este IGBT tem uma capacidade de tensão entre coletor e emissor de 1200 V e possibilidade de condução de corrente até 20A. O *datasheet* (do inglês, *folha de dados*) do componente fornece todos os valores pertinentes do IGBT que serão utilizados nos próximos cálculos.

Perdas totais nas chaves: segundo a ROHM (2016, tradução nossa) as perdas por condução podem ser calculadas a partir da corrente de saída, da resistência e do ciclo de trabalho de cada chave. A equação (31) determina as perdas por condução ( $P_{cond}$ ) nas chaves, onde  $ton$  é o tempo de condução da chave,  $R0$  é a resistência de condução,  $Ips$  é a corrente máxima de pico em cada chave e  $T$  é o período de chaveamento.

$$P_{cond} = \frac{ton * R0 * itp^2}{T} \quad (31)$$

O valor de  $t_{on}$  é determinado pela equação (32) que leva em conta o período de chaveamento  $T$  (que é o inverso da frequência de chaveamento com valor de 30 kHz) e o ciclo de trabalho eficaz máximo calculado em (28).

$$t_{on} = T * d_{o_{eff-m\acute{a}x}} = \frac{1}{f_s} * d_{o_{eff-m\acute{a}x}} = \frac{1}{30000} * 0,8783 = 29,27\mu s \quad (32)$$

Segundo o *datasheet* do IGBT se tem  $R_0 = 153 \text{ m}\Omega$ . O valor de  $i_{tp}$  é igual o valor de  $I_{CE-m\acute{a}x}$  da seção 3.1.3.3. Aplicando a equação (31):

$$P_{cond} = \frac{29,27 * 10^{-6} * 153 * 10^{-3} * 15,5^2}{33,33 * 10^{-6}} = 32,28W$$

Segundo a ROHM (2016, tradução nossa) as perdas por chaveamento se dão nos instantes de transição entre ligado e desligado do gate de cada uma das chaves. Como se pretende trabalhar com o conversor operando em modo ZVS, as perdas por chaveamento devem considerar apenas o tempo de subida  $tr$ . A equação (33) determina as perdas por chaveamento ( $P_{sw}$ ) nas chaves. O *datasheet* do IGBT informa que o valor  $tr = 40ns$ .

$$P_{sw} = \frac{f_s * tr * i_{tp} * V_{CE-m\acute{a}x}}{2} \quad (33)$$

$$P_{sw} = \frac{30000 * 40 * 10^{-9} * 15,5 * 385}{2} = 3,58W$$

Com isso as perdas totais na chave se dão pela equação (34).

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{sw} = 32,28 + 3,58 = 35,86 \quad (34)$$

### 3.1.3.5 Escolha dos diodos de saída

Os diodos que compõem a saída do retificador têm a característica de ter que operarem alta frequência e com isso deve optar pela escolha de diodos rápidos ou diodos de recuperação rápida (*fast recovery*) aqueles que possuem tempo de recuperação inversa menores do que 500 ns (BRAGA, 2009).

Para a escolha dos diodos D1e D2 da Figura 40, deve se levar em conta os valores de tensão reversa máxima  $V_{r\acute{m}ax}$  e corrente de condução média  $ID_{med}$ . Para o cálculo de  $V_{r\acute{m}ax}$  se utiliza a equação (35). A Tabela 8 fornece os valores de  $VDC$  e  $I_o$  e o valor de  $n = 1$  (relação de espiras do transformador) foi determinado anteriormente na seção 3.1.3.3, dentro dos limites  $n_{min}$  e  $n_{m\acute{a}x}$ .

$$V_{r\acute{m}ax} = 2 * n * VDC = 2 * 1 * 385 = 770V \quad (35)$$

O cálculo da corrente média que passa pelos diodos é determinado pela equação (36).

$$ID_{med} = \frac{I_o}{2} = \frac{15}{2} = 7,5A \quad (36)$$

Com isso o diodo escolhido para retificação na saída foi o modelo VS-20ETF12SLHM3 da fabricante VISHAY. Esse modelo tem o valor de tensão reversa máxima igual a 1200 V, tensão máxima no sentido direto ( $V_f$ ) igual a 1,31V e capacidade de condução de corrente de 20A, o que atende as necessidades do projeto. As perdas ( $P_{ds}$ ) em cada um dos diodos da saída do conversor podem ser determinadas pela equação (37).

$$P_{ds} = V_f * ID_{med} = 1,31 * 7,5 = 9,825W \quad (37)$$

### 3.1.3.6 Escolha do indutor e capacitor de saída

Para a determinação dos componentes que compõem o filtro LC na saída, foram considerados valores de variação da corrente  $\Delta I_o = 1A$  e variação na tensão de saída de  $\Delta V_o = 0,5 V$ . Os valores de indutância ( $L_o$ ) e capacitância ( $C_o$ ) de saída são determinados pelas equações (38) e (39) respectivamente de acordo com Bascopé (1994).

$$L_o = \frac{\left(\frac{VDC}{n}\right) - V_o}{\Delta I_o} * d_{o\acute{e}ff-m\acute{a}x} * \frac{T}{2} \quad (38)$$

$$L_o = \frac{\left(\frac{385}{1}\right) - 336}{1} * 0,8783 * \frac{33,33 * 10^{-6}}{2} = 717,2\mu H$$

$$C_o = \frac{\Delta I_o}{8 * \Delta V_o * f_s} = \frac{1}{8 * 0,5 * 30000} = 8,33\mu F \quad (39)$$

Após a determinação dos componentes de saída é possível verificar na Tabela 8 os componentes que devem compor o circuito da Figura 41.

Tabela 8 – Componentes determinados para circuito FBPS

| <b>Componente</b> | <b>Designator</b> | <b>Valor</b>    |
|-------------------|-------------------|-----------------|
| IGBT              | Q1, Q2, Q3, Q4    | IXA12IF1200HB   |
| Capacitor         | C3+C2             | 27nF            |
| Indutor           | Lk                | 15uH            |
| Diodo             | D1, D2            | VS-20ETF12SLHM3 |
| Indutor           | Lo                | 717,2 uH        |
| Capacitor         | Co                | 8,33 uF         |

Fonte: elaborada pelo autor (2020).

### 3.1.3.7 Escolha do transformador isolador

Segundo Uslu (2006) o tipo de material de núcleo magnético preferido para o transformador de isolamento de alta frequência T1 ilustrado na Figura 40 é o ferrite devido ao seu desempenho superior em relação a outros tipos de materiais magnéticos na frequência de operação dada na Tabela 7. O tamanho do núcleo do transformador é determinado utilizando a fórmula do produto da área da seção transversal  $A_e$  e a área da janela do núcleo  $A_w$ , que também está relacionada à capacidade de manipulação de energia do transformador.

O transformador T1 da Figura 41 tem como função a regulação de tensão da saída do carregador e a isolamento entre o primário e secundário do circuito, complementa Uslu (2006). Todos os cálculos para determinação do transformador T1 são apresentados no Apêndice A deste trabalho. A Tabela 9 apresenta os principais parâmetros do transformador.

Tabela 9 – Parâmetros do transformador

| <b>Parâmetro</b>                       | <b>Valor</b> |
|--|--------------|
| $A_e * A_w (cm^4)$                     | 196,03       |
| Número de espiras primário ( $N_p$ )   | 68           |
| Número de espiras secundário ( $N_s$ ) | 68           |
| Relação de espiras ( $n$ )             | 1            |
| Diâmetro do condutor ( $D_{fe}$ )      | < 0,086cm    |

Fonte: elaborada pelo autor (2020).

## 3.2 SIMULAÇÃO

A fim de comprovar os funcionamentos dos conversores propostos, esta seção apresenta a simulação de cada uma das etapas do carregador: *PFC Boost Phase Shifted Semi-Bridgeless* e o conversor *CC-CC full-Bridge phase shift ZVS*. Para a análise se utilizou o *software* PSIM.

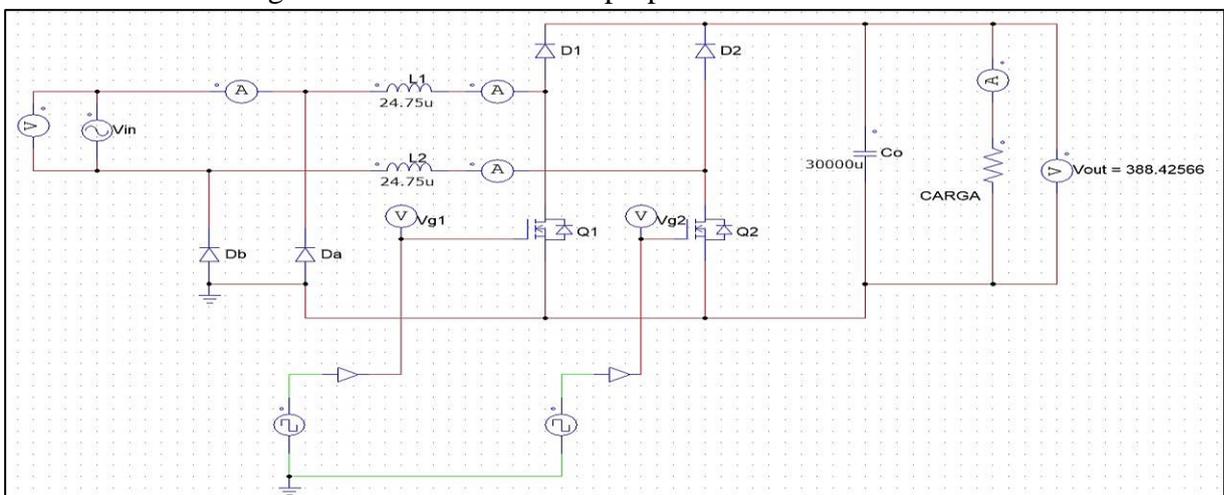
### 3.2.1 Simulação *PFC Boost Phase Shifted Semi-Bridgeless*

A Figura 46 apresenta o circuito do conversor PFC proposto desenhado no *software* PSIM onde os valores utilizados para a simulação (indutores e capacitor de saída) são os mesmos apresentados na Tabela 6. Os valores de resistencia de condução dos *mosfets* e tensão VF dos diodos utilizados na simulação são os mesmos apresentados nos *datasheets* dos componentes. Para o controle, na simulação se utilizou um sistema de geração de sinais PWM com  $180^\circ$  de defasagem e que garantiu o modo CCM do sistema.

O sistema foi simulado com uma tensão de entrada mínima de 99Vac determina anteriormente na seção 3.1.2 e funcionando a plena carga, ou seja, considerando que a saída do carregador esteja fornecendo 15A.

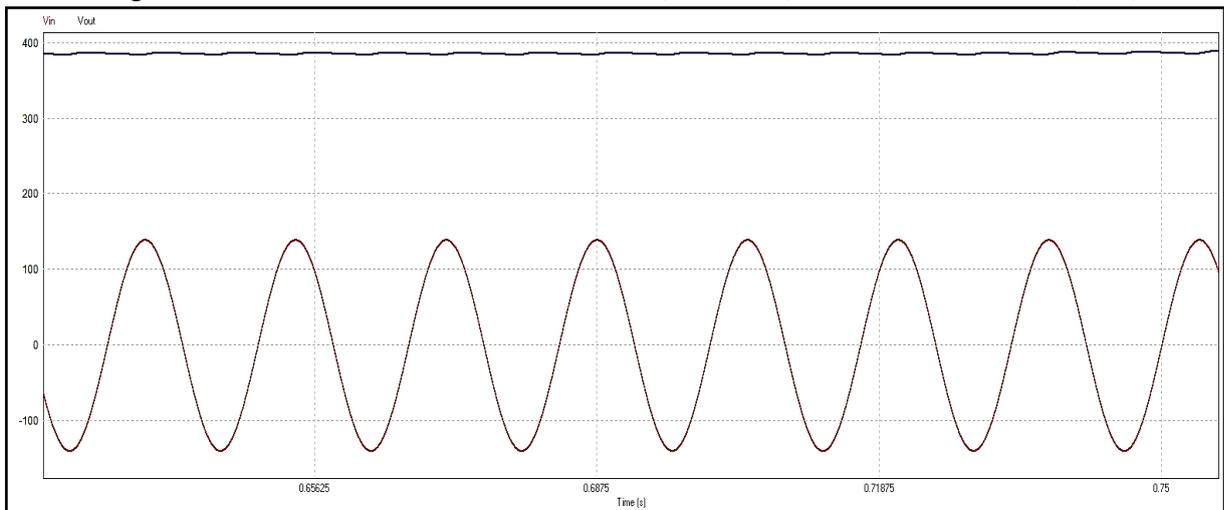
A Figura 47 apresenta a tensão de entrada e a tensão de saída, comprovando assim o valor de *ripple* na saída do conversor, calculado anteriormente pela equação (14) com o valor de 1,22 V. A Figura 48 apresenta a corrente de entrada do sistema como resultados das correntes de IL1 e IL2, bem como a corrente de saída do conversor com um *ripple* de corrente de aproximadamente 0,1A. A Figura 49 apresenta os chaveamentos dos *mosfets* Q1 e Q2 defasados  $180^\circ$ .

Figura 46 – Conversor PFC proposto desenhado no PSIM



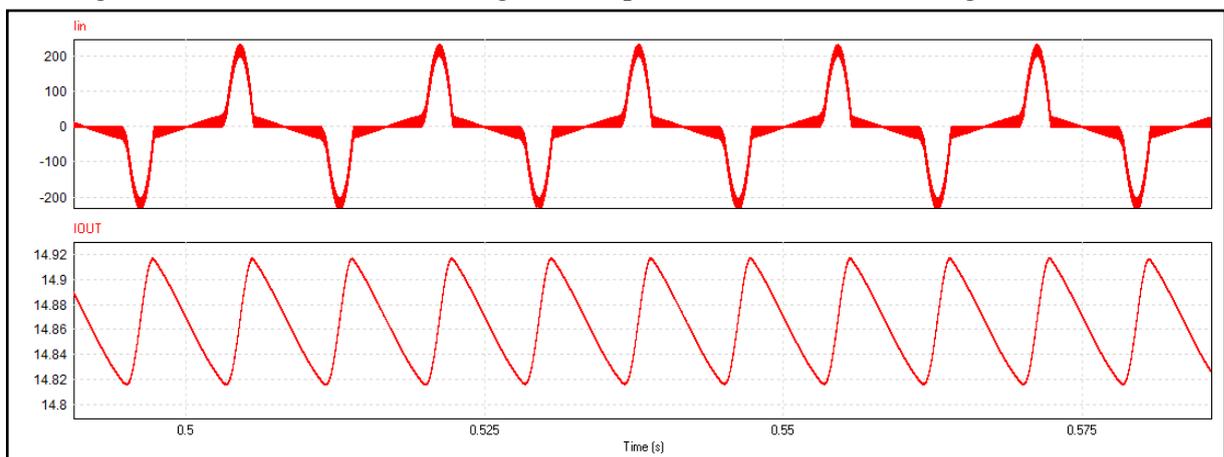
Fonte: elaborada pelo autor (2020).

Figura 47 – Tensão de entrada da rede AC (vermelho), tensão de saída CC (azul)



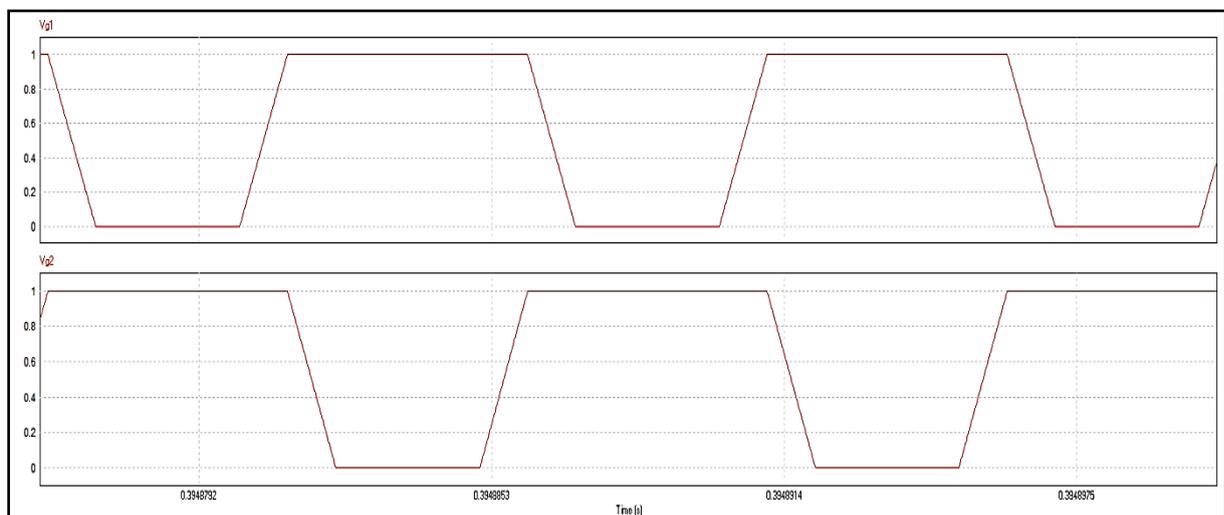
Fonte: elaborada pelo autor (2020).

Figura 48 – Corrente de entrada (gráfico superior), corrente de saída (gráfico inferior)



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

Figura 49 – Tensão de acionamento do gate 1 (gráfico superior), Tensão de acionamento do gate 2 (gráfico inferior)

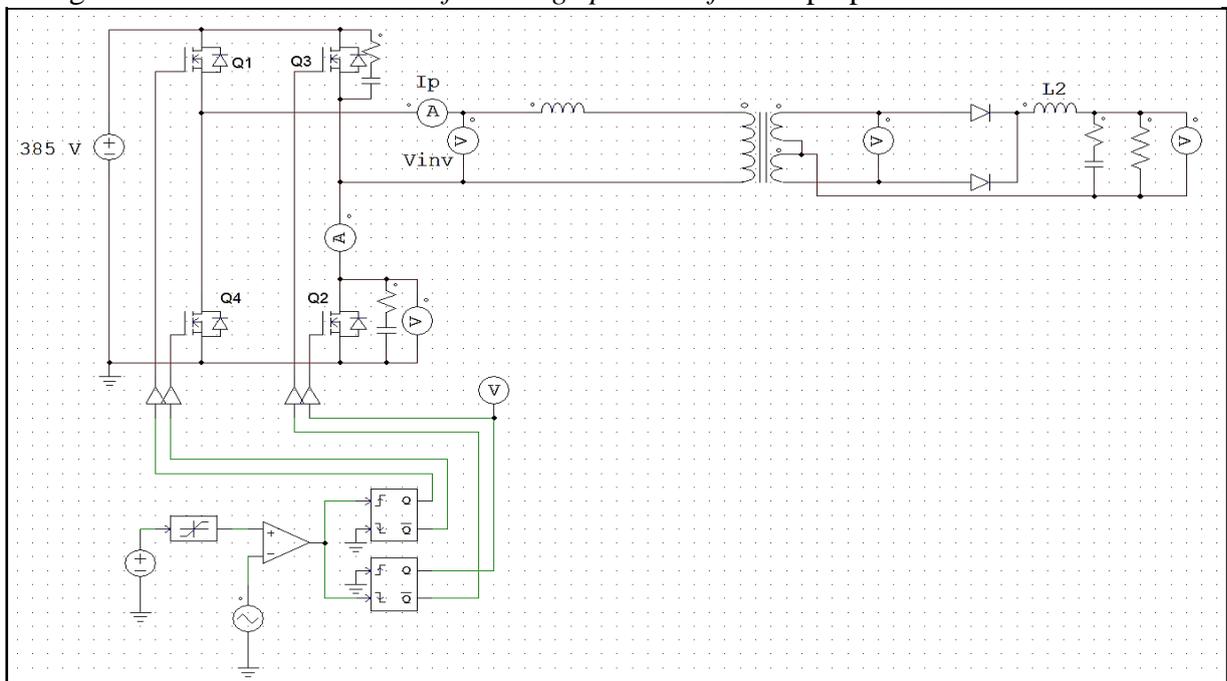


Fonte: elaborada pelo autor (2020).

