

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Flávio Tschoepke de Medeiros Zandonatto

**ANÁLISE E PROJETO DE CONVERSORES *FORWARD* MODULARES  
APLICADOS A CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Santa Maria, RS  
2022

**Flávio Tschoepke de Medeiros Zandonatto**

**ANÁLISE E PROJETO DE CONVERSORES *FORWARD* MODULARES APLICADOS  
A CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao  
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,  
RS), como requisito parcial para obtenção do  
grau de **Engenheiro Eletricista**.

**ORIENTADOR:** Prof. Álysson Raniere Seidel

Santa Maria, RS  
2022

---

©2022

Todos os direitos autorais reservados a Flávio Tschoepke de Medeiros Zandonatto. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Endereço: Rua Jardim da Serra 5, 251

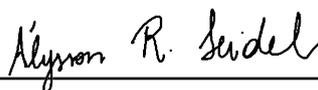
Fone (0xx) 55 981151211; End. Eletr.: [flaviozandonatto@gmail.com](mailto:flaviozandonatto@gmail.com)

**Flávio Tschoepke de Medeiros Zandonatto**

**ANÁLISE E PROJETO DE CONVERSORES *FORWARD* MODULARES APLICADOS  
A CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao  
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,  
RS), como requisito parcial para obtenção do  
grau de **Engenheiro Eletricista**.

**Aprovado em 16 de fevereiro de 2022:**



---

**Álysson Raniere Seidel, Dr. Eng. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)



---

**Fábio Ecke Bisogno, Dr. Eng. (UFSM)**



---

**Giancarlo Clerici Daros, Eng. (UFSM)**

## AGRADECIMENTOS

*Agradeço, primeiramente, à minha família, principalmente a minha mãe Márcia e meu pai Itelvino por todo apoio e suporte durante toda minha jornada estudantil.*

*Agradeço também, meus amigos e companheiros de faculdade, João Paulo Duranti, Leonardo Ramos e Leonardo Stringini, pelas jogatinas, risadas e sofrimentos que compartilhamos nestes 5 anos. Além disso, agradeço a todos os meus colegas de turma da engenharia elétrica pelo companheirismo durante o curso e superação das dificuldades que passamos juntos, mesmo que sobrem tão poucos para contar as histórias.*

*Da mesma forma devo agradecer à todos os colegas do Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais (GSEC) que me ajudaram a evoluir tecnicamente e também profissionalmente. Devo citar especialmente o mentor deste trabalho Giancarlo Daros, além dos colegas Lucas Ilha, Pablo Winkel e João Pedro Cipriani, que contribuíram para o desenvolvimento desse trabalho. Por fim, agradeço o professor Álysson Raniere Seidel pela confiança depositada em mim além dos ensinamentos e orientação durante os projetos desenvolvidos no grupo.*

*Não importa o quão grande seja a dor, eu  
continuarei seguindo em frente.*

*(Naruto Uzumaki)*

## RESUMO

# ANÁLISE E PROJETO DE CONVERSORES *FORWARD* MODULARES APLICADOS A CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

AUTOR: Flávio Tschoepke de Medeiros Zandonatto

ORIENTADOR: Álysson Raniere Seidel

Devido ao aumento da demanda por veículos elétricos aliado ao desenvolvimento de geração fotovoltaica é desenvolvido um conversor CC-CC capaz de transferir energia de um banco de baterias estacionário, alimentado pela geração solar, para carregamento de um veículo elétrico. O conversor proposto é um *Forward* duas chaves, na configuração IPOS. Dessa forma é feita a análise de funcionamento do conversor *Forward* duas chaves, demonstrando etapas de operação, metodologia de projeto do conversor e dimensionamento de seus componentes. Além disso, este trabalho propõe um método de otimização dos módulos do conversor apresentado através da análise do número de módulos e seus componentes, fazendo uma análise de custo e encontrando um ponto ótimo entre eficiência, custo e densidade de potência. Resultados experimentais são obtidos através de um protótipo de um módulo implementado em bancada e assim se obtendo uma eficiência de 91,6%.

**Palavras-chave:** Conversor CC-CC. Carregamento de baterias. Otimização de módulos. Veículo Elétrico

## ABSTRACT

### ANALYSIS AND DESIGN OF A MODULAR *FORWARD* CONVERTER APPLIED TO ELECTRIC VEHICLE CHARGERS

AUTHOR: Flávio Tschoepke de Medeiros Zandonatto

ADVISOR: Álysson Raniere Seidel

Due to the increase in demand for electric vehicles combined with the development of photovoltaic generation, a DC-DC converter is proposed, converting energy from a stationary battery bank, which is powered by solar generation, to charge an electric vehicle. The proposed converter is a two-switch *Forward*, working on the IPOS configuration. Considering that, an analysis of the operation of the converter *Forward* with two switches is performed, demonstrating its operating modes, main waveforms and design of its components. In addition, this work proposes a method of optimization for the converter modules, by analyzing the number of modules and its components. It performs a cost analysis and gets an optimal point between efficiency, cost, and power density. Experimental results are obtained through the usage of a prototype containing a single module. This single module was assembled in a test bench and achieved an efficiency of 91.6%.

**Keywords:** DC-DC converter. Battery charging. Module optimization. Electric Vehicle.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Capacidade de energia global por fonte no Cenário de Políticas Declaradas. . . . .	17
Figura 1.2 – Valor de mercado total das 5 maiores empresas de veículos elétricos e das 5 maiores empresas de veículos tradicionais. . . . .	18
Figura 1.3 – Carregamento do veículo elétrico a partir de uma bateria estacionária residencial. . . . .	19
Figura 2.1 – Bateria de Li-ion da Panasonic modelo NCR18650 . . . . .	22
Figura 2.2 – Método de carregamento por corrente constante e tensão constante. . . . .	26
Figura 2.3 – Método de carregamento Multistage (MSCC). . . . .	26
Figura 2.4 – Modelo de Rint. . . . .	28
Figura 2.5 – Modelo de Thevenin de primeira ordem. . . . .	29
Figura 2.6 – Modelo de Thevenin de segunda ordem. . . . .	30
Figura 2.7 – Modelo da bateria com predição da vida útil . . . . .	31
Figura 2.8 – Curvas das equações do modelo de (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006). . . . .	33
Figura 3.1 – Carregador <i>on-board</i> e <i>off-board</i> . . . . .	36
Figura 3.2 – Carregamento no veículo elétricos e níveis de carregamento. . . . .	38
Figura 3.3 – SAE J1772 AC. . . . .	42
Figura 3.4 – CCS tipo 1. . . . .	42
Figura 3.5 – IEC62196 AC. . . . .	43
Figura 3.6 – CCS tipo 2. . . . .	43
Figura 3.7 – GB/T AC. . . . .	44
Figura 3.8 – GBT20234.3 DC. . . . .	44
Figura 3.9 – CHAdeMO. . . . .	45
Figura 3.10 – Tesla. . . . .	45
Figura 4.1 – Conversor <i>Forward</i> duas chaves modular na configuração IPOS. . . . .	47
Figura 4.2 – Conversor <i>Forward</i> convencional. . . . .	48
Figura 4.3 – Conversor <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	49
Figura 4.4 – Conversor <i>Forward</i> duas chaves etapa 1. . . . .	50
Figura 4.5 – Conversor <i>Forward</i> duas chaves etapa 2. . . . .	50
Figura 4.6 – Conversor <i>Forward</i> duas chaves etapa 3. . . . .	51
Figura 4.7 – Formas de onda dos componentes do <i>Forward</i> duas chaves em MCC. . . . .	52
Figura 4.8 – Conversor <i>Forward</i> duas chaves modular na configuração IPOS. . . . .	54
Figura 5.1 – <i>Forward</i> duas chaves com filtro de entrada . . . . .	68
Figura 5.2 – Circuito térmico equivalente de um componente. . . . .	69
Figura 5.3 – Circuito no PSIM© com um único módulo. . . . .	72
Figura 5.4 – Tensão de entrada $V_i$ (vermelho) e corrente de entrada $I_i$ (azul) simulado no PSIM©. . . . .	72
Figura 5.5 – Tensão de saída $V_o$ (vermelho) e corrente de saída $I_{Ro}$ (azul) simulado no PSIM©. . . . .	73
Figura 5.6 – Circuito no PSIM© com 5 módulos. . . . .	74
Figura 5.7 – Tensão de entrada $V_i$ (vermelho) e corrente de entrada $I_i$ (azul) com 5 módulos. . . . .	75
Figura 5.8 – Tensão de saída $V_o$ (vermelho) e corrente de saída $I_{Ro}$ (azul) com 5 módulos. . . . .	75
Figura 6.1 – Foto do protótipo do <i>Forward</i> duas chaves. . . . .	76
Figura 6.2 – Bancada de testes. . . . .	78
Figura 6.3 – Tensão na chave $S_1$ . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. . . . .	79

Figura 6.4 – Tensão na chave $S_2$ . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	79
Figura 6.5 – Tensão no diodo $D_1$ . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	80
Figura 6.6 – Tensão no diodo $D_2$ . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	80
Figura 6.7 – Tensão no diodo $D_3$ . Escalas - Tensão: 50 V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	81
Figura 6.8 – Tensão no diodo $D_4$ . Escalas - Tensão: 100 V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	82
Figura 6.9 – Corrente no indutor de saída $L_o$ . Escalas - Corrente: 1A/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	82
Figura 6.10 – Tensão no primário do transformador $V_{pr}$ . Escalas - Tensão: 50V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	83
Figura 6.11 – Corrente no primário do transformador $I_{pr}$ . Escalas - Corrente: 2A/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	84
Figura 6.12 – Tensão no secundário do transformador $V_{sec}$ . Escalas - Tensão: 100V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	84
Figura 6.13 – Corrente no secundário do transformador $I_{sec}$ . Escalas - Corrente: 1A/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	85
Figura 6.14 – Tensão de entrada do módulo <i>Forward</i> duas chaves $V_i$ . Escalas - Tensão: 50V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	85
Figura 6.15 – Corrente de entrada do módulo <i>Forward</i> duas chaves $I_i$ . Escalas - Corrente: 2,5A/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	86
Figura 6.16 – Tensão de saída do módulo <i>Forward</i> duas chaves $V_o$ . Escalas - Tensão: 25V/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	86
Figura 6.17 – Corrente de saída do módulo <i>Forward</i> duas chaves $I_o$ . Escalas - Corrente: 1A/div; Tempo: 4 $\mu$ s/div. ....	87

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Tipos de baterias utilizadas em veículos elétricos ou híbridos. ....	23
Tabela 2.2 – Características das baterias de veículos elétricos (SANGUESA et al., 2021). ....	24
Tabela 3.1 – Níveis potência de carregamento baseado na SAE (YILMAZ; KREIN, 2013). ....	38
Tabela 3.2 – Níveis de potência de carregamento SAE CA (EMADI, 2014). ....	39
Tabela 3.3 – Níveis de potência de carregamento SAE CC (EMADI, 2014). ....	40
Tabela 5.1 – Especificações do conversor proposto. ....	58
Tabela 5.2 – Especificações dos módulos <i>Forward</i> duas chaves. ....	59
Tabela 5.3 – Densidade de potência, eficiência e custo pelo número de módulos. ....	59
Tabela 5.4 – Especificações dos módulos <i>Forward</i> duas chaves para 5 módulos. ....	61
Tabela 5.5 – Perdas nos componentes pelo número de módulos. ....	61
Tabela 5.6 – Valores medidos do transformador. ....	64
Tabela 5.7 – Especificações do MOSFET IPP220N25NFD. ....	66
Tabela 5.8 – Especificações do diodo VSSA210-E3/61T. ....	67
Tabela 5.9 – Especificações do diodo MUR1660CT. ....	67

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>Ah</i>	Ampère-Hora
<i>AC</i>	<i>Alternating Current</i>
<i>BEV</i>	<i>Battery Electric Vehicle</i>
<i>BMS</i>	<i>Battery Management System</i>
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CC</i>	<i>Constant Current</i>
<i>CCS</i>	<i>Combined Charging System</i>
<i>CV</i>	<i>Constant Voltage</i>
<i>DoD</i>	<i>Depth of Discharge</i>
<i>DC</i>	<i>Direct Current</i>
<i>DP</i>	Dupla Polarização
<i>ECE</i>	<i>World Forum for Harmonization of Vehicle Regulations</i>
<i>EMC</i>	<i>Electromagnetic compatibility</i>
<i>EV</i>	<i>Electric Vehicle</i>
<i>EVSE</i>	<i>Electric vehicle supply equipment</i>
<i>FCC</i>	<i>Federal Communications Commission</i>
<i>FCEV</i>	<i>Fuel Cell Electric Vehicle</i>
<i>FV</i>	Fotovoltaica
<i>HEV</i>	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
<i>INEE</i>	Instituto Nacional de Eficiência Energética
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<i>IPOS</i>	<i>Input Parallel Output Series</i>
<i>IPOP</i>	<i>Input Parallel Output Parallel</i>
<i>ISOP</i>	<i>Input Series Output Parallel</i>
<i>ISOS</i>	<i>Input Series Output Series</i>
<i>ISO</i>	<i>International Organization for Standardization</i>