### 3.2.2 Simulação *Full Bridge Phase Shift*

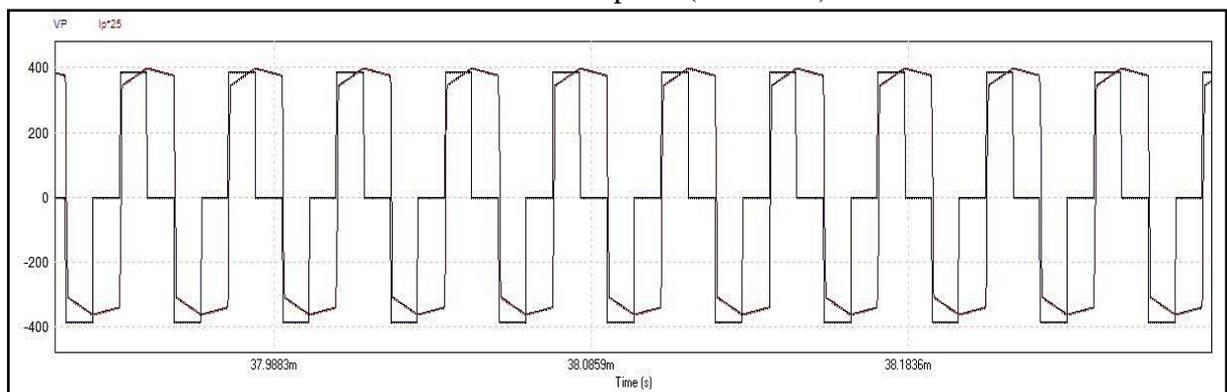
A Figura 50 apresenta o Conversor CC-CC *full-bridge phase shift ZVS* com sistema de controle simplificado desenhado no PSIM, onde o valor dos componentes utilizados para simulação são os mesmos da Tabela 8. Para a simulação assumiu-se que o sistema tem tensão CC de entrada fornecida pelo circuito PFC fixa em 385V e a saída funcionando em plena carga, ou seja, fornecendo 15 A de carga para a bateria. A Figura 51 apresenta as formas de onda da tensão e a corrente no primário do transformador, semelhante ao gráfico apresentado na Figura 45 da seção 3.1.3.

Figura 50 – Conversor CC-CC *full-bridge phase shift ZVS* proposto desenhado no PSIM



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

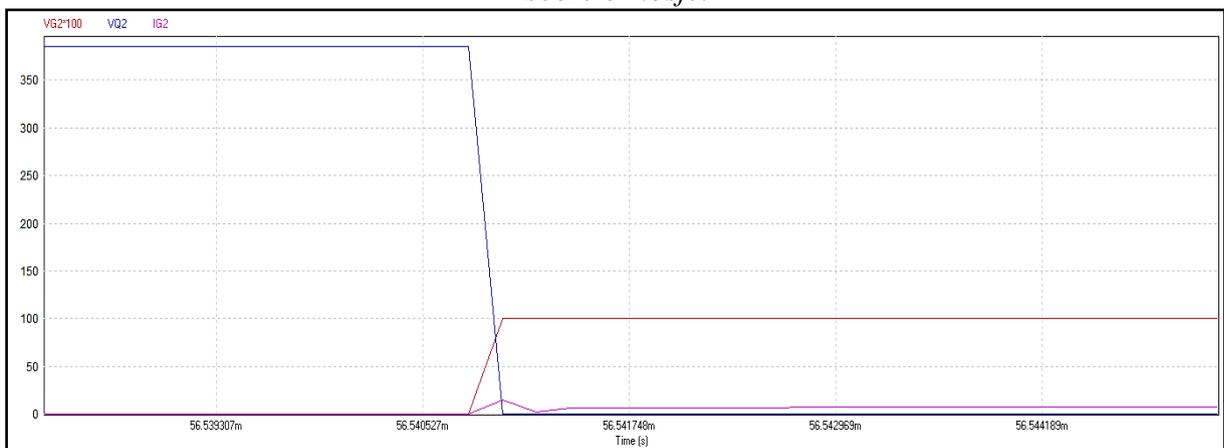
Figura 51 – Tensão no primário do transformador (azul) e corrente no primário do transformador  $I_p \cdot 25$  (vermelho)



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

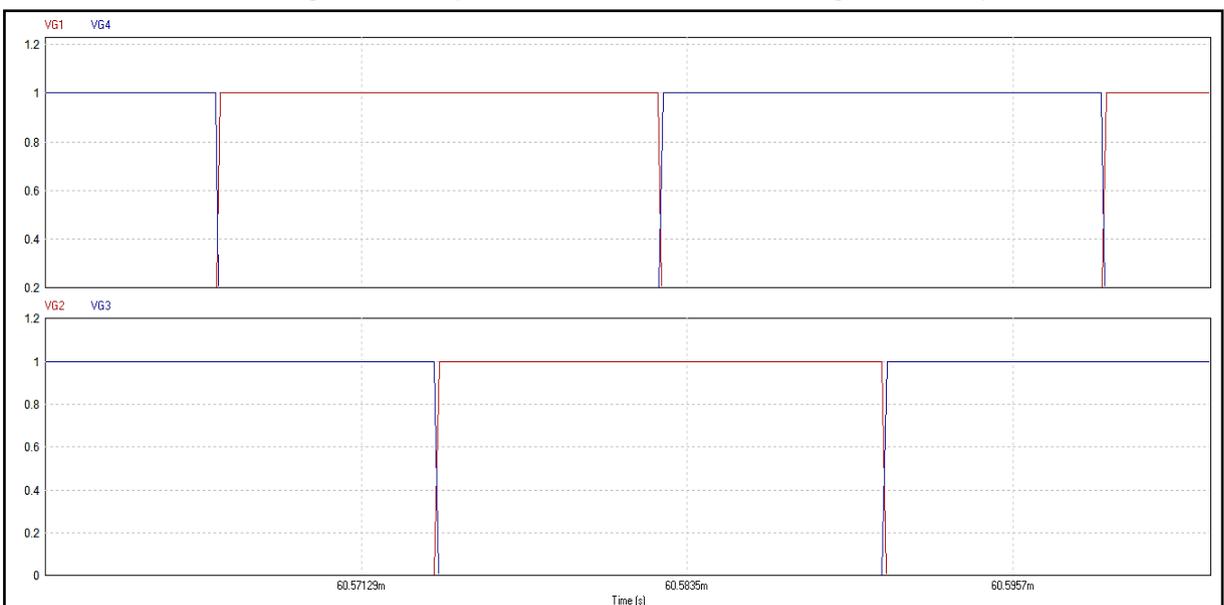
A Figura 52 apresenta o acionamento do *gate* do *mosfet* Q2, a tensão dreno-source e a corrente de dreno. É possível verificar que o sistema está funcionando na condição *Hard Switching*, ou seja, por comutação forçada, fazendo com que o sistema tenha aumento de perdas por comutação. Isso se dá pelo fato do sistema de controle do PSIM ser teórico e o tempo morto, no *software* não estar sendo atendido. Com isso a condição ZVS não está sendo satisfeita e deverá ser revisada durante o processo futuro de implementação. A Figura 52 mostra as formas de onda dos chaveamentos dos *mosfets* Q1 a Q4.

Figura 52 – Chaveamento do *mosfet* Q2 funcionando na condição *Hard Switching*, em Azul a tensão sobre o *mosfet*, em vermelho a tensão de chaveamento do *mosfet* e em rosa a corrente sobre o *mosfet*



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

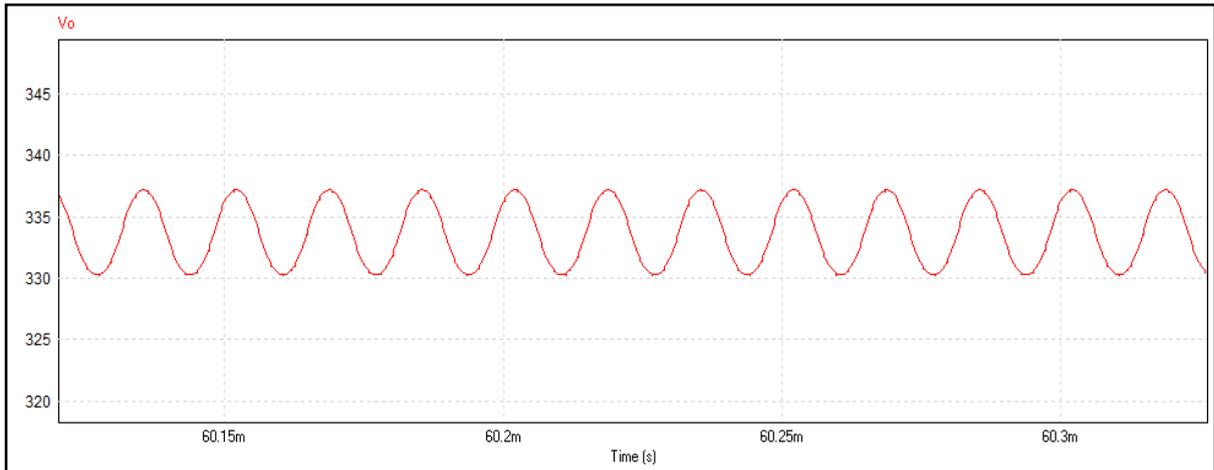
Figura 53 – Chaveamento dos *mosfets* Q1 a Q4, no gráfico superior em vermelho a tensão no gate do *mosfet* Q1 e em azul a tensão do gate do *mosfet* Q4, no gráfico inferior em vermelho a tensão no gate do *mosfet* Q2 e em azul a tensão do gate do *mosfet* Q3



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

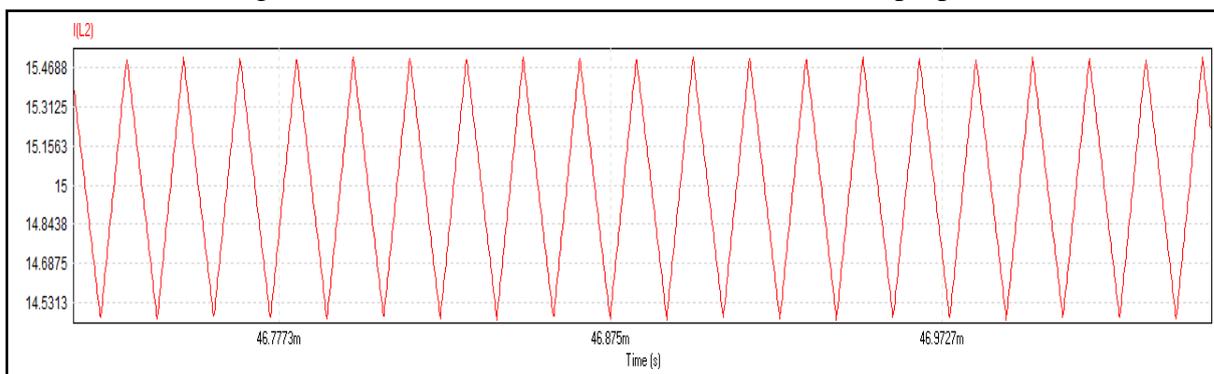
A Figura 54 apresenta a tensão de saída sobre as baterias com uma ondulação de aproximadamente 6 V, o que está dentro do projetado. A Figura 55 apresenta a forma de onda da corrente de saída, com um pico de corrente de 15.46 A, o que satisfaz os parâmetros esperados do carregador.

Figura 54 – Tensão de saída do conversor CC/CC sobre a carga



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

Figura 55 – Corrente de saída do conversor CC/CC proposto



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

## 4 IMPLEMENTAÇÃO

Nesta seção são apresentadas todas as etapas de implementação do carregador projetado, juntamente com os testes realizados para a comprovação da operação do carregador. Na seção 3 foi proposto um sistema de alta potência, com mais de 5 kW, porém, devido a indisponibilidade da quantidade de baterias necessárias para o sistema proposto, este carregador será apenas teórico, tendo seus parâmetros já explicados anteriormente. Para o projeto prático se optou por um carregador com menor potência, porém com tensão nominal desáida compatível com o modelo real de EV, *Renaut Twizy*, que tem uma tensão de carga próxima a 150 V.

### 4.1 PROJETO PRÁTICO DO CARREGADOR

Com o rebaixamento previsto na potência do carregador o *pack* de baterias passou a ter a seguinte configuração: 36 (Nc) baterias 18650 compradas da empresa *TECHNOBATTERY*, conectadas em série com capacidade de 2000 mAh. As tensões máximas e mínimas do *pack* de baterias e encontrado com as equações 1 e 2 respectivamente.

$$VBAT_{min} = Nc * Vb_{min} = 36 * 3,6V = 129,6V$$

$$VBAT_{máx} = Nc * Vb_{máx} = 36 * 4,2V = 151,2V$$

A Figura 56 mostra a montagem do *pack* de baterias.

Figura 56 – Montagem do *pack* de baterias



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

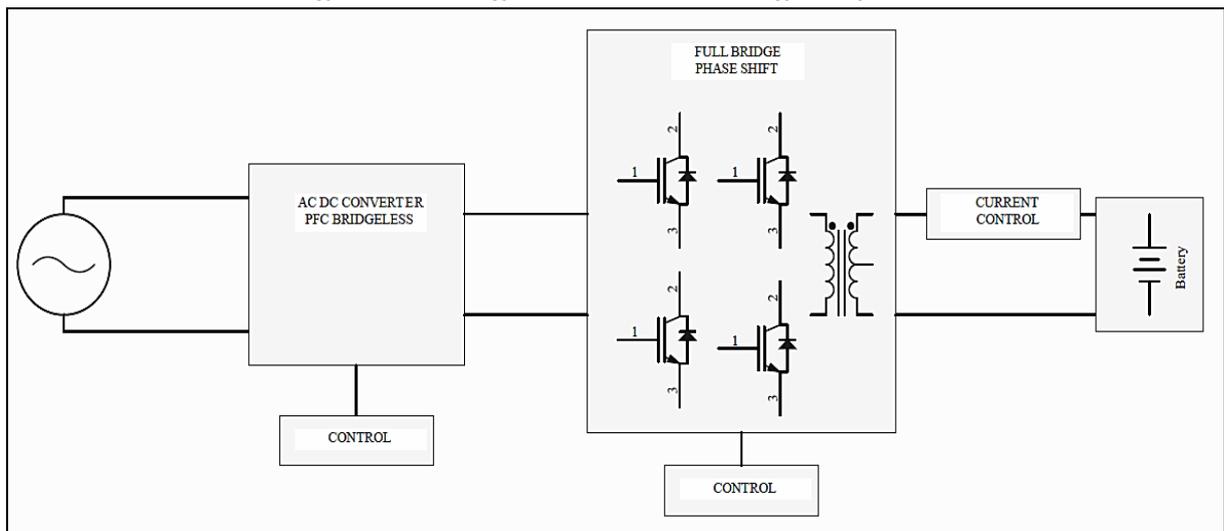
O carregador por sua vez também sofrera alterações na sua estrutura. A Tabela 10 apresenta as configurações do carregador implementado na prática. O valor de rendimento apresentado foi obtido através das informações fornecidas pelo fabricante dos circuitos de controle. Com as topologias determinadas na seção 3 deste trabalho pode-se estruturar o diagrama de blocos geral do carregador mostrado na Figura 57. A etapa final de controle de corrente será feita pelo próprio sistema *Full Bridge Phase Shift*, projetado para manter um *ripple* de corrente aceitável nas baterias.

Tabela 10 – Dados do carregador prático

|                   |            |
|-------------------|------------|
| Tensão de entrada | 85-265 Vac |
| Tensão de saída   | 150 Vdc    |
| Corrente de carga | 2 A        |
| Potência          | 300 W      |
| Rendimento        | 90%        |

Fonte: elaborada pelo autor (2020).

Figura 57 – Diagrama de blocos carregador prático



Fonte: elaborada pelo autor (2020).

#### 4.1.1 Projeto do conversor AC CC com PFC

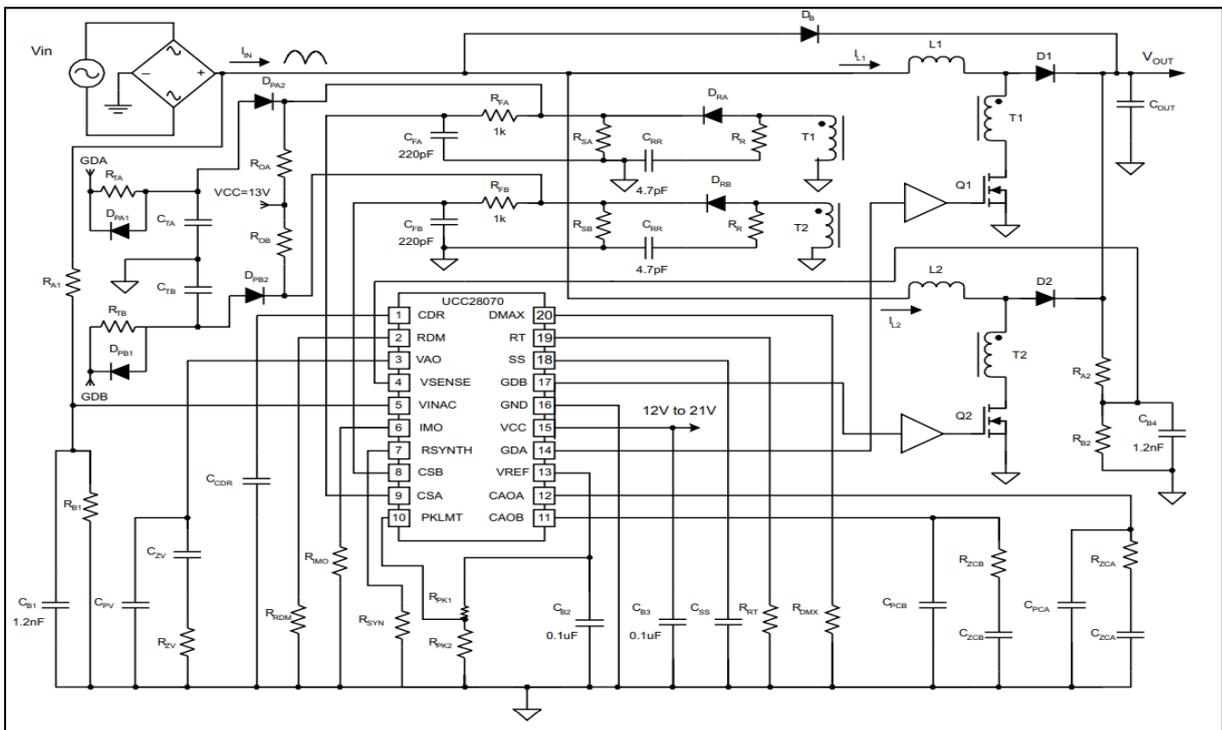
Para o projeto do conversor AC CC se optou por utilizar o controlador UCC28070 da *Texas Instruments*. O UCC28070 é um dispositivo de correção avançada do fator de potência (PFC) que integra dois moduladores de largura de pulso (PWMs) operando 180° fora de fase. Esta operação PWM intercalada gera redução substancial nas correntes de ondulação de entrada e saída, permitindo que a filtragem EMI conduzida se torne mais fácil e menos cara. Um projeto de multiplicador significativamente melhorado fornece uma corrente compartilhada

referenciada a dois amplificadores de corrente independentes que garantem o controle do modo de corrente média correspondente em ambas as saídas PWM, enquanto mantém uma corrente de linha de entrada senoidal estável e com baixa distorção (TEXAS INSTRUMENTS, 1999).

O dispositivo UCC28070 contém várias inovações, incluindo síntese de corrente e alimentação de tensão quantizada para promover melhorias de desempenho em fator de potência, eficiência, THD e resposta transitória. Os recursos, incluindo pontilhamento de frequência, sincronização de relógio e aprimoramento da taxa de variação, expandem ainda mais os aprimoramentos de desempenho em potencial. O dispositivo UCC28070 também contém uma variedade de recursos de proteção, incluindo detecção de sobretensão de saída, limite de corrente de pico programável, bloqueio de subtensão e proteção de malha aberta (TEXAS INSTRUMENTS, 1999).