Li-ion	Íons de lítio
MCI	Motor de Combustão Interna
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCr	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
SoH	<i>State of Health</i>
TC	<i>Trickle charge</i>
UL	<i>Underwriters Laboratories</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VDPC	<i>Variable duty pulse current</i>
VE	Veículo elétrico
VEB	Veículo elétrico a bateria
VEH	Veículo elétrico híbrido
VECC	Veículo elétrico de célula a combustível
VES	Veículo elétrico solar
VFPC	<i>Variable frequency pulse charge</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_e$	Área da seção transversal do núcleo
$A_w$	Área da janela do núcleo
$\Delta B$	Variação da densidade de fluxo
$C_{O_x}$	Capacitor de saída do módulo x
$C_i$	Capacitor de do filtro de entrada
$C_x$	Capacitância x
$\Delta$	Profundidade de penetração
$D_x$	Diodo x
$D$	Razão cíclica
$DT_s$	Período de condução do interruptor
$D_{Max}$	Razão cíclica máxima
$f_s$	Frequência de comutação
$f_c$	Frequência de corte
$i_o$	Corrente de saída
$I$	Corrente elétrica
$I_{i_x}$	Corrente média de entrada do módulo x
$\Delta i_{Lo}$	Variação da corrente de saída
$\Delta I_{LMag}$	Variação da corrente magnetizante do transformador
$I_{Pr}$	Corrente circulante pelo primário do transformador
$I_{Sec}$	Corrente circulante pelo secundário do transformador
$I_{charge}$	Corrente de carregamento
$I_{D_x}$	Corrente circulante pelo diodo x
$I_{S_x}$	Corrente circulante pelo interruptor x
$I_{xEf}$	Corrente eficaz
$I_{xMed}$	Corrente média
$I_{xMax}$	Corrente máxima
$I_{Batt}$	Fonte controlada por corrente do modelo de bateria

$I_{min}$	Valor mínimo de corrente
$I_F$	Corrente contínua de condução
$J$	Densidade de corrente
$k_p$	Fator de utilização do primário
$k_w$	Corrente contínua de condução
$L_{O_x}$	Indutor de saída do módulo x
$L_m$	Indutância magnetizante do transformador vista pelo primário
$n$	Relação de transformação do transformador
$N_C$	Número de módulos
$N_T$	Número de espiras do enrolamento terciário
$N_{P_x}$	Número de espiras do enrolamento primário do módulo x
$N_{S_x}$	Número de espiras do enrolamento secundário do módulo x
$P$	Potência
$P_o$	Potência de saída
$P_i$	Potência de entrada
$P_x$	Perdas em x
$R_o$	Carga resistiva
$R_{int}$	Resistência interna da bateria
$R_{cd}$	Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador
$R_{da}$	Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente
$R_{daMax}$	Resistência térmica máxima entre o dissipador e o ambiente
$R_{jc}$	Resistência térmica junção-cápsula
$R_{ja}$	Resistência térmica junção-ambiente
$R_{jax}$	Resistência térmica junção-ambiente de x
$R_{Don}$	Resistência de condução
$R_T$	Resistência de condução
$R_x$	Resistência x
$S_x$	Interruptor x
$T_s$	Período de comutação

$T_m$	Período do efeito de desmagnetização do transformador
$T_j$	Temperatura de junção
$T_c$	Temperatura da cápsula
$T_d$	Temperatura do dissipador
$T_a$	Temperatura ambiente
$t$	Tempo
$t_x$	Intervalos de tempo
$t_r$	Tempo de subida
$t_f$	Tempo de descida
$\Delta V_o$	Variação da tensão sobre o capacitor de saída
$V_o$	Tensão de saída do conversor proposto
$V_{pr}$	Tensão do primário do transformador
$V_{sec}$	Tensão do secundário do transformador
$V_i$	Tensão de entrada do conversor proposto
$V_{iMin}$	Tensão mínima de entrada
$V_x$	Volume de x
$V_{C_x}$	Tensão no capacitor x
$V_{DSS}$	Tensão dreno-fonte
$V_F$	Queda de tensão de condução
$V_{Max_x}$	Tensão máxima de x
$V_{OC}$	Tensão em circuito aberto
$V_{max}$	Valor máximo de tensão
$V_{trickle}$	Valor crítico de tensão

## SUMÁRIO

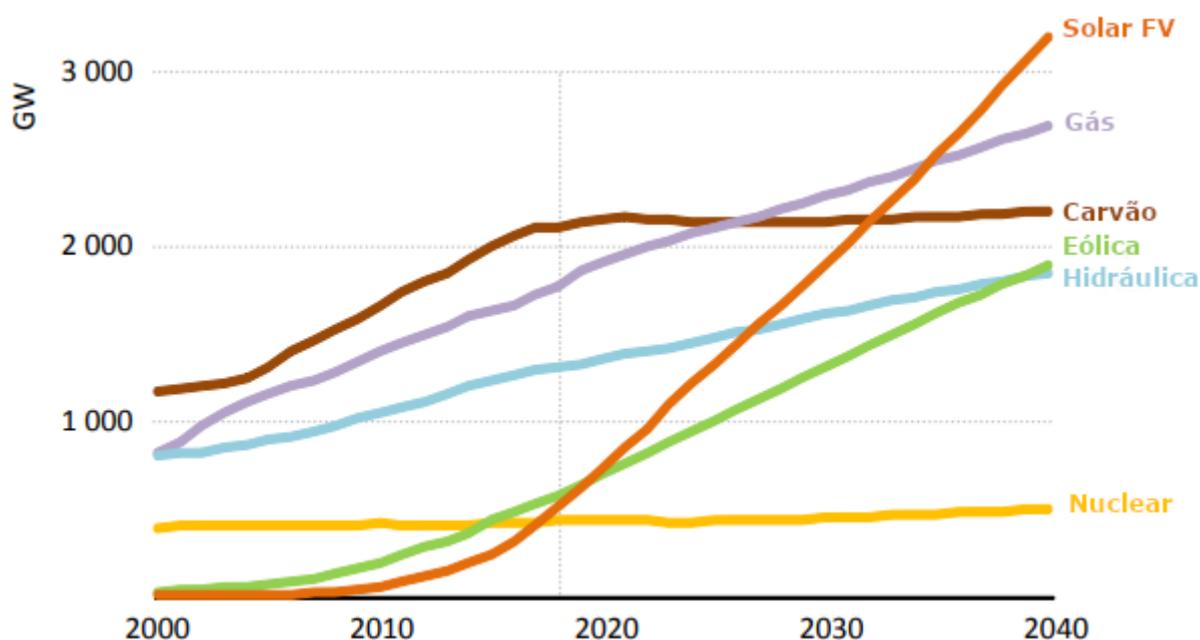
<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>17</b>
1.1	MOTIVAÇÕES .....	19
1.2	OBJETIVOS DO ESTUDO .....	20
<b>1.2.1</b>	<b>Objetivos específicos</b> .....	<b>20</b>
1.3	CONTEÚDO DOS CAPÍTULOS .....	20
<b>2</b>	<b>BATERIAS</b> .....	<b>22</b>
2.1	BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO .....	24
<b>2.1.1</b>	<b>Características das Baterias de Íons de Lítio</b> .....	<b>24</b>
2.2	MÉTODOS DE CARREGAMENTO DAS BATERIAS DE LI-ION .....	25
<b>2.2.1</b>	<b>Corrente Constante - Tensão Constante (CC-CV)</b> .....	<b>25</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Método de carregamento <i>multistage</i> (MSCC)</b> .....	<b>26</b>
<b>2.2.3</b>	<b>Método de carregamento pulsado (PC)</b> .....	<b>27</b>
2.3	MODELOS ELÉTRICOS PARA BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO .....	27
<b>2.3.1</b>	<b>Modelo de resistência interna</b> .....	<b>27</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Modelo de Thevenin de primeira ordem</b> .....	<b>28</b>
<b>2.3.3</b>	<b>Modelo de Thevenin de segunda ordem</b> .....	<b>29</b>
<b>2.3.4</b>	<b>Modelos derivados do modelo de Thevenin</b> .....	<b>30</b>
<b>3</b>	<b>VEÍCULOS ELÉTRICOS</b> .....	<b>34</b>
3.1	TIPOS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS .....	34
<b>3.1.1</b>	<b>Veículo elétrico a bateria - VEB</b> .....	<b>34</b>
<b>3.1.2</b>	<b>Veículo elétrico híbrido - VEH</b> .....	<b>35</b>
<b>3.1.3</b>	<b>Veículo elétrico de célula a combustível - VECC</b> .....	<b>35</b>
<b>3.1.4</b>	<b>Veículo elétrico solar - VES</b> .....	<b>35</b>
3.2	CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS .....	36
<b>3.2.1</b>	<b>Carregador <i>off-board</i> e <i>on-board</i></b> .....	<b>36</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Fluxo de energia</b> .....	<b>37</b>
<b>3.2.3</b>	<b>Classificação de carregamento</b> .....	<b>37</b>
<b>3.2.4</b>	<b>Tipos de conectores</b> .....	<b>41</b>
<b>4</b>	<b>TOPOLOGIA ESCOLHIDA</b> .....	<b>46</b>
4.1	ANÁLISE CONVERSOR <i>FORWARD</i> .....	48
<b>4.1.1</b>	<b>Etapas de operação</b> .....	<b>49</b>
<b>4.1.2</b>	<b>Ganho estático</b> .....	<b>53</b>
4.2	MÓDULOS <i>FORWARD</i> NA CONFIGURAÇÃO IPOS .....	53
<b>4.2.1</b>	<b>Entradas e Saídas</b> .....	<b>54</b>
<b>4.2.2</b>	<b>Ganho estático</b> .....	<b>55</b>
4.3	METODOLOGIA DA OTIMIZAÇÃO DO NÚMERO DE MÓDULOS .....	55
<b>4.3.1</b>	<b>Eficiência</b> .....	<b>56</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Densidade de potência</b> .....	<b>57</b>
<b>4.3.3</b>	<b>Custos</b> .....	<b>57</b>
<b>5</b>	<b>PROJETO E OTIMIZAÇÃO DO NÚMERO DE MÓDULOS</b> .....	<b>58</b>
5.1	ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO .....	58
5.2	OTIMIZAÇÃO DO NÚMERO DE MÓDULOS .....	59
5.3	PARÂMETROS DE PROJETO .....	62
5.4	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES .....	63
<b>5.4.1</b>	<b>Transformador</b> .....	<b>63</b>

5.4.2	Indutor de saída .....	64
5.4.3	Capacitor de saída .....	65
5.4.4	MOSFETs $S_1$ e $S_2$ .....	65
5.4.5	Diodos $D_1$ e $D_2$ .....	66
5.4.6	Diodo $D_3$ .....	67
5.4.7	Diodo $D_4$ .....	68
5.4.8	Filtro de entrada $C_i$ e $L_i$ .....	68
5.5	DIMENSIONAMENTO TÉRMICO .....	69
5.6	SIMULAÇÃO .....	71
6	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	<b>76</b>
6.1	PROTÓTIPO .....	76
6.1.1	Circuito de comando das chaves .....	77
6.1.2	Bancada de testes .....	77
6.2	FORMAS DE ONDA .....	78
6.2.1	Interruptores $S_1$ e $S_2$ .....	78
6.2.2	Diodos $D_1$ e $D_2$ .....	79
6.2.3	Diodo $D_3$ .....	81
6.2.4	Diodo $D_4$ .....	81
6.2.5	Indutor $L_o$ .....	82
6.2.6	Transformador .....	83
6.2.7	Entradas e saídas do módulo .....	85
6.2.8	Considerações finais .....	87
7	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>88</b>
7.1	TRABALHOS FUTUROS .....	89
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>90</b>
	<b>APÊNDICE A – SCRIPT DE DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES</b> .....	<b>93</b>
	<b>APÊNDICE B – PROJETO FILTRO DE ENTRADA</b> .....	<b>110</b>
	<b>APÊNDICE C – ANÁLISE DO CUSTO DOS COMPONENTES POR NÚ- MERO DE MÓDULOS</b> .....	<b>114</b>
	<b>APÊNDICE D – CÓDIGO DE PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLA- DOR</b> .....	<b>117</b>
	<b>APÊNDICE E – ESQUEMÁTICO E LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO</b> .....	<b>118</b>
	<b>APÊNDICE F – ESQUEMÁTICO DA PLACA MÃE DE TESTES</b> .....	<b>122</b>
	<b>APÊNDICE G – ESQUEMÁTICO DO GATE DRIVER</b> .....	<b>125</b>

## 1 INTRODUÇÃO

As últimas décadas foram marcadas pelo aumento da preocupação global a respeito da emissão de poluentes no meio ambiente, isto associado a crescente demanda mundial por energia vem impulsionando a constantemente o uso de energias renováveis. Estudos revelam que em 2040, energias renováveis serão responsáveis por quase metade da geração de energia. A energia solar fotovoltaica e eólica, destacam-se pelo rápido crescimento (BIROL et al., 2019).

Figura 1.1 – Capacidade de energia global por fonte no Cenário de Políticas Declaradas.



Fonte: Adaptado de (BIROL et al., 2019).

No entanto, essas fontes de energia estão sujeitas a flutuações. Quando está nublado ou não há vento, apenas pequenas quantidades de energia podem ser geradas. Em contraste, em dias de sol ou vento, mais energia pode ser gerada do que o necessário (TELEKE et al., 2010).

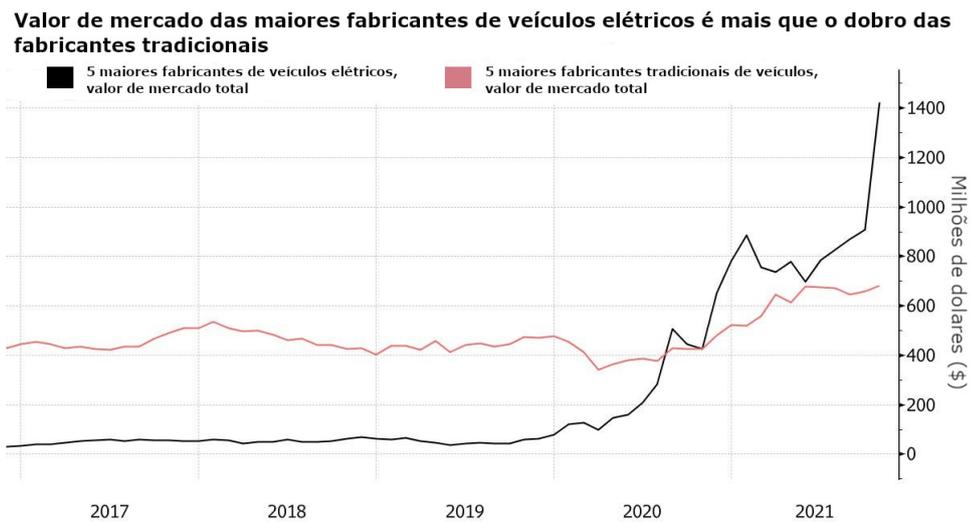
Portanto, é necessário soluções que possam nivelar essas flutuações e garantir um fornecimento de energia constante e confiável.

O armazenamento estacionário de energia por sistemas de bateria de longa duração é uma das tecnologias mais adequadas para resolver este problema (TELEKE et al., 2010). O armazenamento estacionário de energia pode armazenar o excesso de energia e descarregá-lo posteriormente para garantir um fornecimento de energia confiável o tempo todo.

Além disso, a expansão da frota de veículos elétricos e o emprego desse tipo de veículo

na vida cotidiana comprovam um acelerado aumento da demanda por veículos elétricos, fato que pode ser observado dado que as 5 maiores empresas de veículos elétricos (Tesla, Rivian, Lucid Motors, NIO, XPeng) possuem o dobro do valor de mercado que as 5 maiores empresas de veículos tradicionais (Toyota, Volkswagen, BYD, General Motors, Ford). (Bloomberg, 2021).

Figura 1.2 – Valor de mercado total das 5 maiores empresas de veículos elétricos e das 5 maiores empresas de veículos tradicionais.

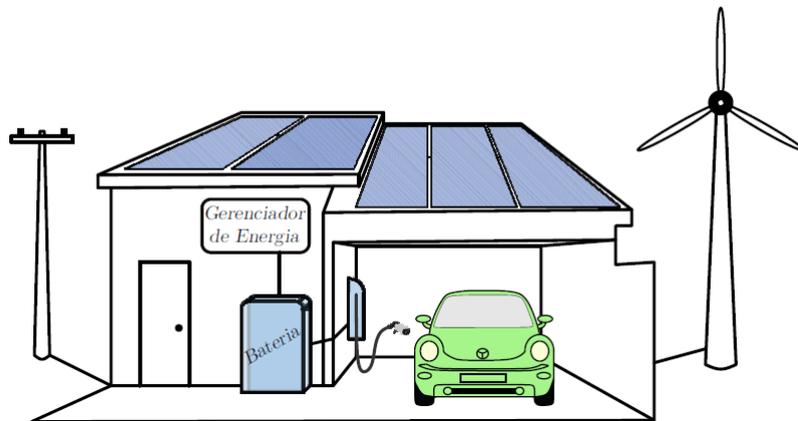


Fonte: Adaptado de (Bloomberg, 2021).

Com a expansão desse tipo de veículo se torna propício a utilização de carregadores residenciais de veículos elétricos. Porém, atualmente, a maioria dos carregadores residenciais são de baixa potência, dado que as residências não são projetadas para suportar altas correntes por um longo período de tempo. Este trabalho propõe aliar a geração distribuída com energia limpa e sustentável com o veículo elétrico. Assim, é apresentado um conversor que permita o carregamento rápido do veículo elétrico por meio de um banco de baterias estacionário de baixa tensão. Além disso, é desenvolvido um estudo de otimização do número de módulos desse conversor para um carregamento mais eficiente.

A Figura 1.3 ilustra uma microrrede residencial capaz de gerar energia elétrica por meio de painéis solares e turbina eólica. Nesta, está presente um sistema de armazenamento que foi conectado a um carregador de veículos elétricos (POSSAMAI, 2018).

Figura 1.3 – Carregamento do veículo elétrico a partir de uma bateria estacionária residencial.



Fonte: (POSSAMAI, 2018).

## 1.1 MOTIVAÇÕES

Trabalhos com o carregamento de veículos elétricos vêm sendo desenvolvidos como em (ELMENSRAWY; MASSOUD, 2019), (ALHARBI et al., 2019), em que é buscado um carregamento rápido, seguro e eficiente com a adequação dos níveis de corrente necessários para a devida operação das baterias. No entanto estes trabalhos focam em desenvolver o carregamento a partir de uma estação de carregamento com níveis de potência e tensão elevados, o que se torna praticamente inviável para carregamentos em residências familiares.

Além disso a modularização para carregamento de baterias começa a se tornar conveniente quando há requisitos de carregamento de baterias, como alta corrente e elevadas potências, como mostra alguns trabalhos (LEE et al., 2019), (KIM et al., 2019).

O interesse para a realização desse trabalho surgiu após a análise das dissertações (GRUNER, 2017) e (POSSAMAI, 2018). Em (GRUNER, 2017) é apresentado a modularização e interligação com conversores *Forward*. Já em (POSSAMAI, 2018) uma topologia de *Forward* duas chaves é empregada, obtendo bons resultados para o carregamento de baterias. Assim, este trabalho visa aliar o trabalho desta topologia, buscando expandir seu acervo literário e científico juntamente com uma otimização dos recursos e componentes disponíveis no mercado, além de uma análise de comparação entre os números de módulos utilizados e as vantagens da modularização.

## 1.2 OBJETIVOS DO ESTUDO

Este estudo visa propor a análise, desenvolvimento e implementação de um conversor capaz de transferir a energia proveniente de um banco de baterias estacionário residencial, de baixa tensão, para as baterias do veículo elétrico e ainda assim visando uma otimização desse conversor para um carregamento mais eficiente.

### 1.2.1 Objetivos específicos

- Definir a topologia do conversor;
- Análise do conversor proposto;
- Otimização e comparação do número de módulos e dos componentes disponíveis no mercado;
- Desenvolvimento prático com simulações, validações e montagem de protótipo.

## 1.3 CONTEÚDO DOS CAPÍTULOS

O capítulo 1 aborda uma introdução ao conteúdo apresentado juntamente com uma justificativa e motivação do trabalho desenvolvido.

O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica de baterias, suas características fundamentais, suas diferentes tecnologias. Além disso é apresentado os modelos elétricos de baterias mais comumente utilizados e seus métodos de carga.

No capítulo 3 é realizado uma revisão teórica a cerca dos veículos elétricos, retratando os seus diferentes tipos e classificações, mostrando suas tecnologias recentes e principais características de seu carregamento.

O capítulo 4 é realizada uma análise para a definição da topologia escolhida do conversor ao mesmo tempo que é feita uma análise de funcionamento e etapas de operação do conversor escolhido e seus componentes.

O capítulo 5 consiste nas especificações do projeto do conversor, metodologia de otimização do número de módulos, dimensionamento dos componentes e dimensionamento térmico, além de validações em ambiente de simulação do conversor proposto.

No Capítulo 6 é evidenciado a metodologia de testes do conversor, equipamentos e dispositivos utilizados nos testes, assim como é apresentado as formas de onda adquiridas no resultados experimentais de um módulo do conversor proposto.

Por fim, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais do trabalho e propostas para trabalhos futuros.

Após isto, o trabalho é composto por apêndices e materiais extras para melhor entendimento dos procedimentos adotados.

## 2 BATERIAS

Uma bateria é uma fonte de energia elétrica composta por uma ou mais células eletroquímicas com conexões externas para alimentar dispositivos elétricos através de oxirredução. Quando uma bateria está fornecendo energia elétrica, seu terminal positivo é o cátodo e seu terminal negativo é o ânodo. A bateria pode ser ligada em série ou paralelo de modo a atender as necessidades de capacidade, corrente ou tensão.

Atualmente, as baterias de Li-ion (íons de lítio) têm uma combinação inigualável de alta energia e densidade de potência, tornando-a a tecnologia de escolha para sistemas de armazenamento de energia, eletrônicos portáteis, ferramentas elétricas e veículos elétricos (NITTA et al., 2015).

A Figura 2.1 mostra a bateria de Li-ion da Panasonic modelo NCR18650 utilizada nos veículos elétricos da empresa Tesla.

Figura 2.1 – Bateria de Li-ion da Panasonic modelo NCR18650



Fonte: (Panasonic, 2011).

Diante disso, as baterias utilizadas em veículos elétricos são comumente feitas de Li-ion, porém outros tipos de baterias aparecem em alguns veículos do mercado como mostra a Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Tipos de baterias utilizadas em veículos elétricos ou híbridos.

<b>Empresa</b>	<b>País</b>	<b>Modelo do veículo</b>	<b>Tipo de bateria</b>
GM	Estados Unidos	Chevy-Volt, Spark	Li-ion
		Saturn Vue Hybrid	NiMH
Ford	Estados Unidos	Escape, Fusion, MKZ HEV	NiMH
		Escape PHEV e Focus EV	Li-ion
Toyota	Japão	Prius, Lexus	NiMH
		Scion iQ EV, RAV4EV	Li-ion
Honda	Japão	Civic, Insight	NiMH
		Fit EV	Li-ion
Hyundai	Coreia do Sul	Sonata	polímero de Li
Chrysler/Fiat	Estados Unidos	Fiat 500e	Li-ion
BMW	Alemanha	X6	NiMH
		Mini E, ActiveE	Li-ion
BYD	China	E6	Li-ion
Daimler Benz	Alemanha	ML450, S400	NiMH
		Smart EV	Li-ion
Mitsubishi	Japão	iMiEV	Li-ion
Nissan	Japão	Altima	NiMH
		Leaf EV	Li-ion
Tesla	Estados Unidos	Roadster, Model S	Li-ion
Think	Noruega	Think EV	Li-ion/sódio-Ni-Cl
Iveco	Itália	Electric Daily	Sódio-Ni-Cl

Fonte: Adaptado de (EMADI, 2014).

Ainda assim, atualmente, as baterias de Li-ion são as mais utilizadas hoje pela maioria dos veículos elétricos e híbridos (SANGUESA et al., 2021) como é possível notar uma preferência pela tecnologia em líderes de mercado, como a empresa Tesla. Desse modo, este trabalho tratará como objeto de estudo as baterias de Li-ion.

## 2.1 BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO

As baterias de Li-ion funcionam baseadas em repetidas reações de carga e descarga ocorrendo entre o cátodo e o ânodo. O cátodo é composto por óxido de metal de lítio enquanto o ânodo é composto por algum material de carbono ou por intercalação de compostos (EASE, 2016).

Quando a bateria é carregada, os átomos de lítio no cátodo migram através do eletrólito, normalmente feito de sais de lítio (como o  $LiPF_6$ ), até o ânodo de carbono. Quando os átomos atingem o ânodo, eles combinam com os elétrons livres do mesmo e se depositam sobre as camadas de carbono. O processo inverso ocorre na descarga da bateria (STRINGINI, 2021).

### 2.1.1 Características das Baterias de Íons de Lítio

As baterias de Li-ion têm sido utilizadas comercialmente desde 1990, devido as boas características como a elevada vida útil e alta densidade de potência comparadas a outras tecnologias como mostra a Tabela 2.2 são um dos fatores que levam as baterias de Li-ion a serem amplamente utilizadas em veículos elétricos.

Tabela 2.2 – Características das baterias de veículos elétricos (SANGUESA et al., 2021).

	<i>Pb – PbO<sub>2</sub></i>	<i>Ni – Cd</i>	<i>Ni – MH</i>	<i>Zn – Br<sub>2</sub></i>	<i>Na – NiCl</i>	<i>Na – S</i>	<i>Li – Ion</i>
Temperatura de trabalho (°C)	-20-45	0-50	0-50	20-40	300-350	300-350	-20-60
Energia específica (Wh/kg)	30-60	60-80	60-120	75-140	160	130	100-275
Densidade de Potência (Wh/L)	60-100	60-150	100-300	60-70	110-120	120-130	200-735
Peso-potência (W/kg)	75-100	120-150	250-1000	80-100	150-200	150-290	350-3000
Tensão da célula (V)	2,1	1,35	1,35	1,79	2,58	2,08	3,6
Ciclos de vida útil	500-800	2000	500	>2000	1500-2000	2500-4500	400-3000

Fonte: Adaptado de (SANGUESA et al., 2021).

Além disso, outros pontos positivos das baterias de Li-ion são observados como a leveza de seus componentes, sua alta capacidade de carga, sua resistência interna e seus o seus altos ciclos de carga e descarga (SANGUESA et al., 2021).

Porém, as baterias de Li-ion devem operar dentro de uma área de operação segura e confiável, que é restrita pelas janelas de temperatura e tensão. Exceder as restrições dessas janelas causará uma rápida mitigação do desempenho da bateria e até resultará em um risco de segurança, por exemplo, incendiar ou até explodir, pois a partir de 150 °C os eletrólitos

começam a se autodestruir (LU et al., 2013).

Em veículos elétricos as células de lítio estão dispostas em série e/ou paralelo para atender parâmetros de tensão, corrente e capacidade de uma determinada aplicação. Embora o processo de fabricação das células segue um padrão de produção, cada célula apresenta pequenas diferenças em suas características. Estes pequenos desequilíbrios poderão ocasionar o desbalanço de um conjunto de baterias, comprometendo a capacidade do sistema de armazenamento, estando mais suscetíveis a falhas. Desta forma, os conjuntos de baterias são equipados com sistemas de gerenciamento da bateria (BMS - *Battery Management System*) (POSSAMAI, 2018).

## 2.2 MÉTODOS DE CARREGAMENTO DAS BATERIAS DE LI-ION

Com o aumento da demanda por baterias se faz necessário também um carregamento seguro, eficiente e rápido das mesmas, assim alguns desses métodos de carregamentos das baterias de Li-ion são mostrados a seguir.