O circuito do conversor PFC projetado utilizando o UCC28070 está mostrado na Figura 58. O controlador permite se implementar sistemas PFC *bridgless* e *interleaved* e para esse projeto como dito anteriormente se implementara o sistema *bridgless*. Os parâmetros de entrada e saída determinados para o conversor são apresentados na Tabela 11. Nela é possível perceber que se determinou a tensão de saída do conversor em um nível alto de 385V que posteriormente servira como tensão de entrada do conversor *full bridge phase shifted*.

Figura 58 – Conversor PFC UCC28070



Fonte: Texas Instruments (1999).

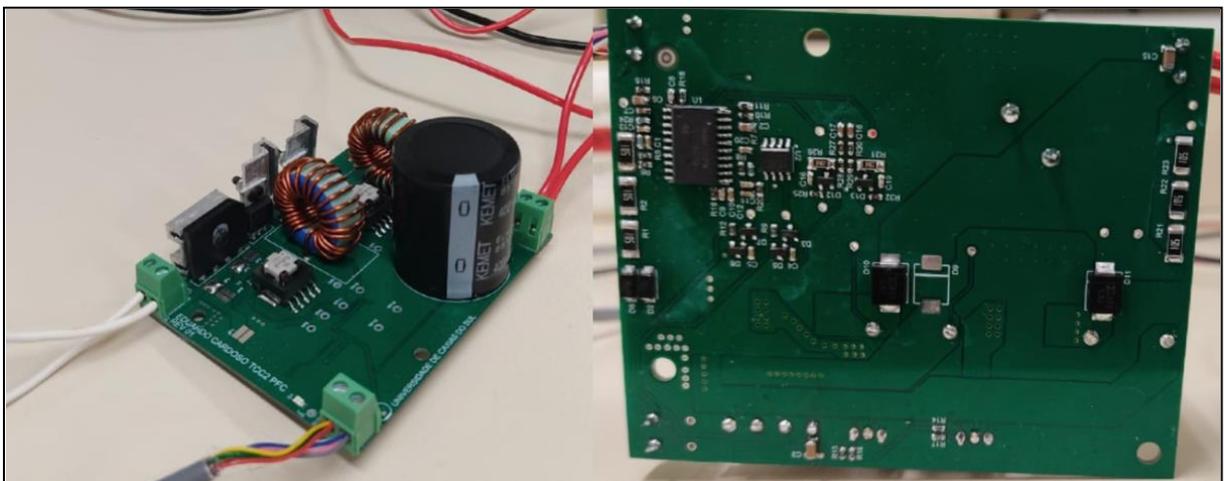
Tabela 11 – Parâmetros de entrada e saída conversor PFC

| Parâmetros de Entrada                                |           |          |                   |
|--|-----------|----------|-------------------|
| Parâmetro  | Nome      | Valor    | Unidade de medida |
| <i>Minimum RMS Input Voltage</i>                     | Vin min   | 85       | V                 |
| <i>Maximum RMS Input Voltage</i>                     | Vin máx.  | 265      | V                 |
| <i>Minimum Line Frequency</i>                        | Fline min | 47       | Hz                |
| <i>Line Frequency</i>                                | Fline     | 60       |                   |
| <i>Maximum Line Frequency</i>                        | Fline máx | 63       | Hz                |
| <i>Maximum Output Power</i>                          | Pout      | 850      | W                 |
| <i>Full Load Efficiency (Must be less than 0.99)</i> | n         | 0,9      |                   |
| <i>Switching Frequency</i>                           | Fsw       | 2,00E+05 | Hz                |
| <i>Output Voltage</i>                                | Vout      | 385      | V                 |
| <i>Maximum Duty Cycle</i>                            | Dmax      | 0,94     |                   |
| <i>Soft Start Time</i>                               | tss       | 0,5      | s                 |
| <i>Optional Frequency Dither Magnitude</i>           | Fdm       | 2,00E+04 | Hz                |
| <i>Optional Frequency Dither Rate</i>                | Fdr       | 1,00E+04 | Hz                |
| <i>Source Voltage</i>                                | VCC       | 12       | V                 |

Fonte: elaborada pelo autor (2021).

A determinação dos componentes passivos que compõem o circuito do conversor PFC podem ser encontradas no Anexo A, bem como o circuito desenhado no *software Altium Designer* pode ser encontrado no Apêndice B. A placa de circuito impresso foi desenhada utilizando o mesmo *software* e a Figura 59 mostra a placa eletrônica. A mesma foi confeccionada na China pela empresa ALLPCB e teve sua montagem feita manualmente pelo autor.

Figura 59 – Placa de circuito impresso do conversor PFC desenhada no *Altium Designer*



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

As seções abaixo apresentam como foram determinados os principais componentes da placa PFC.

#### 4.1.1.1 Determinação dos indutores L1 e L2 da Figura 58

Para a determinação dos indutores L1 e L2 se utilizou as teorias e equações fornecidas pelo guia de desenvolvimento da *Texas Instruments*, elaborada por O'Loughlin (2008). Os indutores são selecionados com base na corrente de ondulação de entrada máxima permitida. Dentro aplicações universais (85 V a 265 VRMS de entrada), a corrente de ondulação de entrada máxima ocorre no pico da linha baixa e para este projeto a corrente de ondulação de entrada máxima foi definida para 30% do pico nominal corrente de entrada na linha baixa.

A variável  $D_{pll}$  determinada pela equação 40 é o ciclo de trabalho do conversor no pico da operação de linha baixa. A variável  $K$  ( $D_{pll}$ ) determinada pela equação 41 é a relação de entrada corrente para o indutor ondulação da corrente no pico da operação de linha baixa. O valor de  $\Delta IL$  determinado pela equação 42 é a corrente de ondulação do indutor de reforço no pico da linha baixa com base nos requisitos de corrente de ondulação de entrada dos conversores.

$$D_{pll} = \frac{V_{out} - V_{in_{min}} * \sqrt{2}}{V_{out}} = \frac{385 - 85 * \sqrt{2}}{385} = 0,69 \quad (40)$$

$$K(D_{pll}) = \frac{2D_{pll} - 1}{D_{pll}} = \frac{2 * 0,69 - 1}{0,69} = 0,55 \quad (41)$$

$$\Delta IL = \frac{P_{out} * \sqrt{2} * 0,3}{V_{in_{min}} * n * K(D_{pll})} = \frac{850 * \sqrt{2} * 0,3}{85 * 0,9 * 0,55} = 8,63A \quad (42)$$

Para a determinação dos indutores se utiliza a frequência  $F_{sw}$  de 200 kHz na equação 43. Está frequência foi determinada pelo autor e está dentro do espaço de frequências atendidas pelo controlador.

$$L1 = L2 = \frac{V_{in_{min}} * \sqrt{2} * D_{pll}}{\Delta IL * F_{sw}} = \frac{85 * \sqrt{2} * 0,69}{8,63 * 200 * 10^3} = 48\mu H \quad (43)$$

O modelo comercial escolhido para este projeto foi o HCTI-56-10.2 da *Bel Signal Transformer*. Este modelo tem 56 uH e capacidade de corrente de 10,2 A. O modelo é mostrado na Figura 60. Para este indutor se considerou o valor de indutância mínima ( $L1_{min} = L2_{min}$ ) igual a 44,8  $\mu$ H e valor de indutância máxima ( $L1_{máx} = L2_{máx}$ ) igual a 61,6  $\mu$ H.

Figura 60 – Indutor HCTI-56-10.2



Fonte: *Bel Signal Transformer* (2019).

#### 4.1.1.2 Determinação do capacitor de saída $C_{out}$ da Figura 58

O capacitor de saída (COUT) é selecionado com base nos requisitos de *holdup*, ou seja, para manter os níveis de tensão adequados na saída. A equação 44 determina o valor mínimo de capacitância na saída levando em conta frequência de linha mínima.

$$C_{out} \geq \frac{\left(\frac{2 * P_{out}}{F_{line\_min}}\right)}{V_{out}^2 - (0,75 * V_{out})^2} = \frac{\left(\frac{2 * 850}{47}\right)}{385^2 - (0,75 * 385)^2} = 558\mu F \quad (44)$$

O valor comercial escolhido foi de 680uF e com isso se determinou a escolha do capacitor eletrolítico radial SLP681M400H4P3 com tensão nominal de 400V. Com o valor de capacitância é possível determinar o ripple de tensão na saída através da equação 45.

$$V_{ripple} = \frac{2 * P_{out}}{n} * \frac{1}{V_{out} * 2\pi * 2F_{line} * C_{out}} \quad (45)$$

$$V_{ripple} = \frac{2 * 850}{0,9} * \frac{1}{385 * 2\pi * 2 * 47 * 680\mu} = 12,2V$$

#### 4.1.1.3 Determinação dos semicondutores (Q1, Q2, D1 e D2) da Figura 58

A seleção de Q1, Q2, D1 e D2 é baseada nos requisitos de potência do projeto. Um dos valores limitantes na escolha das chaves e diodos é a corrente de pico ( $I_{peak}$ ) do sistema, que pode ser encontrada pela equação 46.

$$I_{peak} = \left( \frac{P_{out} * \sqrt{2}}{2 * V_{in_{min}} * n} + \frac{\Delta IL}{2} \right) * 1,2 = \left( \frac{850 * \sqrt{2}}{2 * 85 * 0,9} + \frac{8,63}{2} \right) * 1,2 = 14,6A \quad (46)$$

O valor da corrente RMS ( $I_{DS}$ ) que irá passar pelas chaves Q1 e Q2 pode ser obtida através da equação 47.

$$I_{DS} = \left( \frac{\left( \frac{P_{out}}{n} \right)}{2 * V_{in_{min}} * \sqrt{2}} \right) * \sqrt{2 - \frac{16 * V_{in_{min}} * \sqrt{2}}{3\pi * V_{out}}} \quad (47)$$

$$I_{DS} = \left( \frac{\left( \frac{850}{0,9} \right)}{2 * 85 * \sqrt{2}} \right) * \sqrt{2 - \frac{16 * 85 * \sqrt{2}}{3\pi * 385}} = 4,76A$$

Com isso foi possível fazer a escolha das chaves Q1 e Q2 e se optou pelo IGBT FCP190N65S3R0 que tem um  $R_{DS(on)}$  de  $190m\Omega$ , capacidade de corrente de 17A a  $25^{\circ}C$  e 650V de tensão VDS. A determinação dos diodos D1 e D2 foi feita através da determinação da corrente média (ID) através da equação 48.

$$I_D = \left( \frac{P_{out}}{2 * V_{out}} \right) = \frac{850}{2 * 385} = 1,1A \quad (48)$$

Se optou pela escolha do diodo S3J-13-F da fabricante *Diodes Incorporated*. O mesmo tem tensão direta  $V_F=1,15V$ , corrente direta  $I_F = 3A$  e capacidade de tensão reversa  $V_r = 600V$ .

#### 4.1.1.4 Determinação dos transformadores de corrente T1 e T2 da Figura 58

O transformador de detecção de corrente é selecionado para suportar a corrente  $I_{peak}$  e

tem um sinal de detecção de corrente de pico (IRS) de aproximadamente 100 mA. Desse modo a relação de espiras mínima NCT para o sistema é determinada pela equação (49).

$$N_{CT} = \frac{NS}{NP} = \frac{I_{peak}}{IRS} = \frac{14,6}{0,1} = 146 \quad (49)$$

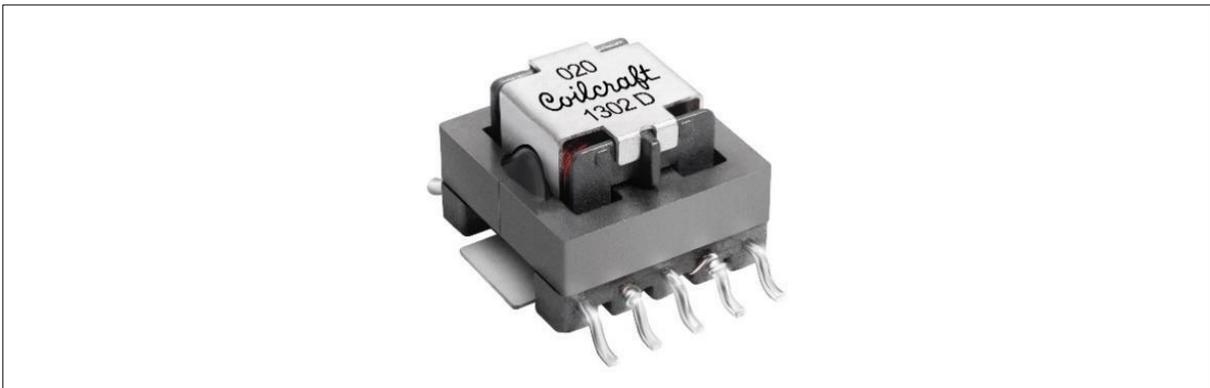
A indutância de magnetização LM do transformador de detecção de corrente deve ser selecionada de forma que a corrente de magnetização seja inferior a 2% do sinal de detecção de corrente máximo. A equação 50 calcula o LM mínimo, onde VS=3,7 V é a tensão máxima do sinal de detecção de corrente.

$$LM \geq \frac{VS}{\left(\frac{I_{peak}}{N_{ct}}\right) * 0,02 * F_{sw}} * \frac{V_{out} - V_{in_{min}}\sqrt{2}}{V_{out}} \quad (50)$$

$$LM \geq \frac{3,7}{\left(\frac{14,6}{146}\right) * 0,02 * 200 * 10^3} * \frac{385 - 85\sqrt{2}}{385} \geq 6,36mH$$

Para este projeto, o transformador de detecção de corrente escolhido foi o CST2010-150LD da empresa *Coilcraft*. O mesmo possui uma relação de espiras 1:150, indutância de magnetização de 19,2 mH e capacidade de corrente de até 40 A. O TC escolhido é apresentado na Figura 61.

Figura 61 – Indutor HCTI-56-10.2



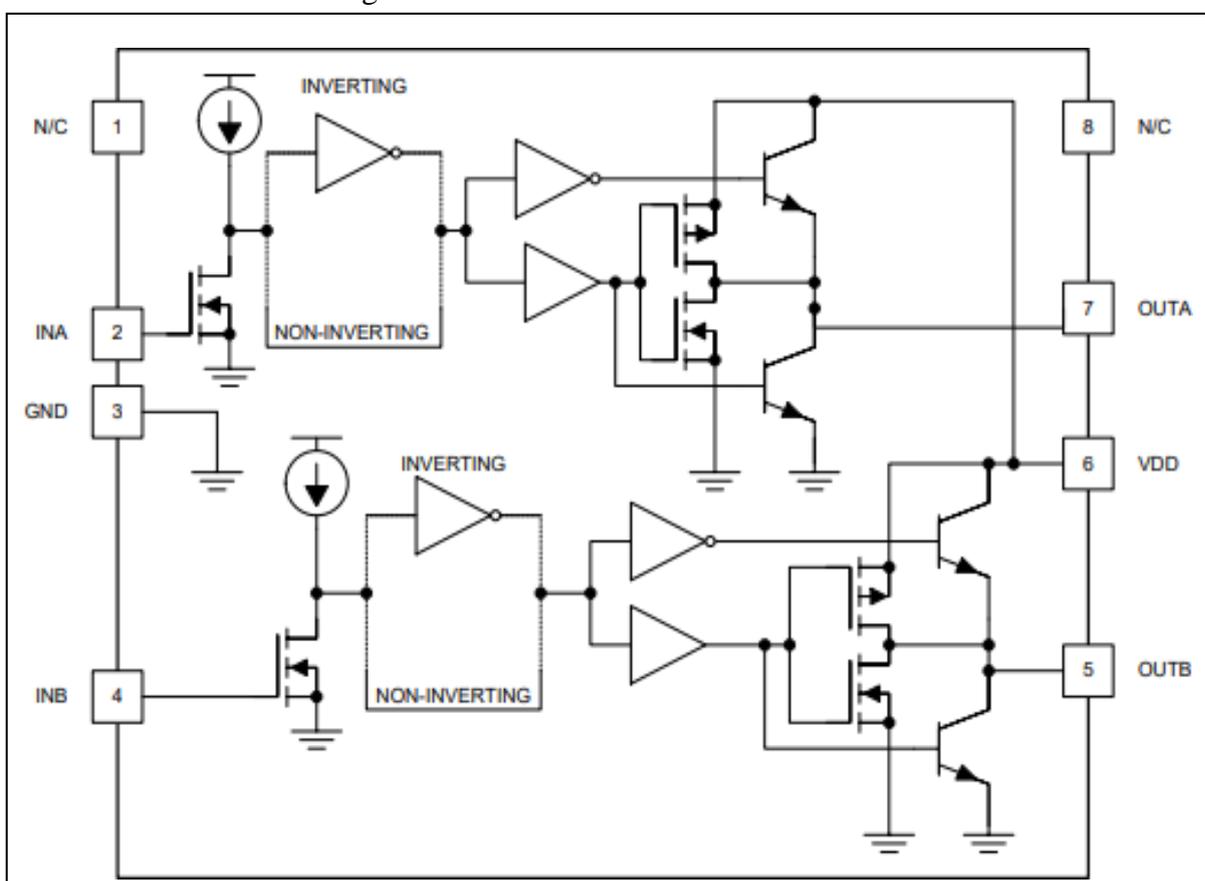
Fonte: *Coilcraft* (2020).

#### 4.1.1.5 Determinação do *drive* de acionamento para as chaves

Como o controlador UCC28070 não tem capacidade de acionamento dos gates dos IGBTs Q1 e Q2, se faz necessário o uso de um *drive* de acionamento que converta a tensão 5V do controlador em no mínimo 12V para chaveamento das chaves. Se utilizou o *drive* UCC27324 que faz o chaveamento através de dois circuitos internos com configuração totem pole.

Os sinais de acionamento são recebidos pelos pinos INA e INB e enviam o sinal amplificado para o Gate dos IGBTs através dos pinos OUTA e OUTB. A estrutura interna do *drive* é apresentado na Figura 62.

Figura 62 – *Drive* de acionamento UCC27324



Fonte: Texas Instruments (1999).

#### 4.1.2 Projeto do conversor *Full Bridge Phase Shifted*

Com a redução da potência do sistema a Tabela 7 que anteriormente apresentava uma tensão de saída de 336V e 15A, passa a ter 150 V e 2A na saída, como mostra a Tabela 12.

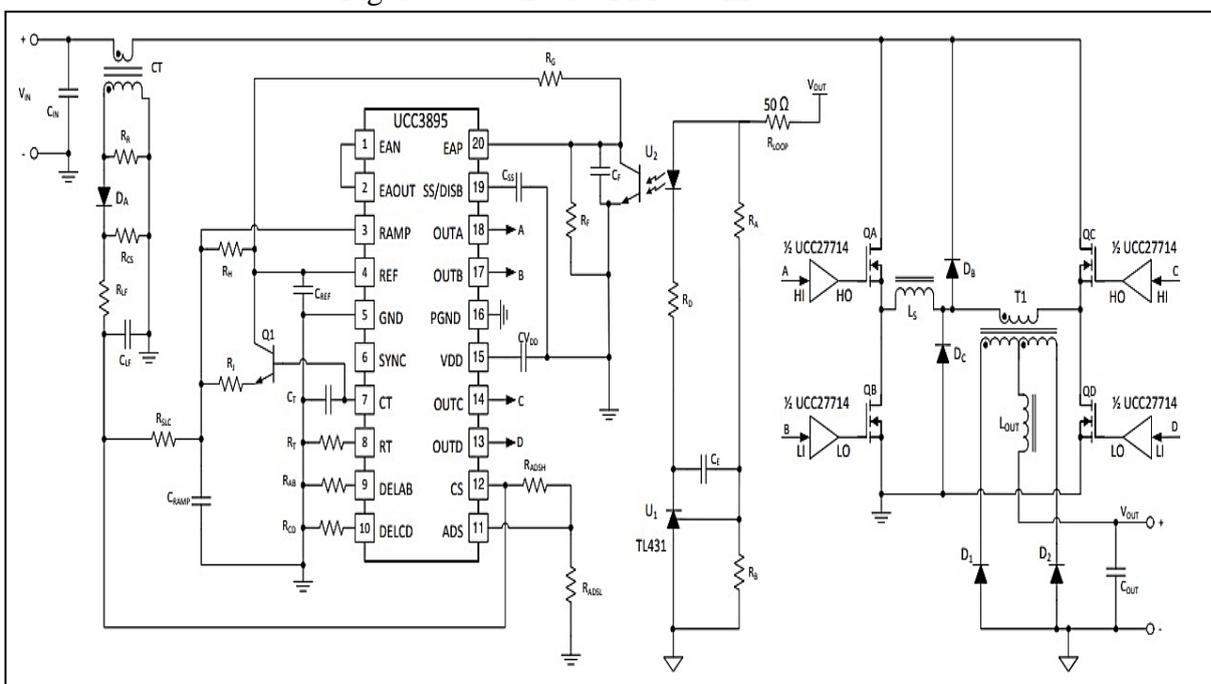
Tabela 12 – Parâmetros do conversor FBPS prático

|  |        |
|--|--------|
| Tensão de entrada (VDC)                        | 385V   |
| Tensão de saída (Vo)                           | 150V   |
| Corrente de saída (Io)                         | 2A     |
| Potência                                       | 300W   |
| Frequência de chaveamento (fs)                 | 30 kHz |
| Rendimento                                     | 0,9    |
| Corrente de pico máximo no primário (IPpk-máx) | 1,5A   |
| Corrente crítica de saída máxima (IOCr-máx)    | 0,77A  |
| Tempo morto (td)                               | 0,9 us |

Fonte: elaborada pelo autor (2021).