### 2.2.1 Corrente Constante - Tensão Constante (CC-CV)

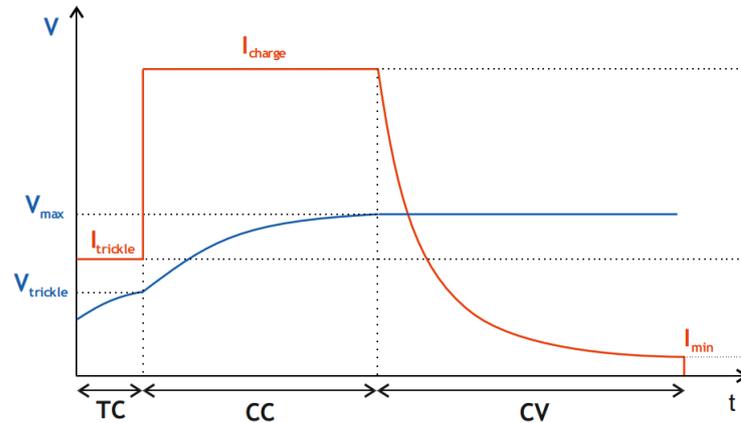
O método CC/CV é o método tradicional e mais comumente utilizado para o carregamento de baterias de Li-ion, dado que garante os limites de operação e segurança da bateria. Apesar de ser caracterizado por ter duas fases de implementação, há uma outra etapa designada *trickle charge* (TC) que pode acontecer no começo do processo de carregamento (BARATA, 2019).

Como mostra a Figura 2.2, a primeira etapa é verificar a tensão atual da bateria, caso esteja abaixo de um valor determinado ( $V_{trickle}$ ) esta é carregada com uma corrente mínima constante, após a ultrapassagem do valor crítico ( $V_{trickle}$ ), segue-se a próxima etapa.

Na segunda etapa, a bateria é carregada com corrente constante (CC) ( $I_{charge}$ ) até que se atinja o valor da tensão máxima de carregamento ( $V_{max}$ ).

Na terceira etapa a bateria é carregada com tensão constante (CV) e o valor da corrente decresce gradualmente até se atingir um valor mínimo ( $I_{min}$ ) em que assim esta concluído o processo de carregamento.

Figura 2.2 – Método de carregamento por corrente constante e tensão constante.

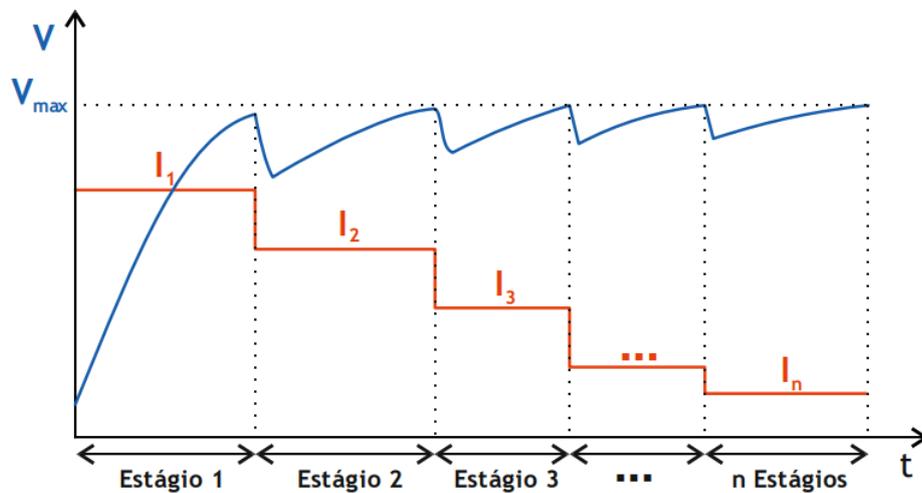


Fonte: (BARATA, 2019).

### 2.2.2 Método de carregamento *multistage* (MSCC)

Este método fundamenta-se na utilização de múltiplos degraus de corrente constante, mostrado na Figura 2.3. Quando a tensão da bateria atingir um limite da tensão máxima de carregamento ( $V_{max}$ ), um novo estágio começará, conseqüentemente uma nova corrente de carga menor será imposta. Este processo ocorre sucessivamente até que o número máximo de estágios seja atingido.

Figura 2.3 – Método de carregamento Multistage (MSCC).



Fonte: (BARATA, 2019).

Grande parte destes estudos tem como objetivo a avaliação do tempo de carregamento e da capacidade da bateria, onde são, na sua maioria, aplicados cinco estágios de corrente, devido ao número ótimo de estágios estar muito próximo de cinco (BARATA, 2019).

### 2.2.3 Método de carregamento pulsado (PC)

O método de carregamento pulsado é caracterizado pela utilização de uma corrente de carregamento pulsada visando obter uma distribuição igual de íons no eletrólito da bateria, aumentar a velocidade de carga e diminuir os efeitos da polarização, prolongando o ciclo de vida (AYOUB; KARAMI, 2015). Duas tipologias tem sido desenvolvidas para este método, a *variable frequency pulse charge* (VFPC) e *variable duty pulse current* (VDPC).

O objetivo do VFPC consiste na otimização da frequência do pulso de corrente de forma a minimizar a impedância da bateria que, conseqüentemente, fará maximizar a transferência de energia. Já o VDPC, para maximizar a transferência de energia baseia-se na variação da amplitude do pulso, fixando a sua largura ou vice-versa (BARATA, 2019).

## 2.3 MODELOS ELÉTRICOS PARA BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO

Diferentes modelos elétricos para baterias de íons de lítio estão presentes na literatura, estes modelos tem por objetivo representar os parâmetros e características da baterias, assim estes modelos podem ser escolhidos dependendo da aplicação e da complexidade do modelo. Desse modo, neste trabalho será visto alguns desses modelos presentes na literatura.

### 2.3.1 Modelo de resistência interna

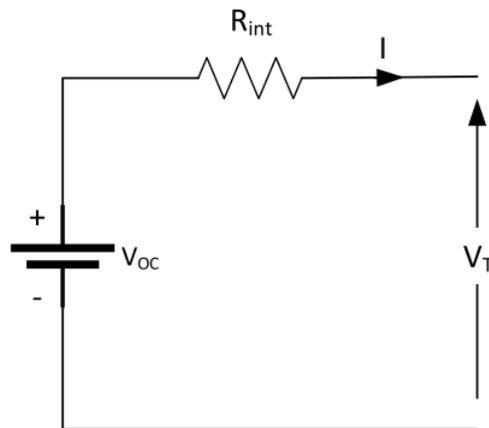
O modelo simples, modelo de bateria linear, ou modelo de resistência interna ( $R_{int}$ ) (Figura 2.4), contém uma resistência  $R_{int}$ , além da fonte de tensão,  $V_{OC}$ .

A resistência  $R_{int}$  representa as perdas de energia, que fazem as baterias aquecerem. A tensão terminal  $V_T$  representa a tensão de circuito aberto  $V_{OC}$  somente quando está em circuito

aberto. No entanto, quando uma carga é conectada, essa tensão é por 2.1.

$$V_T = V_{OC} - R_{int} \cdot I \quad (2.1)$$

Figura 2.4 – Modelo de Rint.



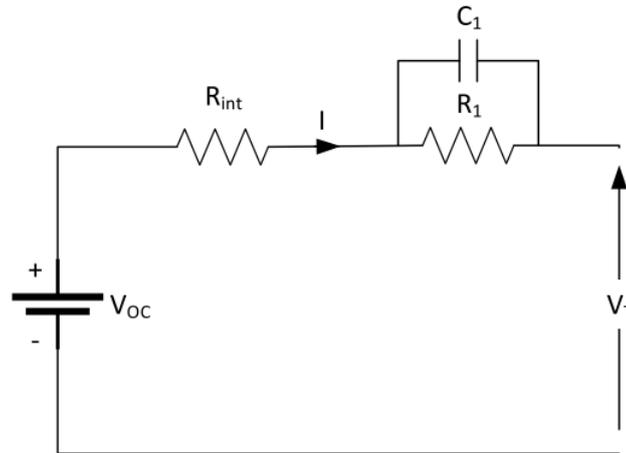
Fonte: (SALDAÑA et al., 2019).

Portanto, este modelo pode emular a queda de tensão instantânea quando o circuito é completo, que é diretamente proporcional à corrente circulante. Quanto maior a resistência interna de uma bateria, maiores as perdas e menor a potência máxima disponível. A principal desvantagem deste modelo é que nem a tensão terminal  $V_T$  nem a tensão de circuito aberto  $V_{OC}$  variam de acordo com o SoC ou outros e a resistência também é constante, independente do SoC ou da temperatura (HE; XIONG; FAN, 2011).

### 2.3.2 Modelo de Thevenin de primeira ordem

O modelo de Thevenin mais simples, comumente chamado de primeira ordem (Figura 2.5), é composto por uma fonte de tensão  $V_{OC}$ , uma resistência interna  $R_{int}$  e um par RC ( $R_1$  e  $C_1$ ) representando o efeito da capacitância entre duas placas paralelas e a resistência de contato. Este modelo por ser representado pelas equações 2.2 e 2.3.

Figura 2.5 – Modelo de Thevenin de primeira ordem.



Fonte: (SALDAÑA et al., 2019).

$$V_T = V_{OC} - R_{int} \cdot I - V_{C_1} \quad (2.2)$$

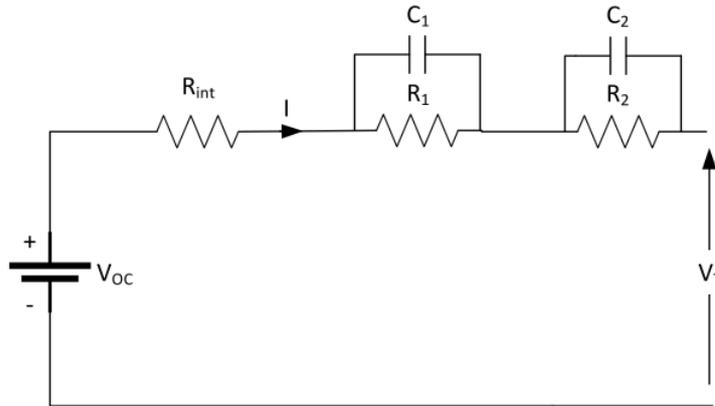
$$\dot{V}_{C_1} = \frac{I}{C_1} - \frac{V_{C_1}}{R_1 \cdot C_1} \quad (2.3)$$

O objetivo de adicionar um par RC ao modelo linear simples é representar fenômenos transitórios reproduzindo parte da característica dinâmica das baterias de íons de lítio. A principal desvantagem do modelo de Thevenin é que todos os parâmetros são considerados constantes. No entanto, sabe-se que os parâmetros são dependentes de SoC, C-Rate, temperatura, SoH, etc. (HE; XIONG; FAN, 2011).

### 2.3.3 Modelo de Thevenin de segunda ordem

O modelo de segunda ordem ou modelo dupla polarização (DP) adiciona um segundo par RC ( $R_2$  e  $C_2$ ) com uma constante de tempo maior (Figura 2.6) ao modelo anterior. Assim, é possível representar com precisão a tensão terminal quando a corrente é zero, o que não era possível para o modelo Thevenin de primeira ordem (SALDAÑA et al., 2019). Este modelo por ser representado pelas equações 2.4, 2.5 e 2.6.

Figura 2.6 – Modelo de Thevenin de segunda ordem.



Fonte: (SALDAÑA et al., 2019).

$$V_T = V_{OC} - R_{int} \cdot I - V_{C_1} - V_{C_2} \quad (2.4)$$

$$\dot{V}_{C_1} = \frac{I}{C_1} - \frac{V_{C_1}}{R_1 \cdot C_1} \quad (2.5)$$

$$\dot{V}_{C_2} = \frac{I}{C_2} - \frac{V_{C_2}}{R_2 \cdot C_2} \quad (2.6)$$

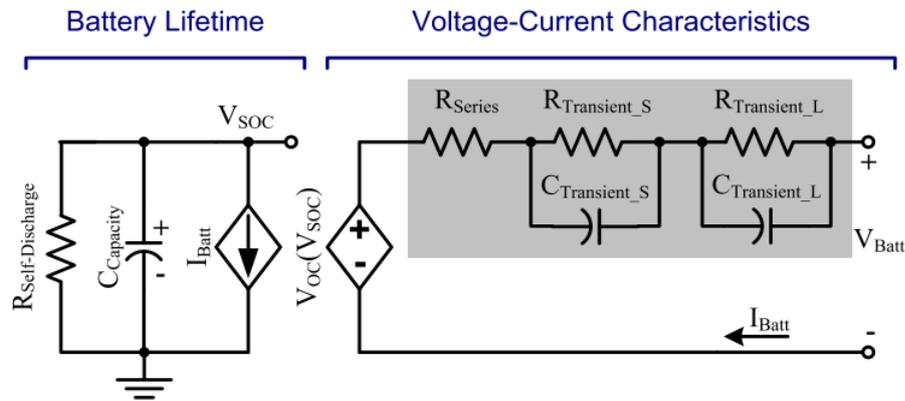
Portanto, o primeiro par RC tem uma constante de tempo baixa para descrever efeitos transitórios de curto prazo, enquanto o segundo par RC tem uma constante de tempo maior para descrever efeitos transitórios de longo prazo. Esses efeitos transitórios estão relacionados a efeitos eletroquímicos e de polarização de concentração, incluindo efeito de transferência de carga, difusão e outros fatores (SALDAÑA et al., 2019).

### 2.3.4 Modelos derivados do modelo de Thevenin

Em (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006) é proposto um modelo de dupla polarização (DP) compatível com baterias com baterias níquel cádmio, níquel metal hidreto, íons de lítio, entre outras baterias eletroquímicas em que seja possível mostrar a vida útil da bateria, assim como também respostas transitórias e estacionária da tensão com precisão para esta aplicação, logo os capacitores e resistores são variáveis e alteram seus valores em conformidade com o SoC

da bateria. Esta abordagem aumenta a precisão do modelo com pequeno aumento do custo computacional (FENNER et al., 2021).

Figura 2.7 – Modelo da bateria com previsão da vida útil



Fonte: (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006).