Para o controle do conversor *Full Bridge Phase Shifted* se optou pela escolha do controlador UCC3895 da *Texas Instruments*. O UCC3895 é um controlador PWM de mudança de fase que implementa o controle de um estágio de energia em ponte completa, mudando a fase de chaveamento de uma meia-ponte em relação à outra. O dispositivo permite a modulação de largura de pulso de frequência constante em conjunto com comutação de tensão zero ressonante para fornecer alta eficiência em altas frequências. O UCC3895 opera com uma frequência máxima de *clock* de 1 MHz. O circuito do conversor FBPS projetado utilizando o UCC3895 está mostrado na Figura 63.

Figura 63 – Circuito FBPS com UCC3895



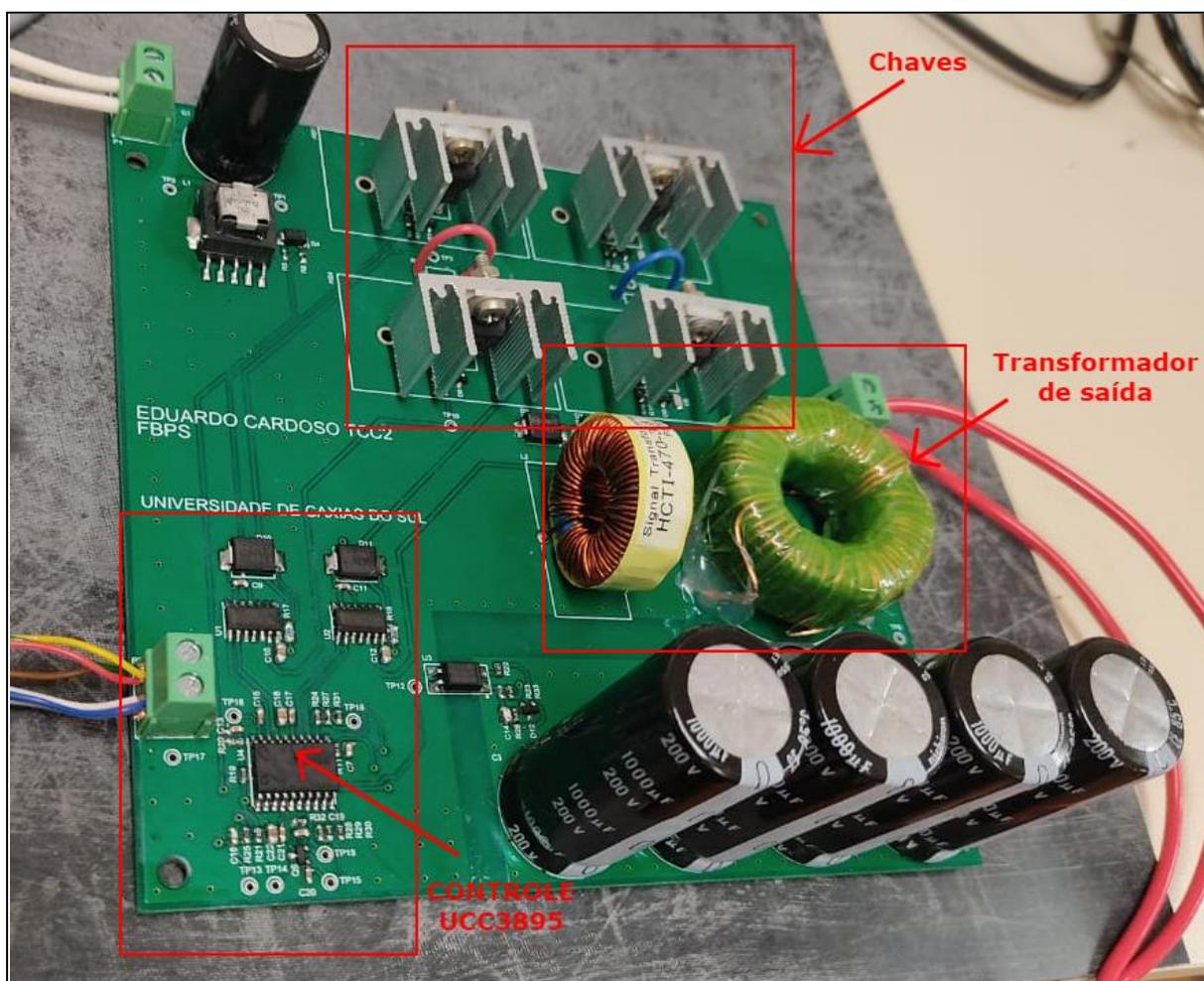
Fonte: *Texas Instruments* (1999).

A determinação dos componentes passivos necessários para o correto funcionamento do controlador UCC3895 é descrita no Anexo B. É importante ressaltar que o tempo morto  $t_d$  ou

tempo de atraso é definido pelos RAB e RCD. Os atrasos de propagação significam que os tempos de atraso vistos no primário do transformador serão diferentes e esta é a razão pela qual os atrasos devem ser otimizados no *hardware* real. Assim que o protótipo estiver instalado e funcionando, é recomendável que se ajuste tABSET e tCDSET com carga leve.

O circuito desenhado no *software Altium Designer* pode ser encontrado no Apêndice c. A placa de circuito impresso foi desenhada utilizando o mesmo *software* e a Figura 64 mostra a placa eletrônica. A mesma foi confeccionada na China pela empresa ALLPCB e teve sua montagem feita manualmente pelo autor.

Figura 64 – Placa de circuito impresso do conversor FBPS desenhada no *Altium Designer*



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

As seções a seguir apresentam a determinação dos principais componentes do circuito.

#### 4.1.2.1 Determinação de indutância ressonante total ( $L_t$ ) e capacitância ressonante total ( $C_t$ )

Para determinar a indutância e capacitância ressonante que determinam a condição ZVS se fez uso novamente da teoria de Uslu descrita em 3.1.3.3 Análise quantitativa do conversor CC-CC (Conversor *Full-Bridge Phase Shift ZVS*). Os valores de VDC,  $V_o$ ,  $I_o$ ,  $f_s$ ,  $t_d$ ,  $I_{OCr-max}$  e  $IP-pk-max$  que são necessários para a busca exaustiva de Uslu foram atualizados e descritos na Tabela 11. Com isso se faz necessário o cálculo das etapas de 1 a 6 descritas em 3.1.3.3.

**Etapa 1:** Cálculo de  $d_{O-max}$ , equação 20.

$$d_{Omax} = 1 - 2 * (0,9 * 10^{-6}) * 30000 = 0,946s$$

**Etapa 2:** Cálculo de  $n_{max}$ , equação 21.

$$n_{max} = 0,946 * \frac{385}{150} = 2,42$$

**Etapa 3:** Cálculo de  $n_{min}$ , equação 22.

$$n_{min} = 0,25 * \frac{385}{150} = 0,64$$

**Etapa 4:** Cálculo de  $L_{tmax}$ , equação 23.

$$L_{tmax} = \frac{385}{2 * \left(\frac{2}{2,42}\right)} * \left(\frac{3}{8 * 30000} - 0,9 * 10^{-6}\right) = 2,7mH$$

**Etapa 5:** Cálculo de  $C_{tmin}$ , equação 24.

$$C_{tmin} = \frac{1}{2,7 * 10^{-3}} * \left(\frac{2 * 0,9 * 10^{-6}}{\pi}\right)^2 = 121,58pF$$

**Etapa 6:** Cálculo de  $Ct_{max}$ , equação 25.

$$Ct_{max} = \frac{1}{3 * 10^{-6}} * \left( \frac{2 * 0,9 * 10^{-6}}{\pi} \right)^2 = 109,42nF$$

Para a determinação das etapas 7 a 9 é necessário avaliar a base de dados gerada através do processo iterativo gerado pelo código feito no MATLAB e selecionar o conjunto de parâmetros mais viável de acordo com as características do projeto. A Figura 65 apresenta, dentro da base de dados, os parâmetros selecionados para o conversor.

Figura 65 – Base de dados FBPS

| Command Window |          |        |          |          |        |
|----------------|----------|--------|----------|----------|--------|
| LT (uH)        | CT (nF)  | n      | IOCr (A) | IPpk (A) |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.4277 | 0.6405   | 1.4009   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.4455 | 0.6485   | 1.3836   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.4634 | 0.6565   | 1.3667   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.4813 | 0.6645   | 1.3502   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.4991 | 0.6725   | 1.3341   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.5170 | 0.6805   | 1.3184   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.5349 | 0.6886   | 1.3030   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.5527 | 0.6966   | 1.2881   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.5706 | 0.7046   | 1.2734   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.5885 | 0.7126   | 1.2591   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.6063 | 0.7206   | 1.2451   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.6242 | 0.7286   | 1.2314   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.6421 | 0.7366   | 1.2180   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.6599 | 0.7447   | 1.2049   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.6778 | 0.7527   | 1.1921   |        |
| 491.7150       | 0.6676   | 1.6956 | 0.7607   | 1.1795   |        |
| fx             | 491.7150 | 0.6676 | 1.7135   | 0.7687   | 1.1672 |

Fonte: elaborada pelo autor (2021).

**Etapa 7:** Determinação de  $Lt$ , equação 26. Se determinou o uso de 2 capacitores de 330pF com capacidade de 630V para  $Ct$ , valor este muito próximo de 0,6676 nF obtido via cálculo.

$$Lt = \frac{1}{660 * 10^{-12}} * \left( \frac{2 * 0,9 * 10^{-6}}{\pi} \right)^2 = 497,39\mu H$$

Com isso se determinou o uso do indutor fixo HCTI-470-3.8 da *Bel Signal Transformer*. Este é um indutor de  $470 \mu H$  com capacidade de até 3,8 A. O fato de a indutância ser menor que o valor calculado não trará nenhuma implicância negativa ao sistema visto que este valor esta dentro o intervalo calculado anteriormente.

**Etapa 8:** Determinação do valor  $I_{P2Cr}$ , equação 27.

$$I_{P2Cr} = \sqrt{\frac{0,6667 * 10^{-9}}{491,73 * 10^{-6}}} * 385 = 0,4485A$$

**Etapa 9:** Determinação do valor  $d_{Oeff-m\acute{a}x}$ , equação 28.

$$d_{Oeff-m\acute{a}x} = \frac{0,946}{\left(1 + \frac{4 * 491,73 * 10^{-6} * 2 * 30000}{1,6^2 * 150}\right)} = 0,72$$

**Etapa 10:** Verificação dos valores  $I_{P2Cr}$  e  $d_{Oeff-m\acute{a}x}$  para comprovação dos critérios exigidos por Uslu (2006).

$$d_{Oeff-m\acute{a}x} \geq \frac{1,6 * 150}{382} \rightarrow 0,72 \geq 0,62$$

$$\frac{I_o}{n} \leq I_{Ppk-m\acute{a}x} \rightarrow \frac{2}{1,6} \leq 1,5 \rightarrow 1,25 \leq 1,5$$

$$I_{P2Cr} \leq \frac{I_{OCr-m\acute{a}x}}{n} \rightarrow 0,4485 \leq \frac{0,77}{1,6} \rightarrow 0,4485 \leq 0,4812$$

Como os critérios de desenvolvimento acima foram atendidos, segundo Uslu (2006) o conversor tende a funcionar de forma correta cumprindo com os parâmetros predeterminados na Tabela 12.

#### 4.1.2.2 Determinação das chaves QA, QB, QC e QD da Figura 63

Para a escolha das chaves deve-se levar em conta os valores máximos de tensão e corrente sobre cada uma das chaves. A tensão máxima  $V_{CE-m\acute{a}x}$ , pela equação 29.

$$V_{CE-m\acute{a}x} = VDC = 385$$

A corrente máxima  $I_{CE-m\acute{a}x}$ , pela equação 30.

$$I_{CE-m\acute{a}x} = IP_{pk-m\acute{a}x} = 1,5A$$

Com isso o IGBT escolhido foi o modelo STGP4M65DF2 da *STMicroelectronics*. Este IGBT tem uma capacidade de tensão entre coletor e emissor  $V_{CE}$  de 650V e possibilidade de condução de corrente  $I_{CE}$  até 8A. O *datasheet* do componente ainda forma que a IGBT tem uma capacidade de dissipo de potência de até 68W.

#### 4.1.2.3 Determinação dos diodos de saída D1 e D2 da Figura 63

Para a escolha dos diodos D1e D2 deve-se levar em conta os valores de tensão reversa máxima  $V_{rm\acute{a}x}$  e corrente de condução média  $ID_{med}$ . Tensão reversa máxima  $V_{rm\acute{a}x}$ , pela equação 35.

$$V_{rm\acute{a}x} = 2 * \frac{1}{1,6} * 385 = 481,25V$$

Corrente média  $ID_{med}$ , pela equação 36.

$$ID_{med} = \frac{Io}{2} = \frac{2}{2} = 1A$$

Se escolheu para retificação na saída o modelo STTH3R06S da fabricante *STMicroelectronics*. Esse modelo tem o valor de tensão reversa máxima igual a 600V, tensão máxima no sentido direto ( $V_f$ ) igual a 1,0V e capacidade de condução de corrente de 3A, o que atende as necessidades do projeto. Perdas nos diodos  $P_{ds}$ , pela equação 37.

$$P_{ds} = V_f * ID_{med} = 1 * 1 = 1W$$

#### 4.1.2.4 Determinação do indutor $L_{out}$ e capacitor $C_{out}$ de saída da Figura 63

O filtro de saída LC leva em consideração os valores de variação da corrente de saída  $\Delta I_o = 0,1A$  e variação na tensão de saída  $\Delta V_o = 0,5V$ . Determinação do indutor  $L_{out}$ , pela equação 38.

$$L_{out} = \frac{\left(\frac{385}{1,6} - 150\right)}{0,1} * 0,72 * \frac{\left(\frac{1}{30k}\right)}{2} = 10,8mH$$

Optou-se pelo indutor fixo SRR1280-103K da marca *Bourns* que tem indutância de 10mH com tolerância de 10% e uma capacidade de corrente de 6A. A escolha se deu ainda por ser um componente com montagem SMD o que ajudou na redução do espaço na PCB.

Para a determinação do capacitor de saída  $C_{out}$  se utilizou as equações sugeridas pelo *datasheet* do UCC3895 que leva em conta o tempo  $t_{HU}$  que  $L_{out}$  leva para mudar 90% de sua corrente de carga total, com isso segundo a *Texas Instruments* (1999), se tem as equações 51 e 52 respectivamente para determinação do capacitor  $C_{out}$ .

$$t_{HU} = \frac{\left(\frac{L_{out} * P_{out} * 0,9}{V_{out}}\right)}{V_{out}} = \frac{\left(\frac{10 * 10^{-3} * 300 * 0,9}{150}\right)}{150} = 120\mu s \quad (51)$$

$$C_{out} \geq \frac{\left(\frac{P_{out} * 0,9 * t_{HU}}{V_{out}}\right)}{\Delta V_o * \Delta I_o} \geq \frac{\left(\frac{300 * 0,9 * 120\mu}{150}\right)}{0,5 * 0,1} = 4320\mu F \quad (52)$$

Para este projeto se optou por utilizar 4 capacitores eletrolíticos de 1000 uF com tensão máxima de 400V. A utilização de uma capacitância total menor do que a calculada fará com que o ripple de tensão na saída seja um pouco maior do que os 0,5V esperado, porém isto não é um valor alto para o projeto.

#### 4.1.2.5 Determinação transformador isolador da Figura 63

Para a determinação do transformador isolador se utilizou a lógica descritas em “3.1.3.4 Escolha do transformador isolador”. Com os novos dados obtidos para o transformador, se fez a escolha do núcleo MMTS26T4015 da empresa *Magmattec*. A Tabela 13 apresenta os dados do transformador projetado.

Tabela 13 – Parâmetros transformador isolador montado

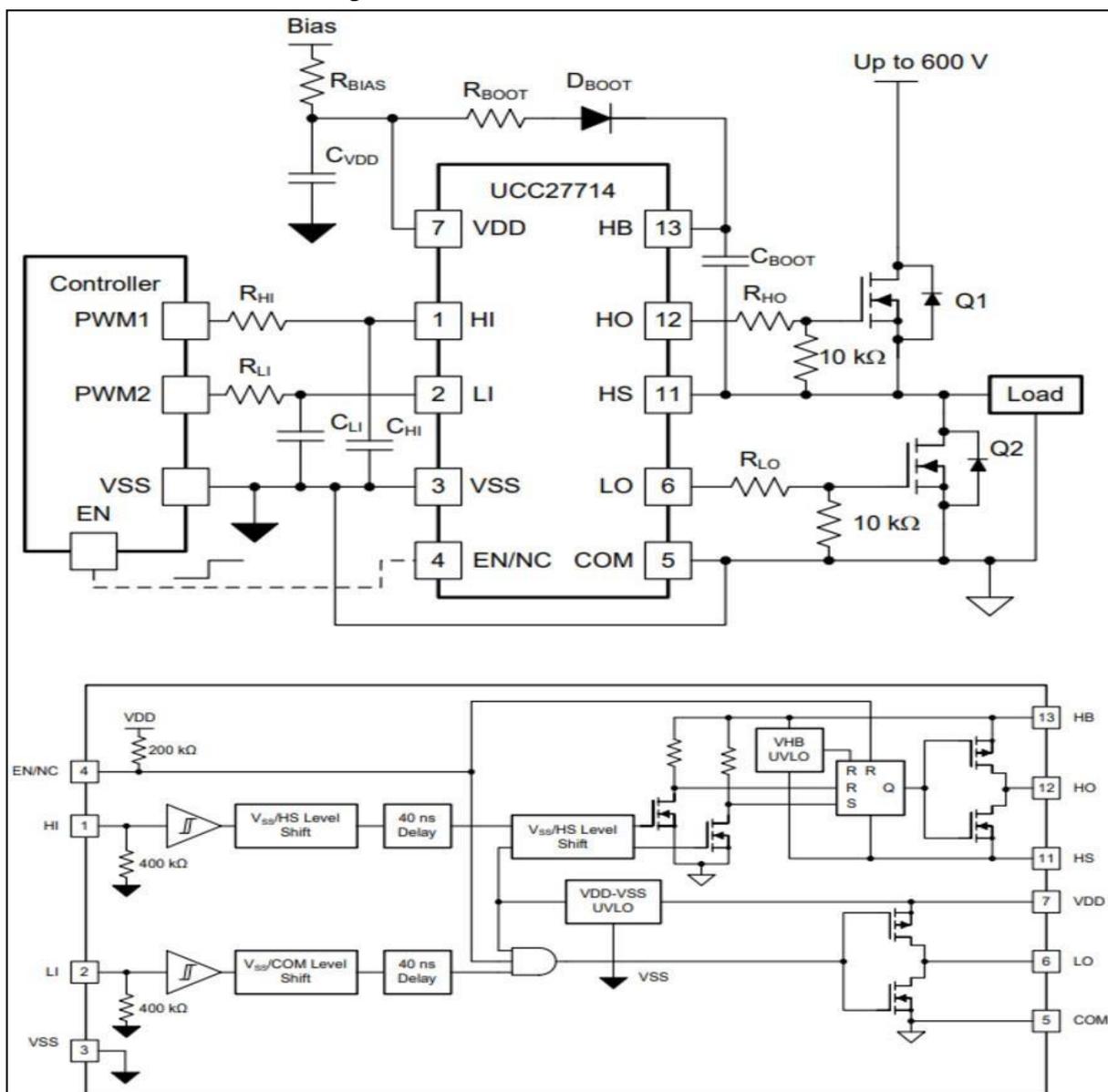
| <b>NÚCLEO</b>                                  | <b>MMTS26T4015</b>     |
|--|------------------------|
| Ae*Aw calculado (cm <sup>4</sup> )             | 9,4                    |
| Ae*Aw nucleo escolhido (cm <sup>4</sup> )      | 67,75                  |
| Número de espiras primário (N <sub>p</sub> )   | 57                     |
| Número de espiras secundário (N <sub>s</sub> ) | 36                     |
| Relação de espiras (n)                         | 1,6                    |
| Diâmetro do condutor (D <sub>fe</sub> )        | < 0,086cm              |
| Fio escolhido                                  | AWG20                  |
| Seção primário calculado                       | 0,00416cm <sup>2</sup> |
| Seção secundário calculado                     | 0,0047cm <sup>2</sup>  |
| Número de condutores primário                  | 1                      |
| Número condutores secundário                   | 1                      |

Fonte: elaborada pelo autor (2021).

#### 4.1.2.6 Determinação do *drive* de acionamento para as chaves do conversor FBPS

Como o controlador UCC3895 não tem capacidade de acionamento dos gates dos IGBTs Q1, Q2, Q3 e Q4, se faz necessário o uso de um *drive* de acionamento que converta a tensão 5V do controlador em no mínimo 12V para chaveamento das chaves. Se utilizou 2 unidades do *drive* UCC27714D que tem 2 circuitos de acionamento por circuito integrado. O *drive* faz o chaveamento através de dois circuitos internos com configuração totem pole. Os sinais de acionamento são recebidos pelos pinos HI e LI e enviam o sinal amplificado para o *Gate* dos IGBTs através dos pinos HO e LO. A estrutura interna do *drive* e o circuito básico de funcionamento são apresentados na Figura 66.

Figura 66 – Drive de acionamento UCC27714D



Fonte: Texas Instruments (1999).

## 4.2 PROCEDIMENTO DE TESTES

Com o objetivo de validar os resultados obtidos por meio de simulação, se fez a montagem das placas do conversor PFC e conversor *Full Bridge Phase Shifted*. Inicialmente se fez os testes com os conversores montados independentes, ou seja, sem conexão entre eles e com carga resistiva na saída para validação dos níveis de entrada e saída de cada conversor.

Posteriormente se fez a conexão entre os conversores e se obteve o carregador completo. Os níveis e formas de ondas obtidos para cada conversor quando o carregador foi conectado no banco de baterias é mostrado nas etapas a seguir.

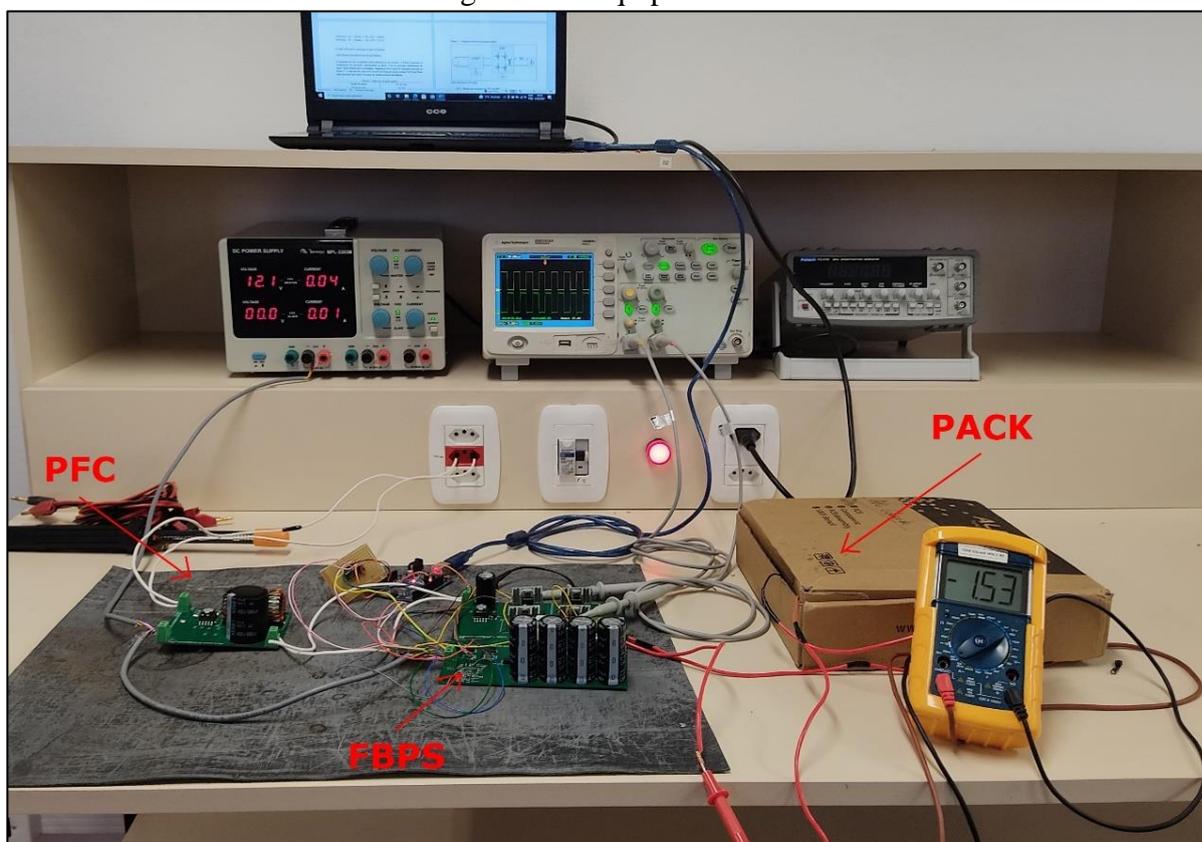
Foram realizadas medições relativas às formas de onda geradas pelo circuito de controle, verificando a questão da defasagem entre os pulsos gerados para disparo dos *Mosfets* e IGBT's (*Phase Shift*), requisito necessário para satisfazer a condição ZVS, bem como os níveis de corrente e tensão na saída de cada conversor.

#### 4.2.1 Equipamentos para testes

Para a obtenção dos resultados práticos do carregador projetado se montou o sistema de teste com os equipamentos mostrados na Figura 67. Os equipamentos utilizados nestes testes foram:

- a) Osciloscópio Minipa MVB DSO
- b) Osciloscópio Agilent DSO1012
- c) Multímetro Digital Minipa
- d) Fonte Minipa MPL-3303M
- e) Analisador de potência *Yokogawa WT500*

Figura 67 – Equipamentos de teste



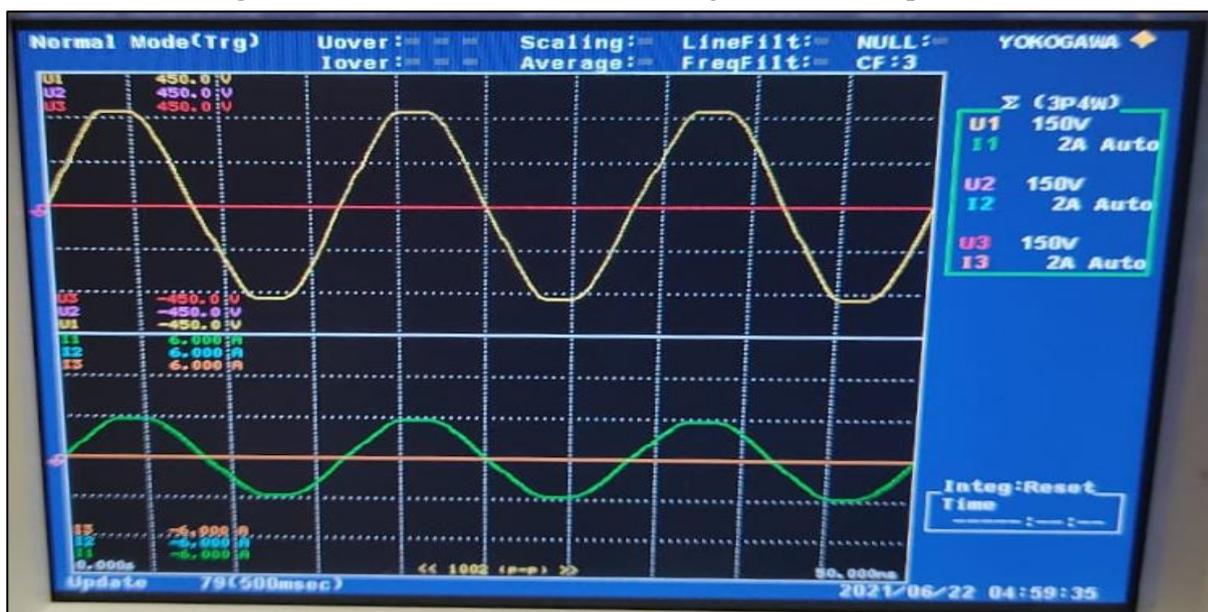
Fonte: elaborada pelo autor (2021).

#### 4.2.2 Teste conversor PFC

Primeiramente se conectou o banco de baterias na saída do carregador, nesta etapa o banco de baterias estava completamente descarregado com aproximadamente 128,3V. O conversor PFC foi alimentado por um barramento AC monofásico com tensão de aproximadamente 220V. A relação entre potência ativa e potência reativa se manteve em níveis que fizeram o valor de FP prático ser próximo a 1, fazendo assim o sistema ter uma alta eficiência.

Os níveis de entradas e o fator de potência resultante para o carregador operando em plena carga (aproximadamente 2A nas baterias) foram obtidos com o analisador de potência WT-500 da YOKOGAWA e são mostrados na Figura 68, onde em amarelo se tem a tensão de entrada e em verde a corrente de entrada.

Figura 68 – Formas de onda com correção do fator de potência



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

A topologia do conversor PFC implica que o acionamento das chaves deve ter um ângulo de defasagem de 180°. A defasagem entre os sinais de acionamento das chaves pode ser verificada na Figura 69. O sinal em amarelo, representa o acionamento da chave Q1 do circuito no Apêndice B, enquanto o sinal verde é direcionado para a chave Q2 do mesmo Apêndice, o qual sofre deslocamento no tempo em relação ao sinal em amarelo em 180°. A frequência de chaveamento prática se manteve em 200 kHz como previsto durante a etapa de implementação.

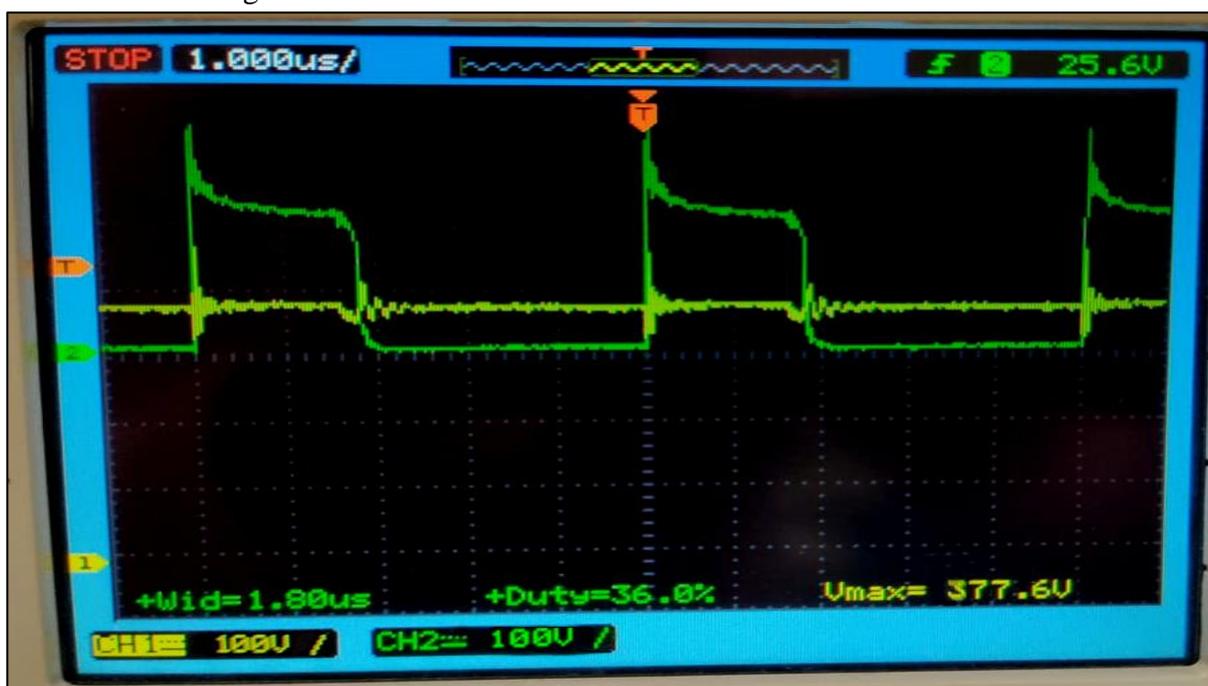
Figura 69 – Formas de onda de chaveamento conversor PFC



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

Em carga nominal, a saída do conversor apresentou um nível de tensão de 377,6V. Este nível ficou abaixo do que se tinha projetado de 385V, porém não teve implicações no funcionamento do carregador, pois o conversor *Full Bridge Phase Shifted* alimentado pela saída do PFC está preparado para estas oscilações. Os níveis de tensão sobre as chaves Q1 e Q2 se mantiveram em valores dentro dos limites esperados pelo componente selecionado. A Figura 70 apresenta a forma de onda da tensão de saída do conversor (curva em amarelo) e a tensão sobre a chave Q1 (em verde).

Figura 70 – Forma de onda da tensão de saída conversor PFC



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

O conversor UCC28070 faz o controle do período de trabalho através dos níveis de tensão lidos com o auxílio dos transformadores de corrente conectados em série com as chaves Q1 e Q2. A Figura 71 mostra os sinais lidos pelo controlador através dos TCs onde em verde se tem o sinal do TC conectado a chave Q1 e em amarelo o sinal do TC conectado a chave Q2.

Figura 71 – Formas de onda dos TCs conversor PFC

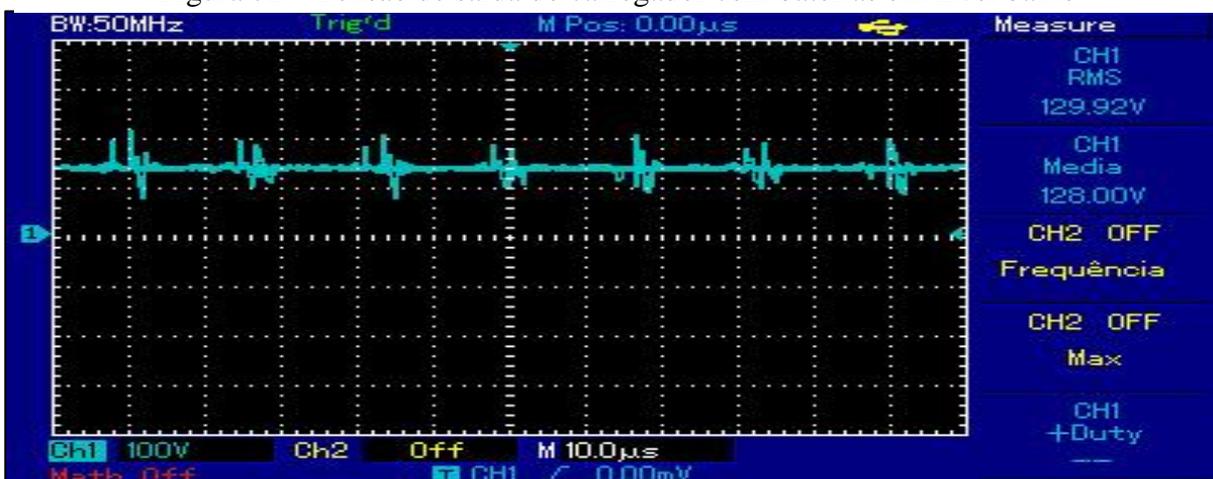


Fonte: elaborada pelo autor (2021).

#### 4.2.3 Teste conversor *Full Bridge Phase Shifted*

Nesta etapa se conectou o conversor *full bridge phase shift* à saída do conversor PFC com 377,6V. O pino CS do conversor monitora a corrente de entrada e faz o controle da malha em relação a corrente de saída que carrega as baterias. Com o carregador a vazio, ou seja, sem a conexão das baterias, a saída do conversor apresentava 148V aproximadamente. Ao se conectar o *pack* de baterias no carregador, a saída passou a apresentar 129,92V (em azul) como mostrado na Figura 72, com um nível de corrente de aproximadamente 2A.

Figura 72 – Tensão de saída do carregador com baterias em nível baixo

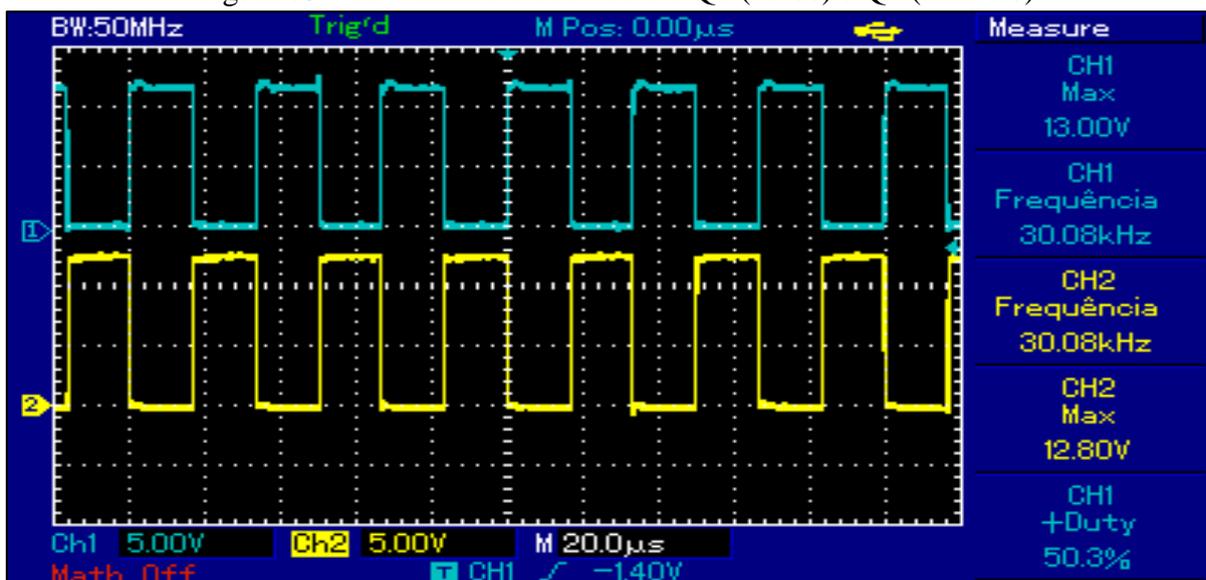


Fonte: elaborada pelo autor (2021).