Um capacitor ( $C_{Capacity}$ ) e uma fonte de corrente controlada por corrente modelam a capacidade, SoC e tempo de vida útil da bateria. A rede RC, semelhante à dos modelos baseados em Thevenin, simula a resposta transitória. Para conectar o SoC à tensão de circuito aberto, é usada uma fonte de tensão controlada por tensão. E simultaneamente prevê tempo de vida útil da bateria, estado estacionário e resposta transiente com precisão e “*on the fly*”, capturando todas as características elétricas dinâmicas das baterias: capacidade utilizável ( $C_{Capacity}$ ), tensão de circuito aberto ( $V_{OC}$ ) e resposta transiente (rede RC).

Neste modelo, o capacitor  $C_{Capacity}$  simboliza toda carga armazenada na bateria, assim convertendo a capacidade nominal da bateria Ah para carga em Coulomb, levando em conta a variação da sua capacidade útil conforme a temperatura e o número de ciclos, visto na equação 2.7.

$$C_{Capacity} = 3600 \cdot Capacidade_{Ah} \cdot f_1(Ciclo) \cdot f_2(Temperatura) \quad (2.7)$$

O  $V_{SOC}$  é utilizado para definir o estado de carga inicial da bateria. Valores entre 0 a 1 V representam, respectivamente, um SoC de 0 a 100% (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006).

A fonte controlada de corrente  $I_{Batt}$  é responsável por carregar ou descarregar o  $C_{Capacity}$ . Desta forma o SoC mudará dinamicamente.

A resistência  $R_{Self-Discharge}$  corresponde ao efeito de auto-descarga quando as baterias são armazenadas por longos períodos. Teoricamente seu valor varia conforme SoC, temperatura

e o número de ciclos, porém pode ser considerado como um grande resistor ou simplesmente ignorado (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006).

A tensão de circuito aberto  $V_{OC}$  corresponde a tensão interna da bateria, esta varia conforme o SoC. E o seu comportamento não-linear está incluído no modelo.

Neste modelo, a dinâmica da bateria é representada pelo circuito equivalente elétrico da Figura 2.7. Este é composto por um resistor em série ( $R_{series}$ ), responsável pela queda instantânea da tensão, e dois pares RC, ( $R_{Transient\_S}$ ,  $C_{Transient\_S}$ ) e ( $R_{Transient\_L}$ ,  $C_{Transient\_L}$ ), que representam os efeitos da polarização, sendo estas dinâmicas separadas em curtas e longas conforme (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006).

Com o objetivo de obter os parâmetros internos destas baterias também foram apresentados testes com 10 baterias modelo PL-383562 da tecnologia polímero de Li-ion. (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006). Os resultados levaram a equações, em que variam com o SoC, que definem os valores de cada um dos componentes eletrônicos do modelo. Estas equações são apresentadas abaixo:

$$V_{OC}(SoC) = -1,031 \cdot e^{-35 \cdot SoC} + 3,685 + 0,2156 \cdot SoC - 0,1178 \cdot SoC^2 + 0,3201 \cdot SoC^3 \quad (2.8)$$

$$R_i(SoC) = 0,1562 \cdot e^{-24,37 \cdot SoC} + 0,07446 \quad (2.9)$$

$$R_{TC}(SoC) = 0,3208 \cdot e^{-29,14 \cdot SoC} + 0,04669 \quad (2.10)$$

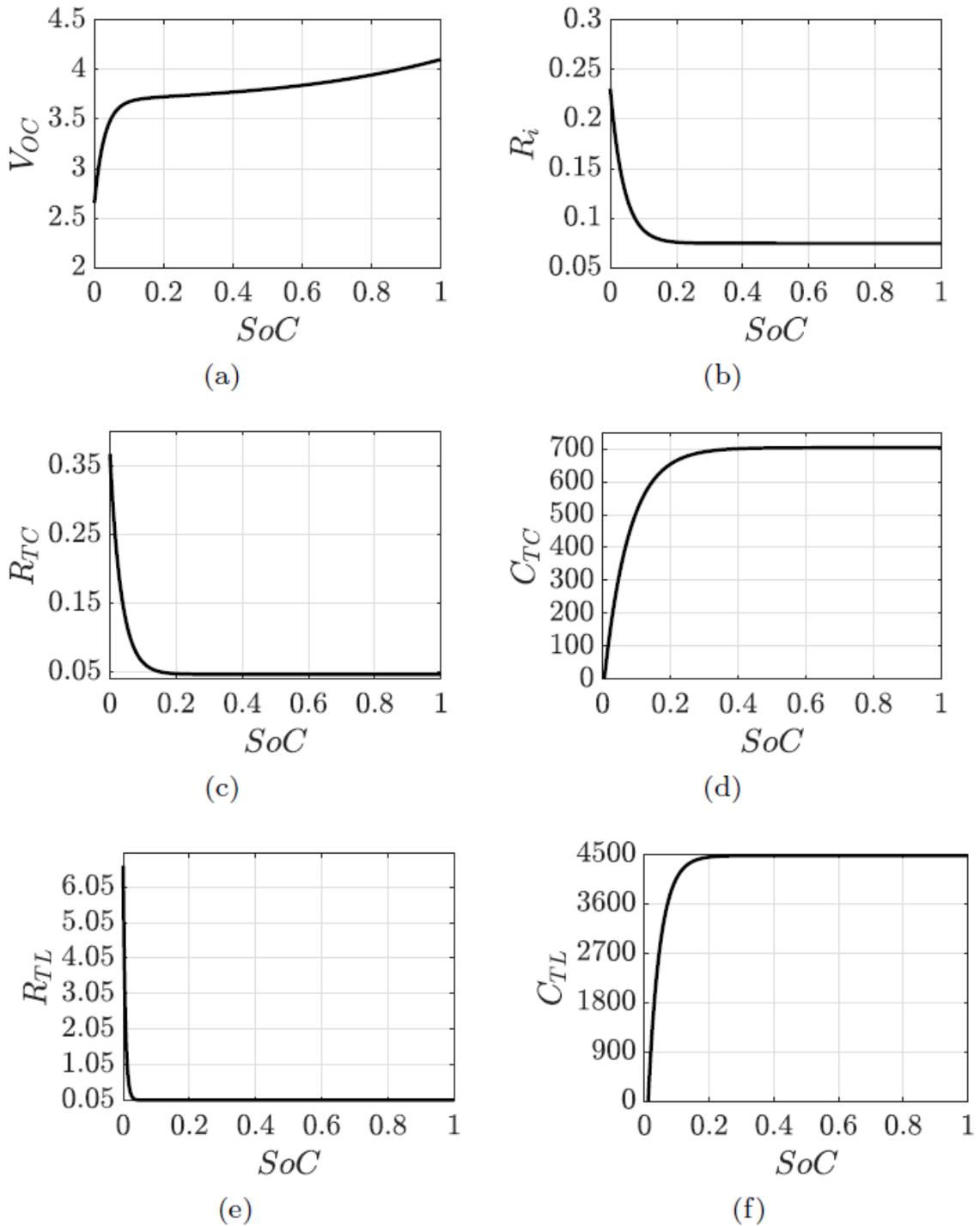
$$C_{TC}(SoC) = -752,9 \cdot e^{-13,51 \cdot SoC} + 703,6 \quad (2.11)$$

$$R_{TL}(SoC) = -6,603 \cdot e^{-155,2 \cdot SoC} + 0,04984 \quad (2.12)$$

$$C_{TL}(SoC) = -6056 \cdot e^{-27,12 \cdot SoC} + 4475 \quad (2.13)$$

Para analisar o comportamento destes componentes conforme variação do SoC, em (POSSAMAI, 2018) foram gerados os gráficos mostrados na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Curvas das equações do modelo de (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006).



Fonte: (POSSAMAI, 2018).

Através das curvas, identifica-se que para estados de carga entre 20 a 100% os parâmetros internos das baterias variam muito pouco. Esta variação pode ser desprezada, de modo a considerar uma região linear (POSSAMAI, 2018). Esta consideração é relevante para a modelagem do sistema, uma vez que serão adotados parâmetros invariantes no tempo.

### 3 VEÍCULOS ELÉTRICOS

Um veículo elétrico (EV - *Electric Vehicle*) é um veículo que usa um ou mais motores elétricos para propulsão. O EV pode ser alimentado por um sistema coletor, com eletricidade de fontes extraveiculares, ou pode ser alimentado de forma autônoma por uma bateria (às vezes carregada por painéis solares ou convertendo combustível em eletricidade usando células de combustível ou um gerador).

Os EVs surgiram em meados do século XIX, quando a eletricidade estava entre os métodos preferidos para a propulsão de veículos motorizados, proporcionando um nível de conforto e facilidade de operação que não poderia ser alcançado pelos carros a gasolina da época. Os motores de combustão interna foram o método de propulsão dominante para carros e caminhões por cerca de 100 anos, mas a energia elétrica permaneceu habitual em outros tipos de veículos, como trens e veículos menores de todos os tipos (CHAN, 2013).

No século XXI, os EVs viram um ressurgimento devido a desenvolvimentos tecnológicos e um foco maior em energia renovável e a redução potencial do impacto do transporte nas mudanças climáticas e outras questões ambientais.

#### 3.1 TIPOS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Atualmente existem classificações para EVs dependendo da sua forma de alimentação, carregamento, entre outros. Segundo INEE (Instituto Nacional de Eficiência Energética) (INEE, 2021), os EVs podem ser classificados como:

##### 3.1.1 Veículo elétrico a bateria - VEB

Os EVs a bateria (VEB ou BEV - *Battery Electric Vehicle*), a energia de propulsão é fornecida por um banco de baterias que são recarregadas pela rede elétrica. Os diversos modelos de VEB, competitivos para certos nichos de mercado, são fabricados tanto por indústrias tradicionais como novas e estão disponíveis em vários países (INEE, 2021).

### 3.1.2 Veículo elétrico híbrido - VEH

Os EVs híbridos (VEH ou HEV - *Híbrid Electric Vehicle*), possuem um motor interno a combustão (MCI), nesse caso a energia é fornecida por um gerador a bordo que é acionado por um MCI. Os sistemas de bateria e capacitores são utilizados para acumular energia elétrica, permitindo que o MCI só funcione nas condições ótimas ou permaneça desligado. Os dois tipos básicos de VEH são o VEH “serial” em que as rodas são ativadas somente pelo(s) motor(es) elétrico(s) e o VEH “paralelo” em que as rodas podem ser ativadas pelo MCI em paralelo com o motor elétrico (FERNANDES, 2017).

Atualmente existe também a definição de veículos “*plug in*” ou PHEV (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle*), ou seja, são veículos que conseguem ser conectados tanto à rede elétrica para carga das baterias como também um motor/gerador a bordo para carga das baterias com isso é possível atingir uma maior autonomia e/ou adição de potência.

### 3.1.3 Veículo elétrico de célula a combustível - VECC

Os veículos de célula a combustível (VECC ou FCEV - *Fuel Cell Electric Vehicle*), a energia é fornecida por células a combustível que são, normalmente, um equipamento eletroquímico que converte a energia do hidrogênio em eletricidade. Desse modo, o hidrogênio será oferecido ou produzido com base no metano (gás natural), metanol ou etanol. Este veículo possui um motor elétrico e também dispõe de um sistema de armazenamento de energia como bancos de baterias ou capacitores. Esta tecnologia motiva muitas pesquisa atualmente e vários fabricantes confiam nela como o futuro dos veículos (INEE, 2021).

### 3.1.4 Veículo elétrico solar - VES

Este tipo de veículo a energia é fornecida por placas fotovoltaicas (FV). Restrito ao ambiente das universidades que trabalham com as FV, é pouco provável que o VES venha a se transformar em um veículo de uso prático pelas restrições de tamanho dos veículos, que limitam a dimensão dos painéis e, conseqüentemente, sua potência (INEE, 2021).

## 3.2 CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Os EVs requerem o carregamento de suas baterias, para que se torne viável a locomoção com eles é necessário um carregamento eficiente, rápido e seguro, possibilitando o gerenciamento da qualidade da energia.

Atualmente, fabricantes e países não possuem uma padronização mundial para o carregamento dos EVs, a forma de carregamento adotada é a mais conveniente para a fabricante e região.

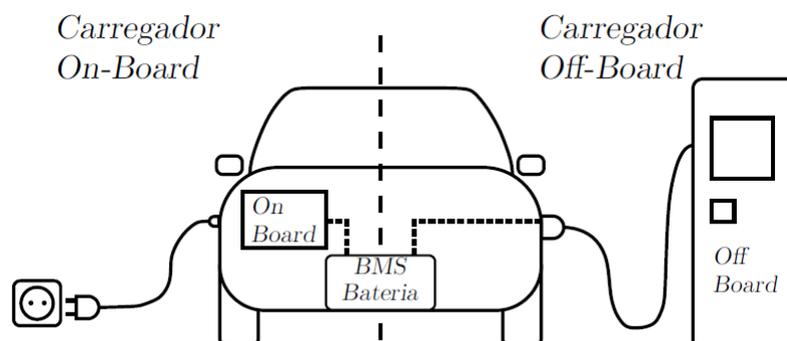
Porém os carregadores podem ser classificados quanto a sua disposição (*on-board* e *off-board*), ao fluxo de energia (bidirecional ou unidirecional) e aos níveis de tensão e corrente.

### 3.2.1 Carregador *off-board* e *on-board*

O carregador *on-board* é embarcado dentro do veículo, ou seja, ele permite o usuário a carregar o veículos em qualquer fonte de alimentação adequada. Devido a limitação de peso e tamanho dentro do veículo, este tipo de carregador possui menor potência de carregamento.

O carregador *off-board* é externo ao veículo, ou seja, ele utiliza uma estação de carregamento própria. Este tipo de carregador é projetado para maiores potências, possibilitando um carregamento mais rápido já que não há restrições de peso e volume.

Figura 3.1 – Carregador *on-board* e *off-board*.



Fonte: (POSSAMAI, 2018).

A Figura 3.1 ilustra os dois tipos de carregadores mencionados acima. Vale ressaltar que o carregador *on-board* também é utilizado quando há um carregador *off-board* que provê corrente alternada (POSSAMAI, 2018).