As quatro saídas do controlador UCC3895 são otimizados para conduzir os IGBT's através dos *drivers* UCC27714. OUTA e OUTB são totalmente complementares e operam perto de 50% do ciclo de trabalho. OUTA e OUTB destinam-se a chavear a tensão de entrada através de uma meia ponte. OUTC e OUTD chaveiam a outra meia ponte e têm as mesmas características de OUTA e OUTB. OUTC tem mudança de fase em relação a OUTA e OUTD tem mudança de fase em relação a OUTB.

A técnica selecionada para gerar a variação do ciclo de trabalho na saída do conversor implica em que as chaves Q1 e Q4 recebam um sinal defasado de  $180^\circ$  considerando os tempos mortos entre cada sinal, que seja fixo no tempo, sem variar a frequência, a amplitude ou a largura do pulso. Q2 e Q3 recebem o mesmo pulso porém com a característica de ter defasagem no tempo. A Figura 73 mostra o acionamento das chaves Q1 (verde) e Q4 (amarelo) com  $180^\circ$  de defasagem e frequência de 30kHz como projetado.

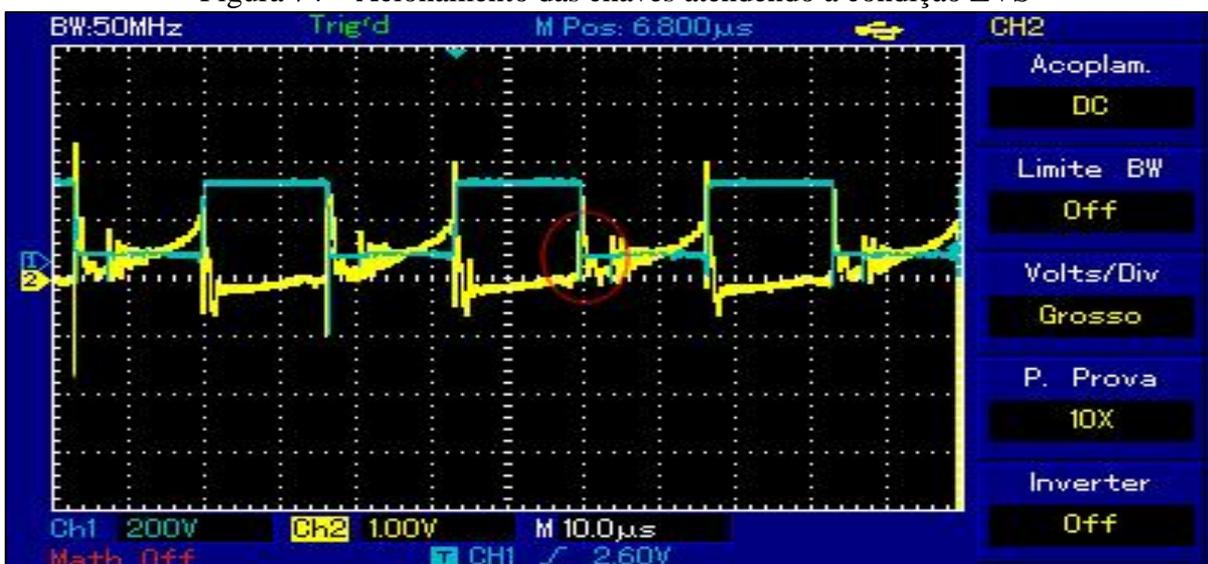
Figura 73 – Acionamento dos IGBT's Q1 (verde) e Q4 (amarelo)



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

Um dos objetivos deste trabalho era o chaveamento das chaves atendendo a condição ZVS, ou seja, ativar a chave quando a tensão sobre a mesma for zero. Para a verificação desta condição se fez necessário adicionar um resistor *shunt* de  $1,2\Omega$  entre o emissor da chave Q4 e GND para se obter a corrente sobre a chave. Como mostrado a Figura 74 a condição ZVS foi obtida, já que no momento do disparo do IGBT, a tensão na chave (azul) é zero. Somente após a disparo da chave é que ocorre a subida da corrente (amarelo) de coletor partindo de um valor negativo, devido ao diodo em antiparalelo estar em condução.

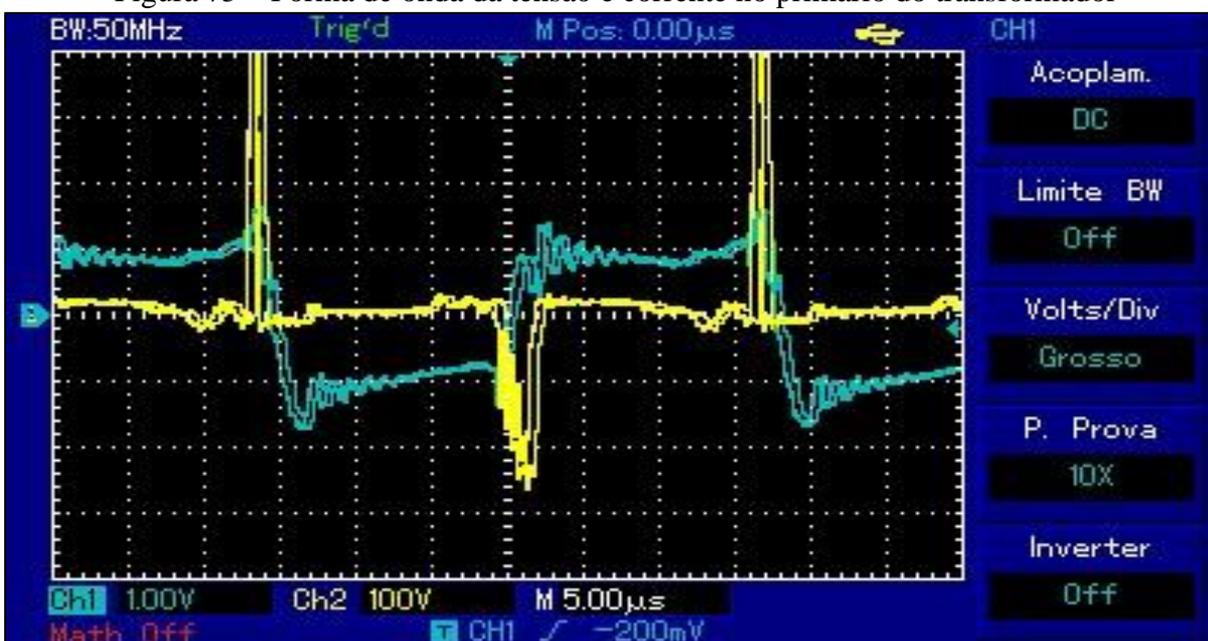
Figura 74 – Acionamento das chaves atendendo a condição ZVS



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

Neste projeto se considerou um tempo morto na ativação das chaves para atender a condição ZVS, tempo esse apresentado na seção “Análise qualitativa do conversor CC-CC (*Conversor Full-Bridge Phase Shift ZVS*)” e que implica na forma de onda da tensão e corrente do primário do transformador conforme a Figura 75. Para se mensurar a corrente do primário se adicionou um resistor *shunt* entre o indutor L2 do circuito no Apêndice C e o transformador isolador. Em amarelo é apresentada a tensão no primário e em azul a corrente do primário do transformador.

Figura 75 – Forma de onda da tensão e corrente no primário do transformador

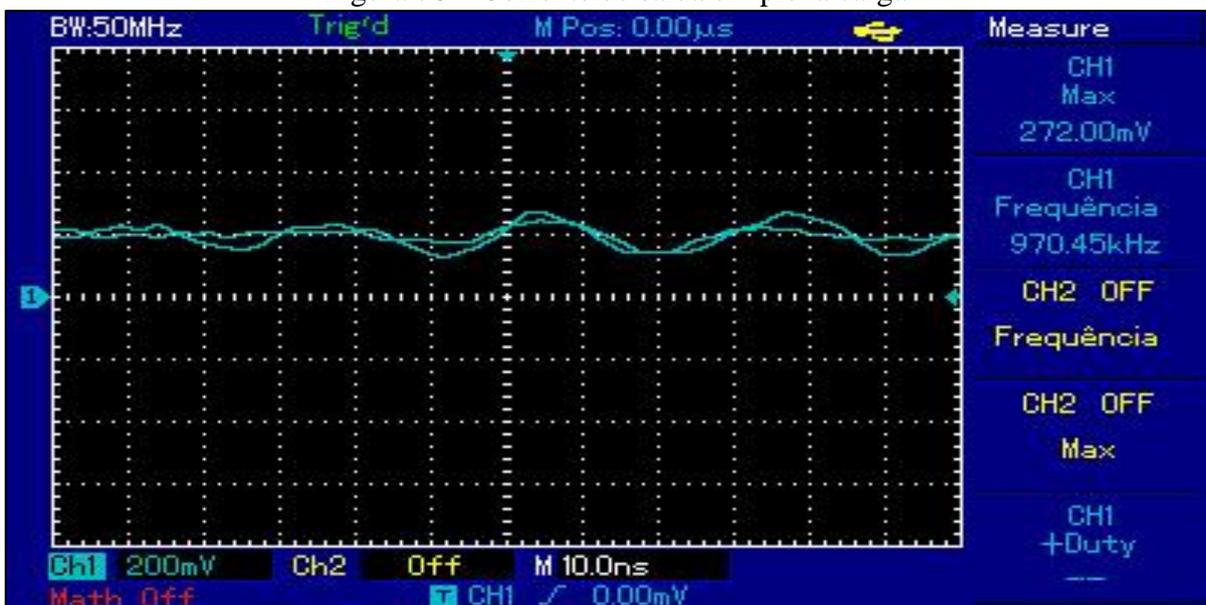


Fonte: elaborada pelo autor (2021).

O *pack* de baterias foi conectado a carregador completamente descarregado, neste estágio o carregador passou a injetar corrente no *pack* e teve sua tensão de saída reduzida como foi mostrado anteriormente. Com o passar do tempo a tensão do *pack* de baterias e da saída tende a aumentar devido a malha de controle, que verifica a tensão de saída e também a corrente de carga.

A corrente de carga tende a reduzir com o aumenta da carga das baterias. Para a verificação da corrente de saída se adicionou um resistor *shunt* de  $0,1\Omega$  entre o negativo do *pack* de baterias e o GND da placa. O sistema iniciou a carga com aproximadamente 2A, causando uma queda de tensão sobre o resistor *shunt* de aproximadamente 200 mV como pode ser visto na Figura 76.

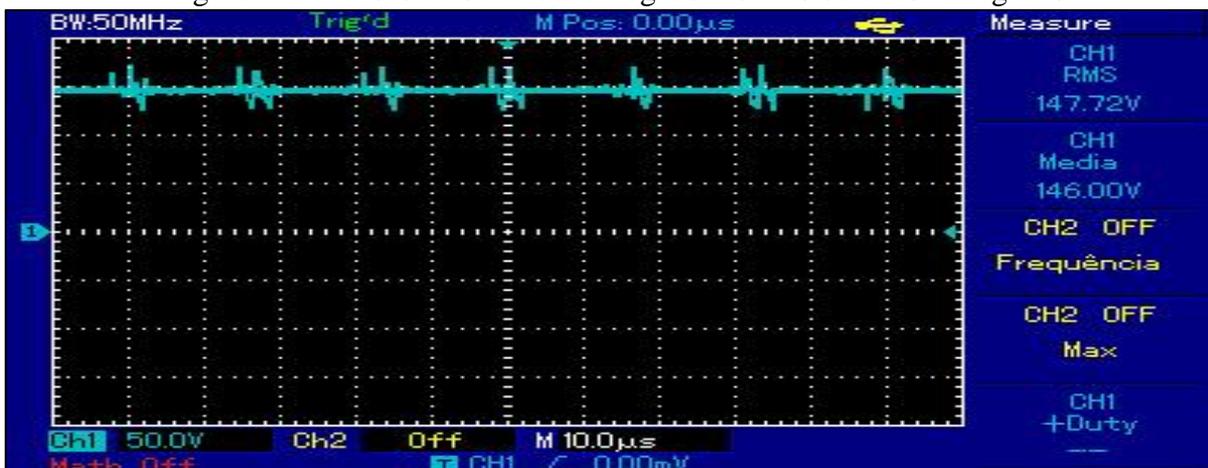
Figura 76 – Corrente de saída em plena carga



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

O *ripple* de corrente na carga se mostrou dentro dos níveis aceitáveis para o projeto. Após a carga das baterias o nível de tensão do *pack* de baterias e da saída se estabilizou em aproximadamente 147,2V, sem comprometer a tensão máxima aceita pelas células de lítio. A Figura 77 apresenta a forma de onda da saída do carregador com as baterias carregadas.

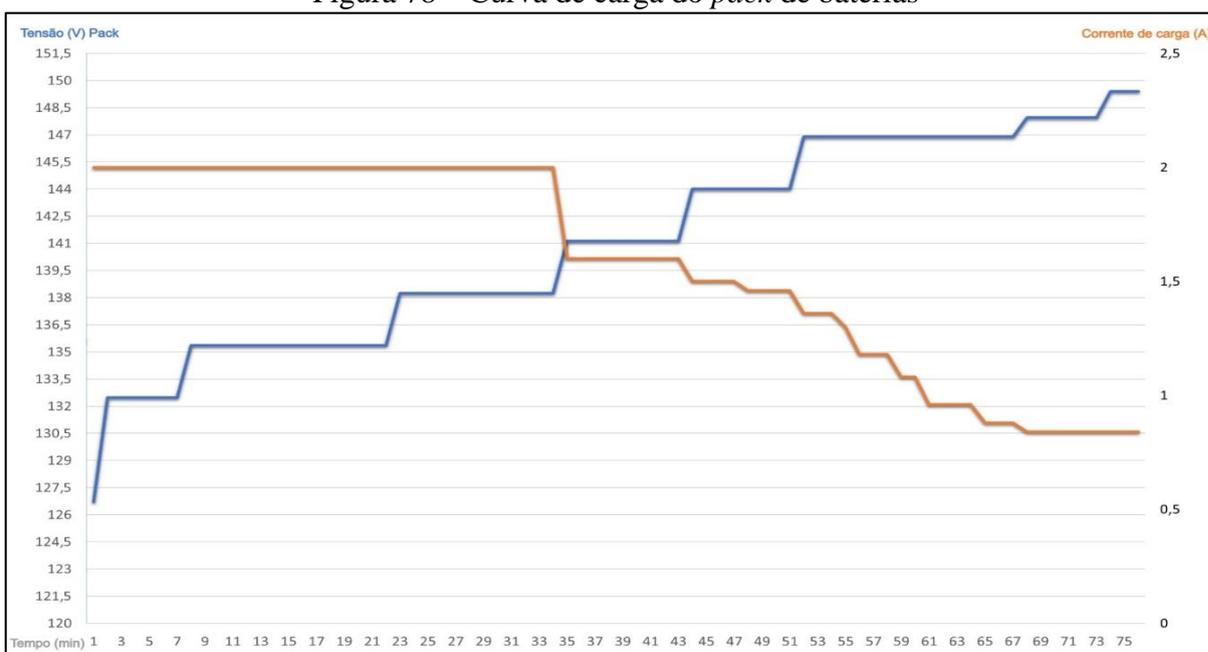
Figura 77 – Tensão de saída do carregador com as baterias carregadas



Fonte: elaborada pelo autor (2021).

### 4.3 RESULTADOS PRÁTICOS

Afim de validar a carga das baterias de lítio se fez a análise do sistema com carga mínima até carga máxima. Os dados de tensão e corrente de carga foram capturados a cada 1 minuto. O sistema apresentou uma curva de carga similar ao que se foi estudado no referencial teórico deste trabalho, a carga máxima se deu 75 minutos após o seu início, configurando assim um carregador de carro elétrico de nível 2 e *off-board*. A Figura 78 apresenta os gráficos de Tensão x tempo e Corrente x tempo do sistema.

Figura 78 – Curva de carga do *pack* de baterias

Fonte: elaborada pelo autor (2021).

Se fez a medição da tensão e corrente de entrada no carregador, e se obteve os seguintes resultados com o fator de potência muito próximo a 1: Tensão de entrada 219V, corrente de entrada 1,4A, totalizando assim 308,79 W de potência. Através do gráfico de carga é possível observar que o ponto de máxima potência foi quando o *pack* de baterias atingiu 138,24V de tensão com 2A de carga obtendo-se então 276,48 W de potência. Com isso o carregador apresenta uma eficiência de aproximadamente 89,5%, comprovando assim a alta eficiência das topologias de conversores escolhidos para este trabalho.

#### **4.3.1 Trabalhos futuros**

Como dito na seção “1.3 LIMITAÇÕES DO TRABALHO”, este trabalho não teve como foco o monitoramento da temperatura das células de Íon de Lítio, porém para trabalhos futuros pode-se pensar em sistema que façam o controle de carga das baterias considerando a temperatura individual de cada uma das células visto que sistemas com gerenciamento de carga falho podem causar danos como carbonização das células.

Neste trabalho se fez a análise de corrente e tensão de carga das baterias, em sistemas em funcionamento como os da empresa Tesla, além do controle de corrente e tensão se faz a análise de temperatura e se tem a comunicação entre carregador e o sistema de gerenciamento (BMS). Para trabalhos futuros se tem a possibilidade de implementação de sistemas que fazer o controle de carga considerando mais variáveis para as malhas de controle.

## 5 CONCLUSÃO

Quando se iniciou este trabalho tinha-se como objetivo criar um carregador que atendesse níveis elevados de potência e carga. O projeto proposto inicialmente foi de um carregador com mais de 5 kW. Foi preciso mudar a estrutura do projeto durante a implementação prática devido a indisponibilidade do número de baterias necessárias. Mesmo com uma quantidade reduzida do número de baterias foi possível fazer a construção do carregador e validar os conceitos estudados no referencial teórico.

Fazendo a comparação do sistema proposto teoricamente com o sistema implementado na prática pode-se perceber a dificuldade em obter valores exatos de saída, por exemplo, a tensão de saída do conversor PFC, que na teoria deveria apresentar um nível de 385 V, mas que na prática apresentou 377 V. Essas variações se deram devido a parâmetros intrínsecos dos componentes comprados e os valores de tolerância de cada um dos componentes.

O carregador apresentou êxito em funcionalidade carregando o pack de baterias dentro do tempo previsto para carregadores *off-board*, mantendo um nível constante de corrente durante o período de carga. O conversor PFC atendeu os requisitos de fator de potência e o conversor *Full Bridge Phase Shift* manteve uma corrente de carga estável com a comutação das chaves feita em modo ZVS.

Em trabalhos futuros se tem como opções o estudo de conversores que possam carregar mais rápido os *packs* de baterias e que possam trabalhar com sistemas bidirecionais, devolvendo à rede a energia sobressalente.

## REFERÊNCIAS

- ALAMOUDI, Yasser A. *et al.* **State-of-the Art Electrical Machines for Modern Electric Vehicles**. 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8714343>>. Acesso em: 07 ago. 2020.
- AMBROSIO, Renato Canha; TICIANELLI, Edson Antonio. **Baterias de níquel-hidreto metálico, uma alternativa para as baterias de níquel-cádmio**. Química Nova, São Paulo, v. 24, 2001. Disponível em: <[https://www.scielo.br/scielo.php?script=sci\\_arttext&pid=S0100-40422001000200015](https://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0100-40422001000200015)>. Acesso em: 26 set. 2020.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: módulo 8 – qualidade da energia elétrica**. 2017. Disponível em: <[https://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo\\_8-Revis%C3%A3o\\_10/2f7cb862-e9d7-3295-729a-b619ac6baab9](https://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo_8-Revis%C3%A3o_10/2f7cb862-e9d7-3295-729a-b619ac6baab9)>. Acesso em: 02 nov. 2020.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas**. 2. ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2007.
- BASCOPE, René Pastor Torrico. **Conversor CC Ponte Completa ZVS-PWM com comando Assimétrico**. Universidade Federal de Santa Catarina, 1994. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/111792/97695.pdf?sequence=1&isAllowed=y>>. Acesso em: 03 mar. 2021.
- BATTERY UNIVERSITY. **BU-1003: electric vehicle (EV)**. Disponível em: <[https://batteryuniversity.com/learn/article/electric\\_vehicle\\_ev](https://batteryuniversity.com/learn/article/electric_vehicle_ev)>. Acesso em: 11 set. 2020.
- BATTERY UNIVERSITY. **Is lithium-ion the ideal battery?** battery university. Disponível em: <[https://batteryuniversity.com/learn/archive/is\\_lithium\\_ion\\_the\\_ideal\\_battery](https://batteryuniversity.com/learn/archive/is_lithium_ion_the_ideal_battery)>. Acesso em: 11 set. 2020.
- BEL SIGNAL TRANSFORMER. **HCTI Series: High Current Toroidal Inductors**. 2019. Disponível em: <<https://www.belfuse.com/resources/datasheets/signaltransformer/ds-st-high-current-torodial-inductors-series.pdf>>. Acesso em: 12 abr. 2021.
- BLAKE, Carl; BULL, Chris. **IGBT or MOSFET: choose wisely**. Disponível em: <[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGBT\\_or\\_MOSFET\\_Choose\\_Wisely-Article-v01\\_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153574048b73edc#:~:text=The%20IGBT%20has%20the%20output,of%20control%20of%20a%20MOSFET](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGBT_or_MOSFET_Choose_Wisely-Article-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153574048b73edc#:~:text=The%20IGBT%20has%20the%20output,of%20control%20of%20a%20MOSFET)>. Acesso em: 07 out. 2020.
- BMW. **Technical specifications. BMW i3 (120 Ah)**. 2018. Disponível em: <<https://www.ultimatespecs.com/car-specs/BMW/114723/BMW-i3-120Ah.html>>. Acesso em: 07 out. 2020.
- BRAGA, Newton C. **Análise do tempo de recuperação de diodos no osciloscópio: uso do osciloscópio no laboratório da escola – 1 (INS388)**. 2009. Disponível em: <<https://www.newtonbraga.com.br/index.php/instrumentacao/108-artigos-diversos/12801-analise-do-tempo-de-recuperacao-de-diodos-no-osciloscopio-uso-do-osciloscopio-no>>

laboratorio-da-escola-1-ins388>. Acesso em: 08 nov. 2020.

COFFIN, David; HOROWITZ, Jeff. *The Supply Chain for Electric Vehicle Batteries*. *Journal of International Commerce and Economics*. Washington, p. 1-21. 2018. Disponível em:

<[https://www.usitc.gov/publications/332/journals/the\\_supply\\_chain\\_for\\_electric\\_vehicle\\_batteries.pdf](https://www.usitc.gov/publications/332/journals/the_supply_chain_for_electric_vehicle_batteries.pdf)>. Acesso em: 01 out. 2020.

COILCRAFT. *Current Sense Transformers CST2010*. Disponível em:

<[https://www.coilcraft.com/getmedia/b18378dd-6d9f-439a-8dac-df3739bdf594/cst2010datasheet.pdf?\\_\\_cf\\_chl\\_jschl\\_tk\\_\\_=782f6a6feaa55bfd12b06e5a64e1f8659bb11b68-1624577874-0-AUSSLV3KuX-C1n75ZC45rQj3HOQZufLhjhPviPABsX5Fr-1skLJlb1lmnBYrMhOkOoMYjQgKQ3dGMzoZgo1Cngyujai\\_2nmQ-d1IW1B6g8\\_MKQwga8qT6\\_MnYLCtVPkiWlzru1-0kENjShe6a5ZK442QNmMSJERw6Bjrvvmx-Yhr77MMXhisTihUpofwQF4LZChTX\\_3BlxlXjcb30WFtEsN-YFE0ccAKwHfOPUqgIy9oBIUH1pfzNhMvn9Sqp4Y1JpPEnuTALy3LLVNz-PlOvQgGKWHaS9gg2eiYlfeFWInOZ7IHofmvBhKffVhaT8SEFyM53ZEXmCZmLqulSTYgziUafbtvv3PRgoQd6l9AOp9rELmo8SIBP7X0ytGJqlhpRsDjxImDSQh6XXQbZRGvB-nADrYoce0TEITMF18t9\\_gb2j9qauL1FpA9pRzXkWoorR0CPyYYQXBJCaO23VRfMkJf8S4C\\_54EH\\_d17AqH9s](https://www.coilcraft.com/getmedia/b18378dd-6d9f-439a-8dac-df3739bdf594/cst2010datasheet.pdf?__cf_chl_jschl_tk__=782f6a6feaa55bfd12b06e5a64e1f8659bb11b68-1624577874-0-AUSSLV3KuX-C1n75ZC45rQj3HOQZufLhjhPviPABsX5Fr-1skLJlb1lmnBYrMhOkOoMYjQgKQ3dGMzoZgo1Cngyujai_2nmQ-d1IW1B6g8_MKQwga8qT6_MnYLCtVPkiWlzru1-0kENjShe6a5ZK442QNmMSJERw6Bjrvvmx-Yhr77MMXhisTihUpofwQF4LZChTX_3BlxlXjcb30WFtEsN-YFE0ccAKwHfOPUqgIy9oBIUH1pfzNhMvn9Sqp4Y1JpPEnuTALy3LLVNz-PlOvQgGKWHaS9gg2eiYlfeFWInOZ7IHofmvBhKffVhaT8SEFyM53ZEXmCZmLqulSTYgziUafbtvv3PRgoQd6l9AOp9rELmo8SIBP7X0ytGJqlhpRsDjxImDSQh6XXQbZRGvB-nADrYoce0TEITMF18t9_gb2j9qauL1FpA9pRzXkWoorR0CPyYYQXBJCaO23VRfMkJf8S4C_54EH_d17AqH9s)>. Acesso em: 12 nov. 2020.

CSPOWER BATTERY TECH. *Sealed lead-acid battery operation manual*. 2003. Disponível em: <[https://gbc-solino.cz/wp-content/uploads/2015/12/CS\\_Power\\_VRLA\\_AGM\\_Battery\\_Manual\\_-FullVersion.pdf](https://gbc-solino.cz/wp-content/uploads/2015/12/CS_Power_VRLA_AGM_Battery_Manual_-FullVersion.pdf)>. Acesso em: 28 ago. 2020.

DELGADO, Fernanda *et al.* **Carros elétricos**. 7. ed. Rio de Janeiro: FGV Energia, 2017. Disponível em:

<<https://bibliotecadigital.fgv.br/dspace/bitstream/handle/10438/19179/Caderno%20Carros%20Eletricos-FGV-BOOK%20FINAL.pdf>>. Acesso em: 08 ago. 2020.

DENNIS PUBLISHING LIMITED. *Electric car reviews*. 2020. Disponível em:

<<https://www.drivingelectric.com/about-us>>. Acesso em: 21 set. 2020.

ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. New Jersey: Kluwer Academic Publishers, 2000.

EVTV MONITOR CONTROLLER. *For tesla model s battery modules*. 2017. Disponível em: <<http://media3.ev-tv.me/TeslaModuleController.pdf>>. Acesso em: 27 set. 2020.

FAIRCHILD. **AN-9010 MOSFET Basics**. 2000. Disponível em:

<<https://www.onsemi.cn/pub/Collateral/AN-9010.pdf.pdf>>. Acesso em: 22 out. 2020.

FISCHER, Jefferson Carlos *et al.* *A front-end bridgeless power factor corrector for electric vehicle battery chargers*. 2017. Disponível em:

<<https://sobraep.org.br/site/uploads/2018/06/rvol22no4p16.pdf>>. Acesso em: 02 nov. 2020.

GUARNIERI, Massimo. *Looking back to electric cars*. 2012. Disponível em:

<<https://ieeexplore.ieee.org/document/6487583>>. Acesso em: 25 ago. 2020.

- HAYES, Steve. *What's the difference? EMC vs EMI*. 2017. Disponível em: <<https://www.element.com/nucleus/2017/07/18/10/46/whats-the-difference-emc-vs-emi#:~:text=EMI%20is%20the%20interference%20caused,electronic%20device%20or%20electrical%20system>>. Acesso em: 03 out. 2020.
- HECKFORD, Simon. *Design of an onboard battery charger for an electric vehicle*. 2000. Disponível em: <<https://www.osti.gov/etdeweb/servlets/purl/20183285>>. Acesso em: 21 out. 2020.
- HUA, G.; LEU, C.S.; LEE, F.C. *Novel zero-voltage-transition PWM converters*. 1992. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/254691>>. Acesso em: 22 out. 2020.
- IEA. *Global EV Outlook 2020*. 2020. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2020>>. Acesso em: 18 ago. 2020.
- INFINEON. *CoolMOS™ SJ Mosfets benefits: in hard and soft switching smps topologies.in hard and soft switching SMPS topologies*. 2019. Disponível em: <[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ProductBrochure\\_CoolMOS\\_Benefits\\_in\\_Hard\\_Soft\\_Switching-ProductBrochure-v07\\_01-EN.pdf?fileId=db3a3043338c8ac80133aca62ba63047](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ProductBrochure_CoolMOS_Benefits_in_Hard_Soft_Switching-ProductBrochure-v07_01-EN.pdf?fileId=db3a3043338c8ac80133aca62ba63047)>. Acesso em: 13 nov. 2020.
- INTERNATIONAL CADMIUM ASSOCIATION - ICDA. *Nickel-cadmium batteries*. Disponível em: <<https://www.cadmium.org/cadmium-applications/nickelcadmium-batteries>>. Acesso em: 26 set. 2020.
- JALAKAS, T.; ROASTO, I.; VINNIKOV, D. *Analysis of battery charger topologies for an electric vehicle*. 2012. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6376857>>. Acesso em: 13 out. 2020.
- JAISWAL, Deepshikha; SINGH, K.P.; TIWARI, A. N. *Analysis of Bridgeless PFC Boost Converter*. 2012. Disponível em: <<https://www.ijert.org/research/analysis-of-bridgeless-pfc-boost-converter-IJERTV1IS5373.pdf>>. Acesso em: 25 abr. 2021.
- LEVIN, Kelly *et al.* *Designing and communicating Net-Zero Targets*. 2020. *Working Paper*. Washington, DC: World Resources Institute. Disponível em: <[www.wri.org/design-net-zero](http://www.wri.org/design-net-zero)>. Acesso em: 18 ago. 2020.
- LIGHTING GLOBAL. *Lithium-ion batteries part I*. 2019. Disponível em: <[https://www.lightingglobal.org/wp-content/uploads/2019/06/Lithium-Ion\\_TechNote-2019\\_update.pdf](https://www.lightingglobal.org/wp-content/uploads/2019/06/Lithium-Ion_TechNote-2019_update.pdf)>. Acesso em: 19 out. 2020.
- LIU, Chaohui *et al.* *A CLLC resonant converter based bidirectional EV charger with maximum efficiency tracking*. 2016. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7739340>>. Acesso em: 27 out. 2020.
- MEJÍA-RUIZ, Gabriel Eduardo; MUÑOZ-GALEANO, Nicolás; LÓPEZ-LEZAMA, Jesús María. *Modeling and development of a bridgeless PFC Boost rectifier*. *Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia*, [S.L.], n. 82, p. 9-21. 2017. Disponível em: <[https://www.researchgate.net/publication/316673796\\_Modeling\\_and\\_development\\_of\\_a\\_bridgeless\\_PFC\\_Boost\\_rectifier](https://www.researchgate.net/publication/316673796_Modeling_and_development_of_a_bridgeless_PFC_Boost_rectifier)>. Acesso em: 9 nov. 2020.

MI, Chris *et al.* **Hybrid electric vehicles: principles and applications with practical perspectives**. 2011. Disponível em: <<https://www.docenti.unina.it/webdocenti-be/allegati/materiale-didattico/659849>>. Acesso em: 12 set. 2020.

MICHELINI, Aldo. **Baterias recarregáveis: para equipamentos portáteis**. Cotia: Ed. do Autor, 2017. Disponível em: <<https://www.sta-eletronica.com.br/resources/downloads/ebookbateriasrecarregaveis2.pdf>>. Acesso em: 17 out. 2020.

MUSAVI, Fariborz; EBERLE, Wilson; DUNFORD, William G. **A phase shifted semi-bridgeless boost power factor corrected converter for plug in hybrid electric vehicle battery chargers**. 2011. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5744690>>. Acesso em: 02 nov. 2020.

OLIVEIRA, Fernando M. de; WEISS, Gabriel. **Análise comparativa entre o conversor boost tradicional e o conversor boost entrelaçado utilizando a técnica de MPPT P&O para sistemas fotovoltaicos**. 2020. Disponível em: <[https://www.sba.org.br/open\\_journal\\_systems/index.php/sba/article/download/239/202/](https://www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/sba/article/download/239/202/)>. Acesso em: 02 nov. 2020.

O'LOUGHLIN, Michael. **UCC28070 300-W Interleaved PFC Pre-Regulator Design Review**. 2008. Disponível em: <[https://www.ti.com/lit/an/slua479b/slua479b.pdf?ts=1624501157060&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slua479b/slua479b.pdf?ts=1624501157060&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)>. Acesso em: 18 abr. 2021.

ON SEMICONDUCTOR. **Mosfet basics**. 2013. Disponível em: <<https://www.onsemi.cn/pub/Collateral/AN-9010.pdf.pdf>>. Acesso em: 02 nov. 2020.

O'NEILL, Philip *et al.* **A phase-shifted full-bridge ZVS DC/DC converter for wireless charging of electric vehicles**. 2015. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7339918>>. Acesso em: 01 nov. 2020.

ONSEMICONDUCTOR. **Power Factor Correction (PFC) Handbook: choosing the right power factor controller solution**. 5. ed. Colorado: Scille, 2014.

PANASONIC. **NI-MH Handbook**. Disponível em: <[https://www.mouser.com/pdfdocs/PanasonicBatteries\\_NI-MH\\_Handbook.pdf](https://www.mouser.com/pdfdocs/PanasonicBatteries_NI-MH_Handbook.pdf)>. Acesso em: 23 out. 2020.

PHOENIX CONTACT. **Modos de carga**. 2020. Disponível em: <[https://www.phoenixcontact.com/online/portal/br?1dmy&urile=wcm:path:/brpt/web/main/solutions/subcategory\\_pages/E\\_Mobility\\_charging\\_methods\\_charging\\_modes/a2fad0f3-f69e-442d-af9a-2f81eab201ea](https://www.phoenixcontact.com/online/portal/br?1dmy&urile=wcm:path:/brpt/web/main/solutions/subcategory_pages/E_Mobility_charging_methods_charging_modes/a2fad0f3-f69e-442d-af9a-2f81eab201ea)>. Acesso em: 27 out. 2020.

PINTER, Laszlo; FARKAS, Csaba. **Impacts of electric vehicle chargers on the power grid**. 2015. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7180811>>. Acesso em: 07 out. 2020.

PRASAD, Rashmi; NAMUDURI, Chandra; KOLLMEYER, Phillip. **Onboard unidirectional automotive G2V battery charger using sine charging and its effect on li-ion batteries**. 2015.

Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7310543>>. Acesso em: 09 nov. 2020.

ROHM. *Efficiency of Buck Converter*. 2016. Disponível em: <[http://rohms.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching\\_regulator/buck\\_converter\\_efficiency\\_app-e.pdf](http://rohms.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_converter_efficiency_app-e.pdf)>. Acesso em: 11 nov. 2020.

ROPER, L. David. *Musings about Electric Vehicles (EVs)*. 2017. Disponível em: <<http://www.roperld.com/science/ElectricCarsMusings.pdf>>. Acesso em: 04 out. 2020.

SCHNEIDER ELECTRIC. *Definition of THDI?* 2020. Disponível em: <<https://www.se.com/nz/en/faqs/FA275889/>>. Acesso em: 03 nov. 2020.

SIMPSON, Chester. *Characteristics of rechargeable batteries*. 2011. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/an/snva533/snva533.pdf?ts=1601422545569>>. Acesso em: 29 set. 2020.

SRDIC, Srdjan; LUKIC, Srdjan. *Toward extreme fast charging: challenges and opportunities in Directly Connecting to the Medium-Voltage Line*. 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8658047>>. Acesso em: 26 out. 2020.

TEOFILO, V. L.; MERRITT, L. V.; HOLLANDSWORTH, R. P. *Advanced lithium ion battery charger*. 1997. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/574108>>. Acesso em: 01 nov. 2020.

TEXAS INSTRUMENTS. *UCCx895 BiCMOS Advanced Phase-Shift PWM Controller*. 1999. Disponível em: <[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc2895.pdf?ts=1618829555766&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUCC2895](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc2895.pdf?ts=1618829555766&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUCC2895)>. Acesso em: 02 abr. 2021.

THE ROYAL SWEDISH ACADEMY OF SCIENCES. *Lithium-ion Batteries. Scientific Background on the Nobel Prize in Chemistry* 2019. 2019. Disponível em: <<https://www.nobelprize.org/uploads/2019/10/advanced-chemistryprize2019.pdf>>. Acesso em: 02 nov. 2020.

TOSHIBA. *What is the tail current of an IGBT?* Disponível em: <[https://toshiba.semicon-storage.com/us/semiconductor/knowledge/faq/mosfet\\_igbt/igbt-010.html](https://toshiba.semicon-storage.com/us/semiconductor/knowledge/faq/mosfet_igbt/igbt-010.html)>. Acesso em: 14 nov. 2020.

TRINDADE, Rafael Heleno Ladeira da. **Estudo das características de baterias recarregáveis possíveis de serem utilizadas no projeto Satélite Universitário, ITASAT**. Encontro de Iniciação Científica e Pós-Graduação do Ita – XII ENCITA, São José dos Campos/SP. 2006. Disponível em: <<http://www.bibl.ita.br/xiiencita/ELE-12.pdf>>. Acesso em: 28 ago. 2020.

TURKSOY, Omer; TEKE, Ahmet; YILMAZ, Unal. *Overview of battery charger topologies in plug-in electric and hybrid electric vehicles*. 2018. Disponível em: <[https://www.researchgate.net/publication/327422059\\_OVERVIEW\\_OF\\_BATTERY\\_CHARGER\\_TOPOLOGIES\\_IN\\_PLUG-IN\\_ELECTRIC\\_AND\\_HYBRID\\_ELECTRIC\\_VEHICLES](https://www.researchgate.net/publication/327422059_OVERVIEW_OF_BATTERY_CHARGER_TOPOLOGIES_IN_PLUG-IN_ELECTRIC_AND_HYBRID_ELECTRIC_VEHICLES)>. Acesso em: 01 nov. 2020.

USLU, M. *Analysis design, and implementation of a 5 KW ZVS phase shifted full bridge DC/DC converter based power supply for arc welding machines*. Ancara: Middle East Technical University, 2006.

VISHAY. **VS-20ETF12SLHM3**. 2019. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/96487/vs-20etf12slhm3.pdf>>. Acesso em: 16 nov. 2020.