### 3.2.2 Fluxo de energia

Existem dois tipos de fluxo de potência quando o EV estiver conectado à rede elétrica, sendo classificados como unidirecional ou bidirecional.

Os principais componentes da arquitetura dos sistemas unidirecionais e bidirecionais são a rede, o carregamento estação, e o EV. No carregamento unidirecional, a energia pode fluir em apenas uma direção, ou seja, da rede para o EV. No entanto, no carregamento bidirecional, a energia também pode fluir de volta para a rede. O fluxo de energia unidirecional ou bidirecional pode ser realizado através de uma estação de carregamento contendo um conversor CA/CC e uma unidade de controle. O EV também contém uma unidade de controle, bem como uma bateria de alta tensão. Ambas as unidades de controle se comunicam para decidir a quantidade de energia a ser trocada, sua direção, sua duração e em que momento. O fluxo de energia depende do estado de carga e da potência nominal da bateria, das necessidades de regulação da rede e da demanda total de carga (BAMPANGA; MANMOHAN; CHISHOLM, 2020).

Um proprietário de EV usará uma estação de carregamento unidirecional para carregar o veículo ou fornecer serviços de regulação à rede. Já na estação de carregamento bidirecional, o EV também pode injetar energia na rede para prestar serviços de regulação à rede elétrica.

### 3.2.3 Classificação de carregamento

Os níveis de carregamento definem a potência, o tempo de carregamento e a infraestrutura dos carregadores. Essas características refletem no custo, nas topologias a serem empregadas, bem como nos efeitos sobre a rede elétrica. Estes níveis de carregamento foram padronizados pela Sociedade de Engenheiros da Mobilidade (SAE - *Society of Automotive Engineers*)

A maior parte do carregamento de EVs pode ocorrer em casa durante a noite em uma garagem, onde o EV pode ser conectado a uma tomada tradicional para carregamento de Nível 1 (lento).

O carregamento de Nível 2 é normalmente descrito como o método principal para instalações públicas e privadas e requer uma estação de carregamento (EVSE). Esses níveis de potência de carga estão resumidos na Tabela 3.1. As pesquisas e desenvolvimentos futuros se concentram no Nível 2; o carregamento semi rápido fornece ampla potência e pode ser imple-

mentado na maioria dos ambientes. Normalmente, as soluções monofásicas são usadas para os níveis 1 e 2 (EMADI, 2014).

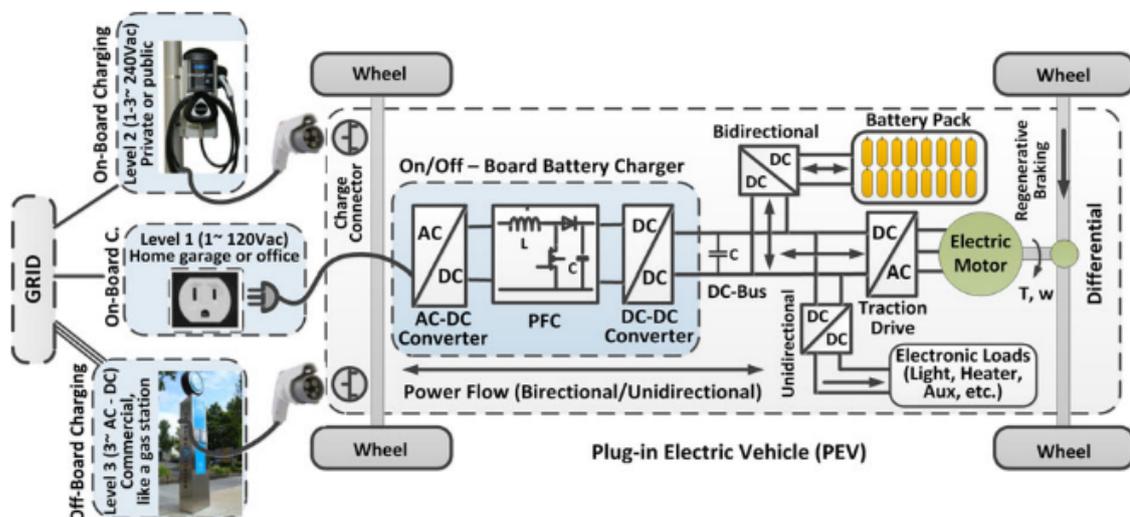
O Nível 3 e o carregamento rápido CC destinam-se a aplicações comerciais e públicas, operando como uma estação de abastecimento, e normalmente se aplicam às soluções trifásicas. As estações de uso público provavelmente usarão carregador de Nível 2 ou 3 instalado em estacionamentos, shopping centers, hotéis, pontos de descanso, teatros, restaurantes, etc. (YILMAZ; KREIN, 2013) (EMADI, 2014).

Tabela 3.1 – Níveis potência de carregamento baseado na SAE (YILMAZ; KREIN, 2013).

Tipos dos níveis de potência	Uso típico	Interface de alimentação de energia	Nível de potência esperada	Tempo de carregamento	Tecnologia do veículo
Nível 1 (Oportuno) 120 Vca (EUA) 230 Vca (UE)	carregamento em casa ou escritório	tomada convencional	1,4kW (12A)	4-11 horas	PHEV (5-15kWh)
			1,9kW (20A)	11-36 horas	EVs (16-50kWh)
Nível 2 (Primário) 240 Vca (EUA) 400 Vca (UE)	carregamento em tomadas publicas ou privadas	estação dedicada	4kW (17A)	1-4 horas	PHEV (5-15kWh)
			8kW (32A)	2-6 horas	EVs (16-50kWh)
			19,2kW (80A)	2-3 horas	EVs (3-50kWh)
Nível 3 (Rápido) (208-600 Vca ou Vcc)	comercial análogo a um posto de combustível	estação dedicada	50kW 100kW	0.4-1 hora 0.2-0.5 hora	EVs (20-50kWh)

Fonte: Adaptado de (YILMAZ; KREIN, 2013).

Figura 3.2 – Carregamento no veículo elétricos e níveis de carregamento.



Fonte: (YILMAZ; KREIN, 2013).

### Sistemas de carregamento com corrente alternada (CA)

O sistema CA de carregamento precisa inevitavelmente de um carregador CA-CC integrado com correção do fator de potência (PFC). A Tabela 3.2 ilustra as classificações elétricas do método de carga de acordo com os níveis de potência de carga SAE CA. Esses carregadores são classificados pelo nível de energia que podem fornecer ao módulo de baterias (EMADI, 2014):

- Nível 1: circuito doméstico comum, classificado para até 120 V CA e até 16 A. Esses carregadores usam a conexão doméstica padrão de três pinos e geralmente são considerados equipamentos portáteis.
- Nível 2: Equipamento de alimentação de veículos elétricos com fiação permanente (EVSE), usado especialmente para carregamento de veículos elétricos; classificado para até 240 V CA, até 60 A e até 14,4 kW.
- Nível 3: EVSE com fiação permanente, usado especialmente para carregamento de veículos elétricos; avaliado superior a 14,4 kW.

Tabela 3.2 – Níveis de potência de carregamento SAE CA (EMADI, 2014).

Método de carga	Tensão nominal de alimentação	Corrente máxima	Classificação do disjuntor de ramificação	Nível da potência de saída
Nível 1 CA	120V CA, 1 fase	12A	15 A	1080W
	120V CA, 1 fase	16A	20A	1440W
Nível 2 CA	208V-240V CA, 1 fase	16A	20 A	3300W
	208-240V CA, 1 fase	32A	40A	6600W
	208-240V CA, 1 fase	<80A	pela NEC 635	<14,4kW

Fonte: Adaptado de (EMADI, 2014).

Os carregadores rápidos são classificados como Nível 3, mas nem todos os carregadores de Nível 3 são carregadores rápidos. Esta designação depende da capacidade da bateria a ser carregada e de quanto tempo é necessário para carregar a bateria. Um carregador pode ser considerado um carregador rápido se puder carregar uma bateria média de um EV em 30 minutos ou menos (EMADI, 2014).

### **Sistemas de carregamento com corrente contínua (CC)**

Os sistemas de carregamento CC são montados em locais fixos, como a garagem ou estações de carregamento dedicadas. Construídos com fiação dedicada, esses carregadores podem lidar com muito mais energia e podem carregar as baterias mais rapidamente. No entanto,

como a saída desses carregadores é CC, cada sistema de bateria requer que a saída seja alterada para aquele veículo. As estações de carregamento modernas têm um sistema para identificar a tensão da bateria e ajustar de acordo. A Tabela 3.3 ilustra as classificações elétricas do método de carga de acordo com os níveis de potência de carga SAE EV DC. Esses carregadores são classificados pelo nível de energia que podem fornecer ao conjunto de baterias:

- Nível 1: EVSE com fiação permanente inclui o carregador; nominal de 200–450 V CC, até 80 A e até 36kW;
- Nível 2: EVSE com fiação permanente inclui o carregador; nominal de 200–450 V CC, até 200 A e até 90 kW;
- Nível 3: EVSE com fiação permanente inclui o carregador; nominal de 200–600 V CC, até 400 A e até 240 kW.

Tabela 3.3 – Níveis de potência de carregamento SAE CC (EMADI, 2014).

Método de carga	Faixa de tensão CC fornecida	Corrente máxima	Nível da potência de saída
Nível 1 CC	200—450V CC	<80A CC	<36kW
Nível 2 CC	200—450V CC	<200A CC	<90kW
Nível 3 CC	200—600V CC	<400A CC	<240kW

Fonte: Adaptado de (EMADI, 2014).

Diversas considerações e padrões regulatórios devem ser atendidos. O carregador deve cumprir os seguintes padrões de segurança (YILMAZ; KREIN, 2013) (EMADI, 2014):

- UL 2202: Equipamento do sistema de carregamento de veículos elétricos;
- IEC 60950: Segurança de equipamentos de tecnologia da informação;
- IEC 61851-21: Sistema de carga condutiva do veículo elétrico - Parte 21: Requisitos do veículo elétrico para conexão condutiva a uma fonte CA-CC;
- IEC 61000: Compatibilidade eletromagnética (EMC);
- ECE R100: Proteção contra choque elétrico;
- ISO 6469-3: Veículos elétricos rodoviários - Especificações de segurança - Parte 3: Proteção de pessoas contra riscos elétricos;

- ISO 26262: Veículos Rodoviários - Segurança Funcional;
- SAE J2929: Padrão de Segurança do Sistema de Bateria de Propulsão para Veículos Elétricos e Híbridos;
- FCC Parte 15 Classe B: O Código de Regulamentos Federais de Telecomunicações - FCC Parte 15 para Serviços de Medição de Emissões EMC para Equipamentos de Tecnologia da Informação.

Além disso, pode ser afetado por altas temperaturas, vibração, poeira e outros parâmetros que compõem o ambiente operacional. Portanto, o carregador deve atender os seguintes requisitos do ambiente operacional:

- Compartimento do motor adequado;
- Classe de Proteção - IP6K9K, IP6K7;
- Suportar temperatura do ar ambiente de 40 °C a 105 °C;
- Temperatura do líquido refrigerante deve suportar de 40 °C a 70 °C.

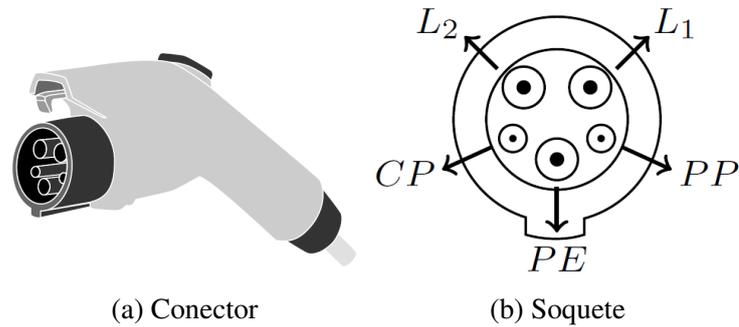
### **3.2.4 Tipos de conectores**

A interface que interliga fisicamente o EV e o seu carregador é denominado de conector. Dado que não existe uma padronização mundial de conectores, vários foram desenvolvidos para atender aos diversos padrões de carregamento de cada fabricante ou região.

#### **SAE J1772**

O conector SAE J1772-2009 foi projetado para sistemas elétricos monofásicos com 120 V ou 240 V, como os usados na América do Norte e no Japão. O conector circular de 43 milímetros (1,7 pol.) de diâmetro tem cinco pinos, com três tamanhos de pinos diferentes. (linha 1 CA, linha CA 2, pino de terra, detecção de proximidade, controle piloto). Aproximando um ciclo de conexão/desconexão por dia, a vida útil média do conector deve ser de pouco mais de 27 anos (EV-institute, 2015).

Figura 3.3 – SAE J1772 AC.

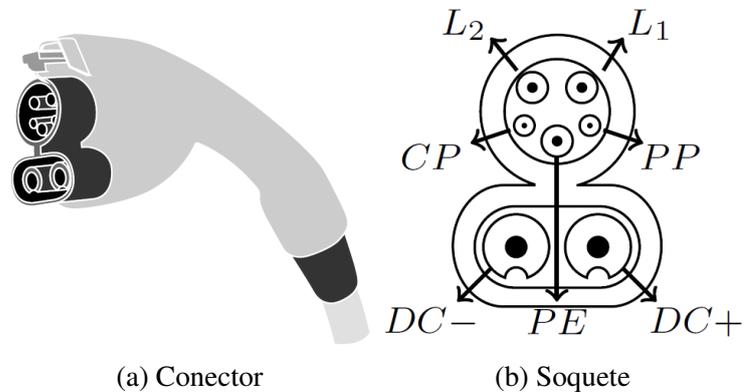


Fonte: Adaptado de (EV-institute, 2015).

### SAE J1772 DC CCS Combo 1 Tipo 1

O SAE J1772 CCS (Combined Charging System) tipo 1 foi projetado para sistemas com 200 V ou 500 V, como os usados na América e no Japão. O conector de 66,8x119 milímetros tem dez pinos, com dois diâmetros de pinos diferentes. (linha CA 1, linha CA 2, pino de terra, detecção de proximidade, controle piloto, alimentação CC +, alimentação CC -).