## ANEXO A – TABELAS DE DADOS PFC

| COMPONENTES EXTERNOS  |         |          |                 |
|---|---------|----------|-----------------|
| Parâmetro   | Nome    | Valor    | Unid. de medida |
| <i>Calculated Current Sense Resistor</i>                          | Rsa Rsb | 3,42E+01 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Selected Current Sense Resistor</i>                            | Rsa Rsb | 3,48E+01 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Calculated Reset Resistor</i>                                  | Rr      | 5,45E+02 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Selected Reset Resistor</i>                                    | Rr      | 5,60E+02 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Calculated Maximum DR reverse Voltage</i>                      | VR      | 5,45E+01 | V               |
| <i>Current Sense Offset Desired</i>                               | Voff    | 2,00E-01 | V               |
| <i>Program Offset Bias Current to be added to Rs</i>              | Roa Rob | 2,05E+03 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Selected Standard Value Roa Rob</i>                            | Roa Rob | 2,05E+03 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Program Current Sense PWM Ramp Resistor</i>                    | Rta Rtb | 2,30E+03 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Selected Standard Value Rta Rtb</i>                            | Rta Rtb | 2,20E+03 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Program Current Sense PWM Ramp Timing Capacitor</i>            | Cta Ctb | 4,79E-08 | F               |
| <i>Selected Standard Value Cta Ctb</i>                            | Cta Ctb | 4,70E-08 | F               |
| <i>Selected High Side Resistor on Peak Current Limit Divider</i>  | Rpk1    | 3,65E+03 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Calculated Low Side Resistor on Peak Current Limit Divider</i> | Rpk2    | 5,87E+03 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Selected Low Side Resistor on Peak Current Limit Divider</i>   | Rpk2    | 5,90E+03 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Calculated Timing Resistor</i>                                 | Rrt     | 3,75E+04 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Selected Timing Resistor</i>                                   | Rrt     | 3,74E+04 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Calculated Programmable Duty Cycle Limit Resistor</i>          | Rdmx    | 3,29E+04 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Selected Programmable Duty Cycle Limit Resistor</i>            | Rdmx    | 3,30E+04 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Selected High Side Resistor for VSENSE Voltage Divider</i>     | RA      | 3,00E+06 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Calculated Low Side Resistor on VSENSE Voltage Divider</i>     | RB      | 2,36E+04 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Selected Low Side Resistor on VSENSE Voltage Divider</i>       | RB      | 2,37E+04 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Calculated Nominal Over Voltage Trip Point</i>                 | Vovp    | 4,06E+02 | V               |
| <i>Voltage Divider Gain</i>                                       | H       | 7,79E-03 | -               |
| <i>Voltage Amplifier Transconductance Amplifier gain:</i>         | gmv     | 7,00E-05 | -               |
| <i>Voltage Amplifier Output Impedance at souble Fline</i>         | ZO      | 1,44E+04 | Ohm $\Omega$    |
| <i>Calculated Pole Capacitance for the Voltage Loop</i>           | Cpv     | 1,18E-07 | F               |

|  |              |          |              |
|--|--------------|----------|--------------|
| <i>Selected Pole Capacitance for the Voltage Loop</i>  | Cpv          | 1,50E-07 | F            |
| <i>Calculated Voltage Loop Crossover Frequency</i>   | Fcv          | 1,02E+01 | Hz           |
| <i>Calculated Voltage Loop Zero Compensation Resistor</i>                                    | Rzv          | 1,04E+05 | Ohm $\Omega$ |
| <i>Select Standart Rzv</i>   | Rzv          | 1,00E+05 | Ohm $\Omega$ |
| <i>Calculated Voltage Loop Zero Compensation Czv</i>   | Czv          | 1,56E-06 | F            |
| <i>Select Standart Czv</i>   | Czv          | 1,50E-06 | F            |
| <i>Calculated Current Synthesis Programmable Resistor</i>                                    | Rsyn         | 2,08E+04 | Ohm $\Omega$ |
| <i>Select Standart Rsyn</i>  | Rsyn         | 2,00E+04 | Ohm $\Omega$ |
| <i>Voltage Calculation for Selecting Multiplier Resistor</i>                                 | V1           | 6,86E+01 | V            |
| <i>Voltage Calculation for Selecting Multiplier Resistor</i>                                 | V2           | 2,49E+00 | V            |
| <i>Multiplier Resistor</i>   | Rimo         | 1,91E+04 | Ohm $\Omega$ |
| <i>Select Standard Value Rimo</i>  | Rimo         | 2,00E+04 | Ohm $\Omega$ |
| <i>Current Loop Power Stage Gain at Loop Crossover</i>                                       | Gpsc         | 3,34E+00 | -            |
| <i>Current amplifier Transconductance Current Amplifier Gain</i>                             | gmc          | 1,00E-04 | -            |
| <i>Current Loop Zero Resistor</i>  | Rzc1<br>Rzc2 | 2,99E+03 | Ohm $\Omega$ |
| <i>Select Standard Value Rzc1 Rzc2</i>   | Rzc1<br>Rzc2 | 3,00E+03 | Ohm $\Omega$ |
| <i>Current Loop Zero Capacitor</i>   | Czc1<br>Czc2 | 2,65E-09 | F            |
| <i>Select Standard Value Czc1 Czc2</i>   | Czc1<br>Czc2 | 2,70E-09 | F            |
| <i>Current Loop Pole Capacitor</i>   | Cpc1<br>Cpc2 | 5,31E-10 | F            |
| <i>Select Standard Value Cpc1 Cpc2</i>   | Cpc1<br>Cpc2 | 5,60E-10 | F            |
| <i>Soft start min</i>  | tssmin       | 3,38E-01 | s            |
| <i>Calculated Soft Start Capacitor (Be sure <math>C_{ss} &gt; \text{or} = C_{zv}</math>)</i> | Css          | 2,22E-06 | F            |
| <i>Select a Standard Value Css</i>   | Css          | 2,20E-06 | F            |
| <i>Program Dither Magnitude Resistor</i>   | Rrdm         | 4,69E+04 | Ohm $\Omega$ |
| <i>Select a Standard Value Rrdm</i>  | Rrdm         | 4,70E+04 | Ohm $\Omega$ |

|                                      |      |          |   |
|--------------------------------------|------|----------|---|
| <i>Program Dither Rate Capacitor</i> | Ccdr | 3,13E-10 | F |
| <i>Select a Standard Value</i>       | Ccdr | 3,30E-10 | F |

## ANEXO B – TABELAS DE DADOS FBPS

| Parâmetro   | Calculado   | Escolhido | PN            |                             |            |
|-------------|-------------|-----------|---------------|-----------------------------|------------|
| CTrat       | 4,33E-01    | 50        | CST2010-050LD | Fsw teórico [Hz]            | 3,00E+04   |
| RR [ohm]    | 5100        | 5100      |               | Tosc teórico [s]            | 3,33E-05   |
| VDA [V]     | 3,49E+01    |           |               |                             |            |
| PDA [W]     | 0,01038961  |           |               |                             |            |
| DA          | -           | -         | GS1M          | Tosc prático [s]            | 3,31E-05   |
| RCS [ohm]   | 51,51515152 | 51        |               | Fsw prático [Hz]            | 3,03E+04   |
| P (RCS) [W] | 0,015292067 | 0,1       |               |                             |            |
| RLF [ohm]   | 1000        | 1000      |               | Tempo morto calculador [s]  | 9,00E-07   |
| CLF [F]     | 3,30E-10    | 3,30E-10  |               | Tempo morto prático         | 8,95E-07   |
| RSLC [ohm]  | 510         | 510       |               | Soft Start TimeTSS [s]      | 5,00E-02   |
| CRAMP [F]   | 5,60E-11    | 5,60E-11  |               | Soft Start TimeTSS real [s] | 5,06E-02   |
| RH [ohm]    | 1,00E+04    | 1,00E+04  |               | IP                          | 8,66E-01   |
| RJ [ohm]    | 5,04E+03    | 5,10E+03  |               | IS                          | 2,00E+00   |
| Q1          | -           | -         | BC817-40      | Dclamp                      | 9,46E-01   |
| CREF [F]    | 1,00E-06    | 1,00E-06  |               |                             |            |
| CT cap [F]  | 5,14E-09    | 5,10E-09  |               |                             |            |
| RT [ohm]    | 62000       | 62000     |               | IRT [A]                     | 4,84E-05   |
| RAB [ohm]   | 1,75E+04    | 17400     |               |                             |            |
| RCD [ohm]   | 1,75E+04    | 17400     |               |                             |            |
| RG [ohm]    | 3,35E+03    | 3,30E+03  |               | VREF [v]                    | 2,50E+00   |
| CSS [F]     | 6,72E-07    | 6,80E-07  |               |                             |            |
| RF [ohm]    | 8,60E+03    | 8,66E+03  |               | TL431                       |            |
| CF [F]      | 6,80E-08    | 6,80E-08  |               | VF [V]                      | 1,30E+00   |
| RADSH [ohm] | 0           | 0         |               | VK Min [V]                  | 2,50E+00   |
| RADSL [ohm] | 1,00E+07    | 1,00E+07  |               | IF [A]                      | 1,00E-02   |
| RA [ohm]    | 5,90E+05    | 5,90E+05  |               |                             |            |
| RB [ohm]    | 1,00E+04    | 1,00E+04  |               | mmag                        | 1,98E+04   |
| CE [F]      | 1,35E-10    | 1,30E-10  |               | me                          | 4,78E+03   |
| RD [ohm]    | 1,46E+04    | 14700     |               | MSUM                        | - 1,51E+04 |
| Cin [F]     | 1,21E-04    | 1,20E-04  |               |                             |            |
|             |             |           |               | Lmag                        | 1,43E-02   |

## APÊNDICE A – CÁLCULOS DO TRANSFORMADOR

Determinação do núcleo. O produto da área do núcleo é obtido pela equação (40).

$$Ae * Aw = \frac{P_{im\acute{a}x}}{K_t * K_u * K_p * J_{m\acute{a}x} * \Delta B_{m\acute{a}x} * 2f_s} * 10^4 [cm^4] \quad (53)$$

Segundo Uslu (2006), os valores predeterminados são:

$K_t = 1$  fator de topologia;

$K_u = 0,4$  fator de utilização da janela do núcleo;

$K_p = 0,41$  fator e utilização do primário;

$J_{m\acute{a}x} = 300 A/cm^2$  Densidade de corrente máxima;

$\Delta B_{m\acute{a}x} = 0,12 T$  Densidade de fluxo magnético máxima;

$f_s = 30kHz$  frequência de chaveamento.

O valor de  $P_{im\acute{a}x}$  é definido como a razão entre a potência de saída máxima  $P_{om\acute{a}x}$  e o rendimento esperado do sistema  $\eta = 90\%$ . Como isso, substituindo os valores em (40), se obtém:

$$Ae * Aw = \frac{\left(\frac{5040}{0,9}\right)}{1 * 0,4 * 0,41 * 300 * 0,12 * 2 * 30000} * 10^4 [cm^4] = 158,08 cm^4$$

O núcleo escolhido foi o modelo MMT140T5020 da empresa Magmattec. Determinação do número de espiras  $N_p$  no lado primário e  $N_s$  do lado secundário. O número de espiras  $N_p$  pode ser calculado pela equação (54).

$$N_p \geq \frac{VDC}{Ae * \Delta B_{m\acute{a}x} * 2 * f_s} * 10^4 \quad (54)$$

O núcleo selecionado tem  $Ae = 1,95cm^2$  e  $\Delta B_{m\acute{a}x} = 0,49T$ .

$$N_p \geq \frac{385}{1,95 * 0,49 * 2 * 30000} * 10^4$$

Como a relação de espiras foi determinado anteriormente na seção 3.1.3.3 e tem valor  $n=1$ , o número de espiras  $N_s$ , é definida pela equação (55).

$$N_s = \frac{1}{n} * N_p = \frac{1}{1} * 68 = 68 \text{ espiras} \quad (55)$$

Determinação dos condutores. A área de seção que os condutores de cada lado ( $S_p$  e  $S_s$ ) devem ter são determinados pelas equações (56) e (57), respectivamente.

$$S_p = \frac{I_o * \left(\frac{1}{n}\right)}{J_{\text{máx}}} = \frac{15 * 1}{300} = 0,05 \text{ cm}^2 \quad (56)$$

$$S_s = \frac{I_o}{J_{\text{máx}} * \sqrt{2}} = 0,035 \text{ cm}^2 \quad (57)$$

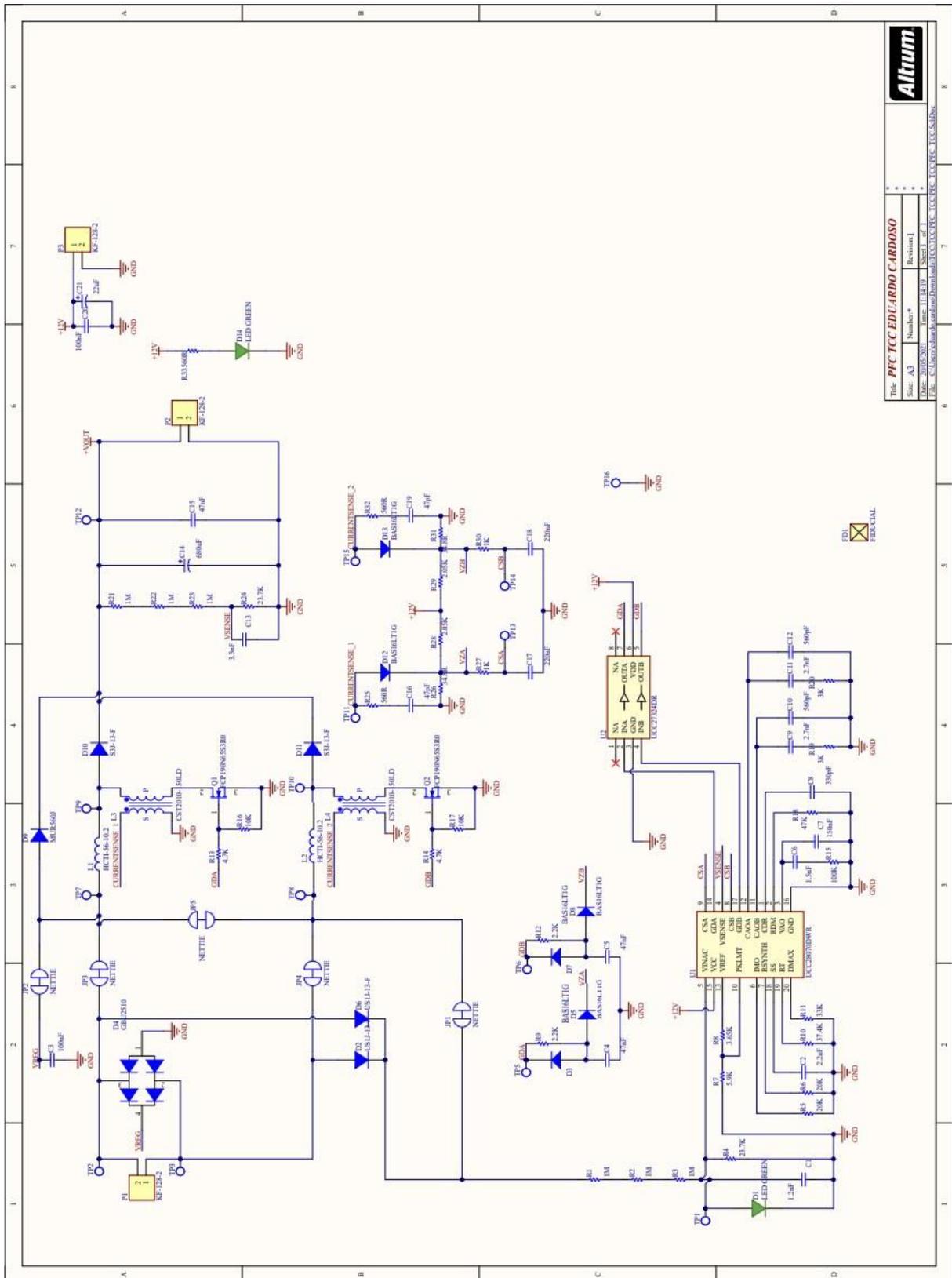
Segundo Uslu (2006), o diâmetro do condutor escolhido deve ser menor que 2 vezes o valor de  $\Delta$ . A profundidade de penetração  $\Delta$  é calculada pela equação (58).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{30000}} = 0,043 \quad (58)$$

Com isso o diâmetro de fio escolhido  $D_{fe}$  deve respeitar a equação (59).

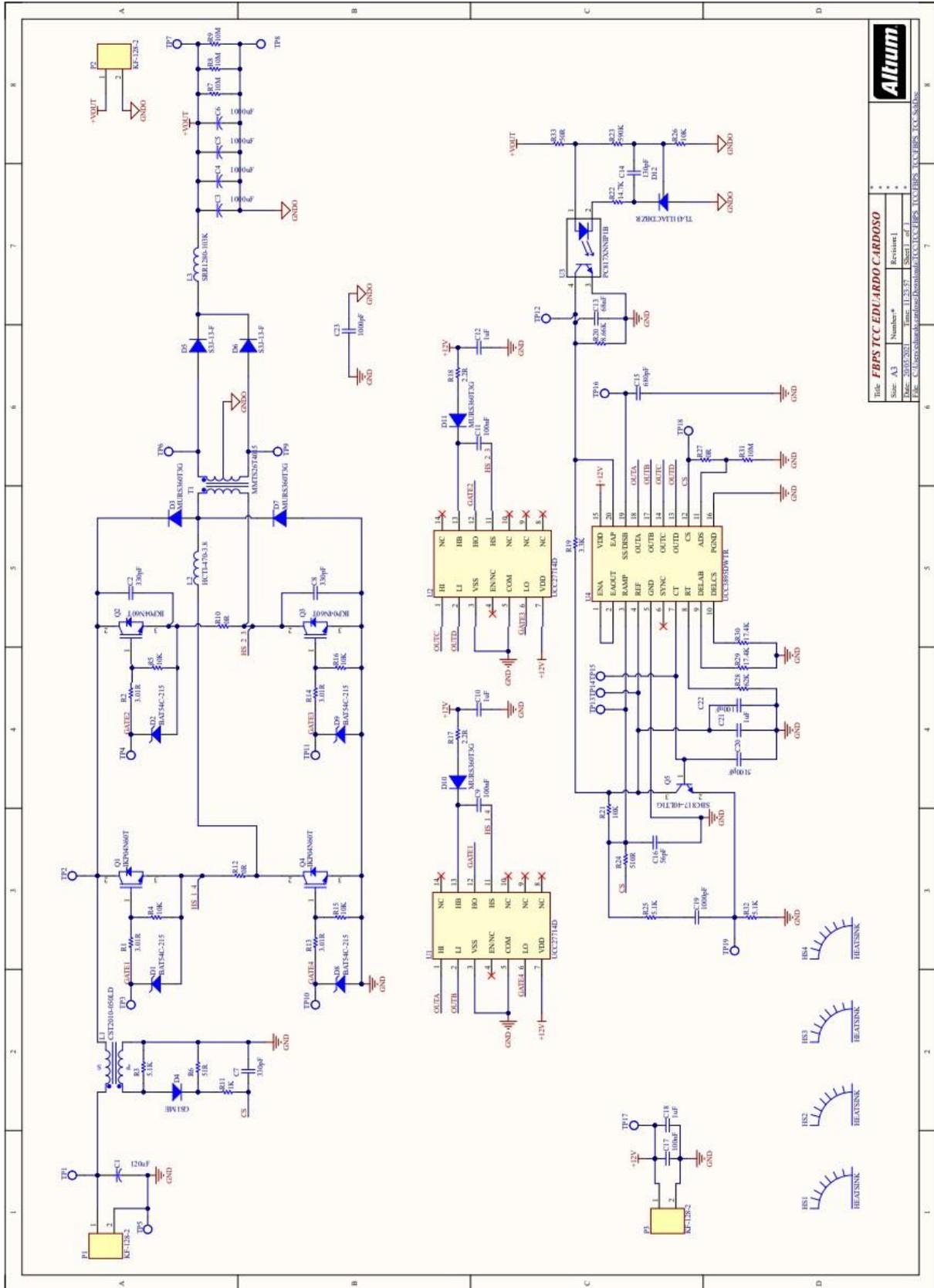
$$D_{fe} < 2 * 0,043 \rightarrow D_{fe} < 0,086 \text{ cm} \quad (59)$$

# APÊNDICE B – CIRCUITO CONVERSOR PFC



|   |               |
|---|---------------|
| Altium  |               |
| Proj: PFC_TCC_EDUARDO CARDOSO   |               |
| Size: A3  | Number: 1     |
| Date: 2010-201  | Rev: 1        |
| Time: 11:44:33  | Sheet: 1 of 1 |
| File: C:\Users\eduardo\Documents\Proj\Altium\PCB\TCC_PFC_TCC_PFC_TCC_SchDoc |               |

### APÊNDICE C – CIRCUITO CONVERSOR FBPS



|  |                |               |  |
|--|----------------|---------------|--|
| <b>Altium</b>  |                |               |  |
| Title: <b>FBPS TCC EDUARDO CARDOSO</b>                                       |                |               |  |
| Size: A3   | Number: *      | Revision: 1   |  |
| Date: 20/05/2021   | Time: 11:23:57 | Sheet: 1 of 1 |  |
| File: C:\Users\eduardo\Documents\Bom\fbps\fbps_12v_1.5a_fbps_12v_1.5a_schdoc |                |               |  |