Figura 3.4 – CCS tipo 1.

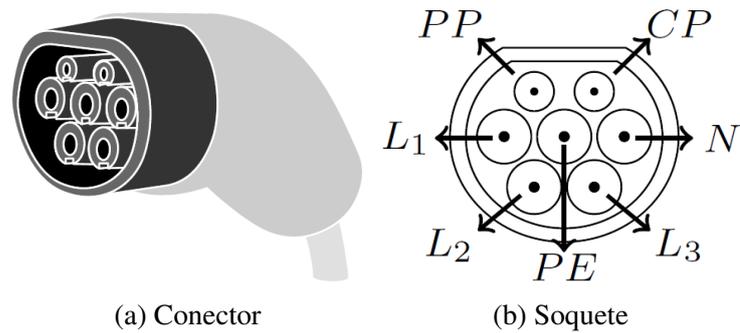


Fonte: Adaptado de (EV-institute, 2015).

### IEC 62196 Tipo 2

O conector IEC 62196 Tipo 2 é projetado para sistemas elétricos monofásicos/trifásicos variando de 250 V ou 400 V, como os usados na Europa. O conector de 55-68 milímetros de diâmetro tem sete pinos, com dois diâmetros de pinos diferentes. (linha CA 1, linha CA 2, linha CA 3, neutro, detecção de proximidade, controle piloto, pino de terra).

Figura 3.5 – IEC62196 AC.

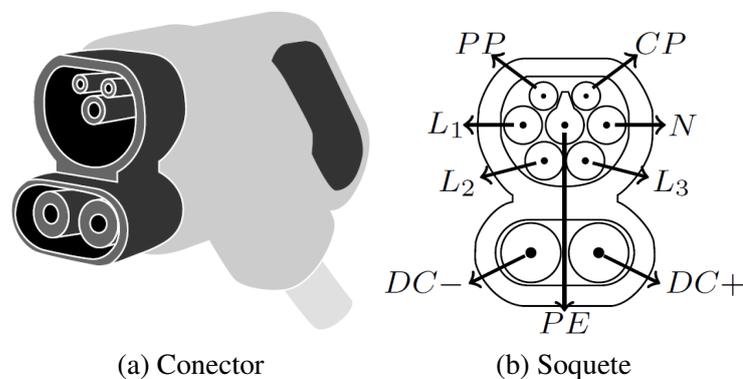


Fonte: Adaptado de (EV-institute, 2015).

### IEC 62196-3 CCS Tipo 2

O conector IEC 62196-3 CCS (Combined Charging System) tipo 2 foi projetado para sistemas elétricos de corrente contínua com 200 V ou 850 V, como os usados em todo o mundo, especialmente na UE. O conector tem cinco pinos, com três diâmetros de pinos diferentes. (pino de terra, detecção de proximidade, controle piloto, alimentação CC +, alimentação CC -).

Figura 3.6 – CCS tipo 2.

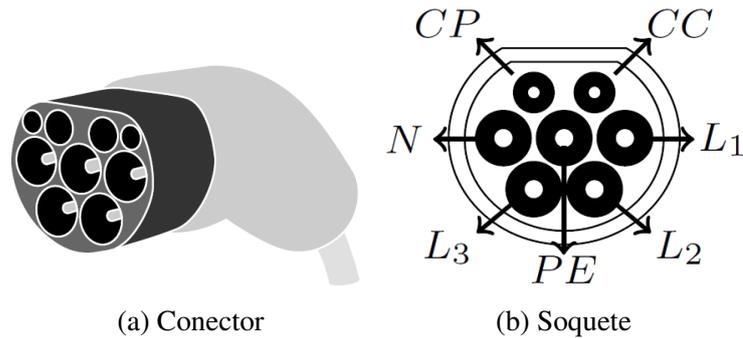


Fonte: Adaptado de (EV-institute, 2015).

### GB/T 20234.2-2011 AC

O conector CA GB/T 20234.2-2011 foi projetado para sistemas elétricos de corrente alternada (CA) com 220 V ou 400 V, como os usados na China. O conector tem sete pinos, com três diâmetros de pinos diferentes. (linha CA 1, linha CA 2, linha CA 3, neutro, detecção de proximidade, controle piloto, pino de terra).

Figura 3.7 – GB/T AC.

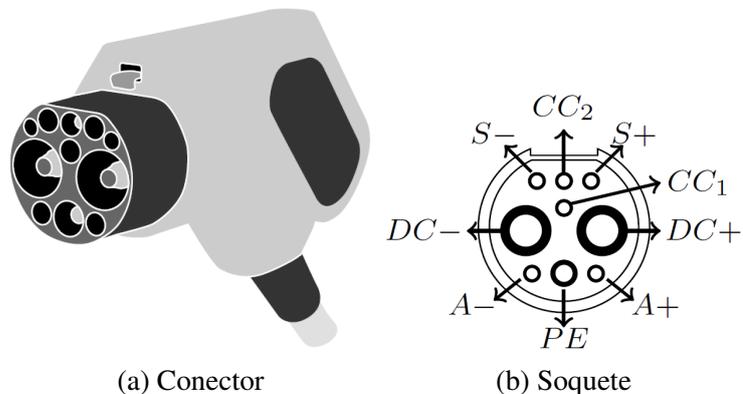


Fonte: Adaptado de (EV-institute, 2015).

### GB/T 20234.3-2011 DC

O conector CC GB/T 20234.3-2011 foi projetado para sistemas elétricos de corrente contínua (CC) com 400 V ou 750 V, como os usados na China. O conector tem sete pinos, com quatro diâmetros de pinos diferentes. (linha CA 1, linha CA 2, linha CA 3, neutro, detecção de proximidade, controle piloto, pino de terra).

Figura 3.8 – GBT20234.3 DC.

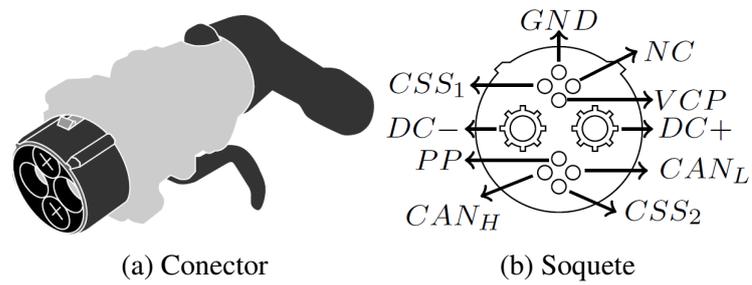


Fonte: Adaptado de (EV-institute, 2015).

### CHAdeMO

O conector CHAdeMO é projetado para sistemas elétricos de corrente contínua com 250 V ou 400 V, como os usados em alguns países europeus e na América. O conector de 77 milímetros de diâmetro possui dez pinos, com dois diâmetros de pinos diferentes. (referência GND para isolamento, relé de controle do VE [1 de 2], N/A [nem todos os pinos são usados], controle pronto para carregar, linha de energia negativa, linha de energia positiva, detecção de proximidade, comunicação +, comunicação -, relé de controle do VE [2 de 2] ).

Figura 3.9 – CHAdeMO.

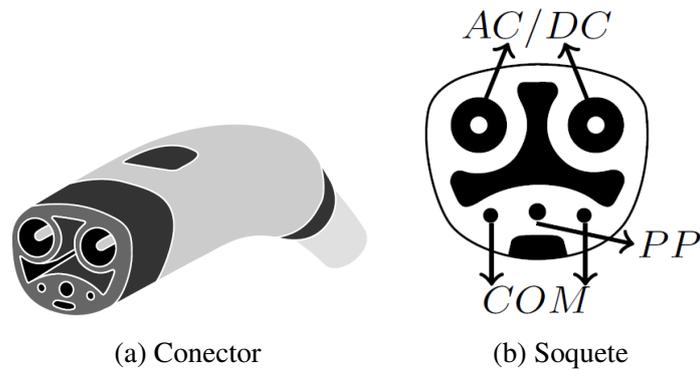


Fonte: Adaptado de (EV-institute, 2015).

### Tesla

O conector Tesla foi projetado para sistemas elétricos monofásicos/trifásicos que variam de 110 Vca - 240 Vca ou 500 Vcc. O conector tem cinco pinos, com três diâmetros de pinos diferentes. (linha AC/DC +, linha AC/DC -, neutro, detecção de proximidade, controle piloto, confirmação de conexão).

Figura 3.10 – Tesla.



Fonte: Adaptado de (EV-institute, 2015).

## 4 TOPOLOGIA ESCOLHIDA

Dado ao que foi apresentado anterior, as características e necessidades do problema, será selecionado um conversor CC-CC que possa carregar um veículo a partir de uma bateria estacionária residencial, este trabalho também busca um conversor que seja possível sua modularização para posterior análise. Assim a escolha topológica do conversor foi dada seguindo alguns critérios:

- Topologia bem difundida na literatura

Uma vez que se deseja modularizar o conversor, visto que com a modularização se pode trabalhar com potências mais elevadas, aconselha-se escolher conversores com uma topologia bem difundida na literatura.

- Ganho de tensão elevado

Visto que uma bateria estacionária de baixa tensão, cujas as tensões internas são de aproximadamente 50V, este conversor deve elevar a tensão até os valores do barramento do veículo elétrico, aproximadamente 400V.

- Processamento de elevadas potências

Na aplicação de carregamento de baterias, a velocidade de carregamento depende da potência processada do conversor, entretanto quanto maior a potência processada, maiores os esforços de tensão e/ou corrente sobre seus componentes.

- Baixa ondulação de corrente

Como visto anteriormente, as baterias de Li-ion sofrem com grandes variações de correntes diminuindo sua vida útil, portanto é necessário um conversor que tenha uma baixa ondulação de corrente.

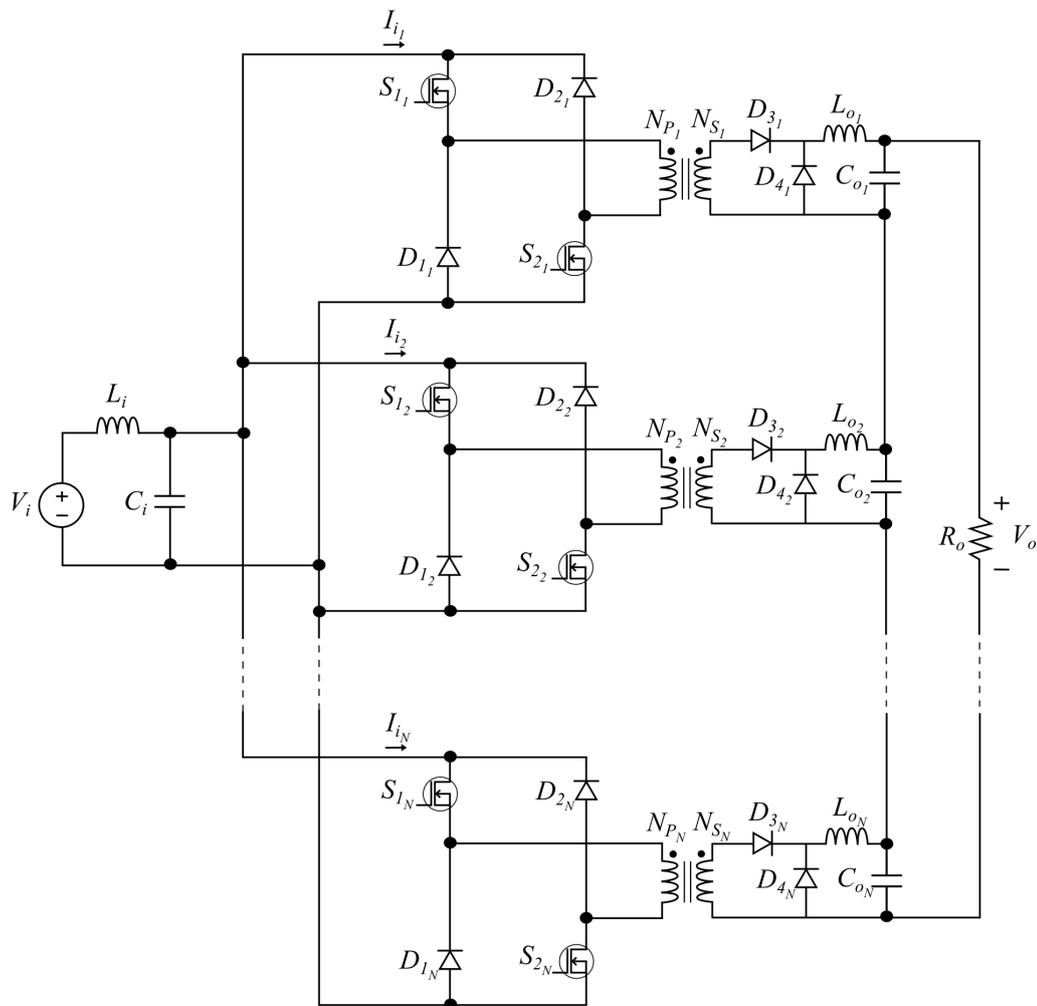
- Diodo contra corrente reversa.

Dado que existe um EV sendo carregado, deve ser equipado na saída do conversor um diodo capaz de impedir que a corrente do EV retorne para o carregador, a fim de evitar o colapso deste.

Analisa-se trabalhos já desenvolvidos como em (MONARETTO, 2021), (GRUNER, 2017) e (POSSAMAI, 2018). Em (MONARETTO, 2021) foi desenvolvido um carregador de baterias de Li-ion da empresa Tesla com a topologia *Forward* duas chaves. Em (GRUNER, 2017) foi desenvolvido um conversor *Forward* modular com processamento de energia proveniente de fontes de baixa tensão e alta corrente. Em (POSSAMAI, 2018) foi desenvolvido um conversor *Forward* duas chaves modular para baterias.

Em virtude dos trabalhos analisados e especificações apresentadas, o conversor que foi definido, conforme Figura 4.1, baseia-se no *Forward* duas chaves ilustrado em (MONARETTO, 2021) e em (POSSAMAI, 2018) e na ligação IPOS (*Input Parallel Output Series*) mostrada em (GRUNER, 2017).

Figura 4.1 – Conversor *Forward* duas chaves modular na configuração IPOS.



Fonte: Autor.

A conexão das entradas dos conversores *Forward* duas chaves em paralelo faz com que

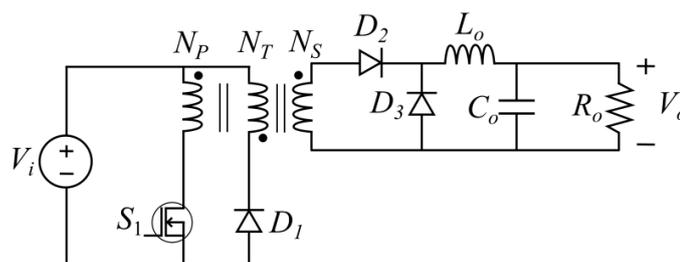
a corrente processada pela fonte de entrada seja dividida de forma natural entre os  $N$  módulos que compõem o conversor. Na saída, as tensões são somadas e, a corrente processada, em seu valor médio, é a mesma entre os módulos.

#### 4.1 ANÁLISE CONVERSOR *FORWARD*

O conversor de tipo *Forward* é um conversor CC-CC, amplamente utilizado em eletrônica de potência, possuindo funcionamento similar ao conversor CC-CC de tipo *Buck*, se diferenciando devido a isolamento galvânica, já que este faz uso de um transformador capaz de elevar ou diminuir a tensão de saída, conforme a relação de espiras.

Em sua topologia convencional, conforme ilustrado na Figura 4.2, a relação de espiras ( $N_S/N_P$ ) está diretamente associada ao ganho deste conversor. O transformador possui três enrolamentos, cujos primário ( $N_P$ ) e secundário ( $N_S$ ) possibilitam a transferência de energia da fonte até a carga durante a condução do interruptor. Além disso existe a necessidade de um enrolamento auxiliar no transformador evitando a saturação do mesmo, visto que existe uma energia magnetizante no núcleo, que deve ser retirada a cada ciclo, evitando a saturação do mesmo. Este último enrolamento indicará o limite da razão cíclica que pode ser aplicada neste conversor.

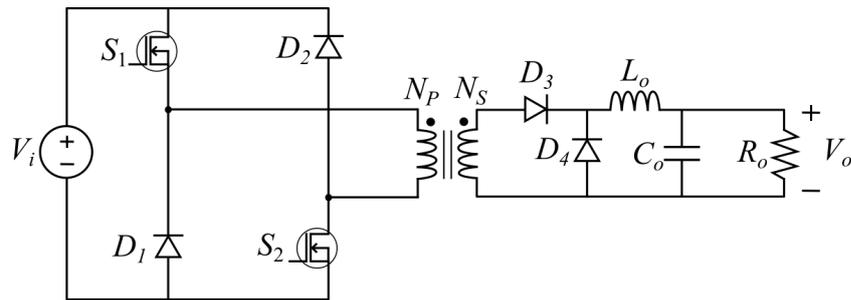
Figura 4.2 – Conversor *Forward* convencional.



Fonte: Autor.

O conversor *Forward* duas chaves, conforme Figura 4.3 é uma variante do conversor *Forward* convencional, topologia escolhida para o trabalho, a qual possui dois interruptores de entrada, que permitem o retorno da corrente por meio dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , sem a necessidade de um enrolamento de desmagnetização, como utilizado na topologia *Forward* convencional. Entretanto, são incorporados ao conversor um interruptor e um diodo.

Figura 4.3 – Conversor *Forward* duas chaves.



Fonte: Autor.

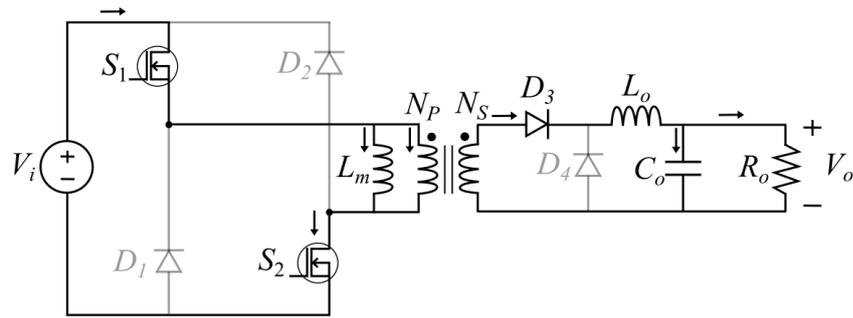
#### 4.1.1 Etapas de operação

Este trabalho analisará o conversor *Forward* duas chaves trabalhando no modo de condução contínua (MCC). Este também pode operar no modo de condução crítica (MCCr) e modo de condução descontínua (MCD). Durante MCC e MCCr o conversor opera em 3 etapas, com a diferença de que no MCCr a corrente no indutor do filtro de saída chega a zero exatamente no fim do período de comutação, por isso volta a magnetizar de novo até seu máximo. No MCD uma quarta etapa surge quando a corrente no indutor de saída se torna nula (POSSAMAI, 2018). Para análise foi considerado as seguintes pontos essenciais:  $DT_s$  (Período de condução do interruptor),  $T_m$  (Período do efeito de desmagnetização do transformador) e  $T_s$  (Período de comutação).

As etapas de operação para o MCC são:

1.  $(0, DT_s)$  Conforme mostrado na Figura 4.4, na fase de carga, com os interruptores S1 e S2 conduzindo, os diodos D1 e D2 estão bloqueados com esforço  $V_i$  em cada, o sistema fornece tensão  $V_i$  ao primário do transformador, magnetizando o transformador que gera tensão no secundário do sistema, com apenas  $D_3$  conduzido, ocasionando a carga do filtro LC de saída (indutor  $L_o$  e capacitor  $C_o$ ) e da carga. O diodo  $D_4$  está bloqueado, sendo este sujeito a um esforço de tensão correspondente a  $V_i$  multiplicado pela relação de transformação  $n$ . Esta etapa é finalizada quando os interruptores param de conduzir.

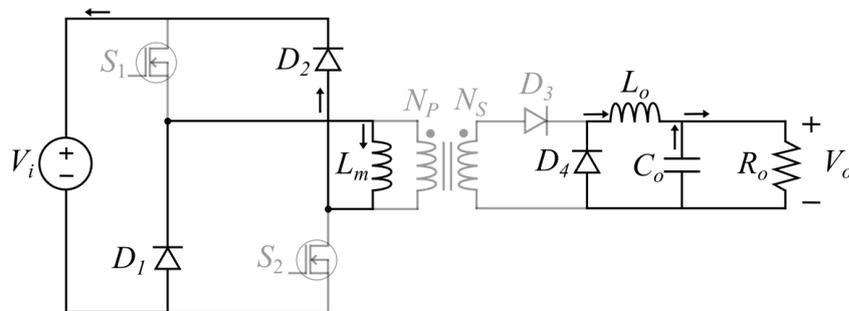
Figura 4.4 – Conversor *Forward* duas chaves etapa 1.



Fonte: Autor.

2. ( $DT_s, T_m$ ): Conforme ilustrado na Figura 4.5 na segunda fase, com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  abertos estes serão submetidos, cada um, a uma tensão igual a  $V_i$ . A indutância magnetizante é descarregada, devolvendo a energia por meio dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ . O diodo  $D_3$  é bloqueado e está sujeito a uma tensão  $V_i \cdot (N_S/N_P)$  e a tensão e corrente da carga sendo mantida pelo filtro LC de saída, e com  $D_4$  conduzindo neste estágio. Esta etapa é finalizada quando  $L_m$  está completamente descarregada.

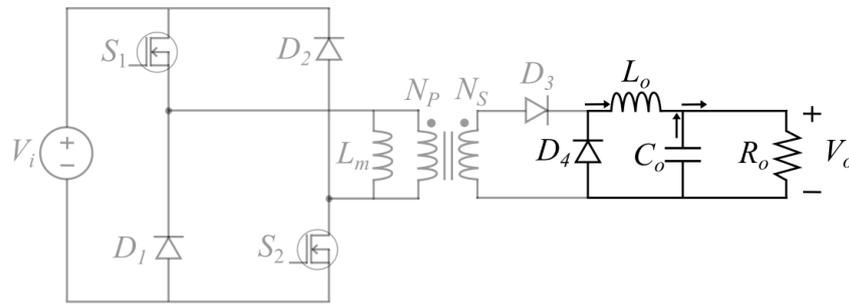
Figura 4.5 – Conversor *Forward* duas chaves etapa 2.



Fonte: Autor.

3. ( $T_m, T_s$ ): Conforme Figura 4.6 com os diodos  $D_1$  e  $D_2$  e os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  não conduzindo, estes estão sujeitos a um esforço de tensão correspondente a  $V_i/2$  cada um deles. O diodo  $D_3$  se mantém bloqueado e o esforço de tensão é, praticamente, nulo. Enfim, a tensão e corrente da carga sendo mantida pelo filtro LC de saída, e com  $D_4$  conduzindo neste estágio. Esta etapa é finalizada quando os interruptores entram em condução e portanto repetindo o ciclo.

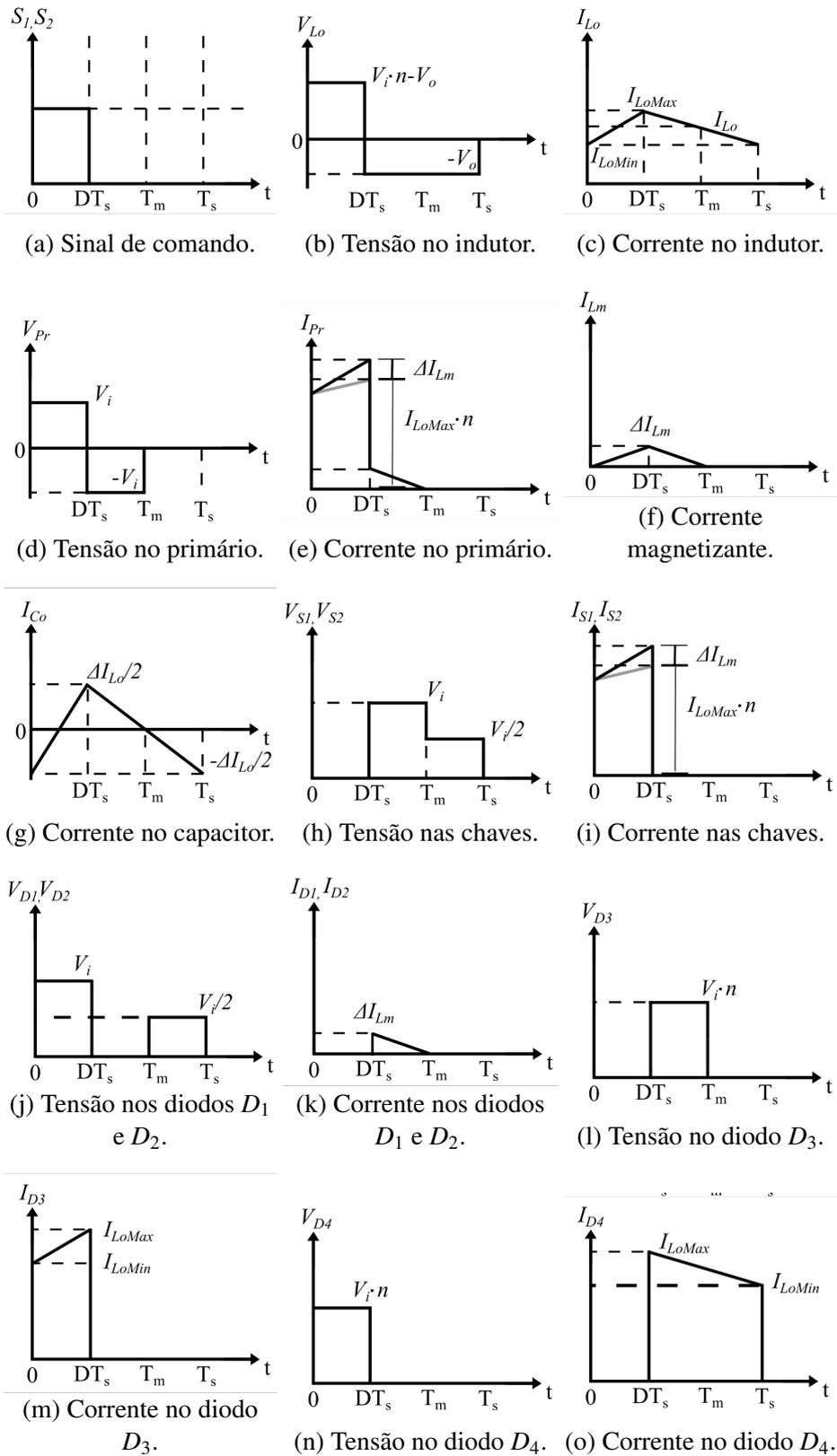
Figura 4.6 – Conversor *Forward* duas chaves etapa 3.



Fonte: Autor.

A Figura 4.7, mostra as formas de ondas das etapas de operação do conversor *Forward* duas chaves em MCC.

Figura 4.7 – Formas de onda dos componentes do *Forward* duas chaves em MCC.



Fonte: Autor.

### 4.1.2 Ganho estático

A modelagem matemática do conversor *Forward* é muito similar à do conversor *Buck*, possuindo apenas algumas diferenças entre os dois modelos (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Considerando as constantes de tempo do transformador são muito mais rápidas do que as constantes do resto do sistema, toda a parte inicial do circuito pode ser modelada como um transformador ideal cuja relação de transformação é  $N : 1$  (MONARETTO, 2021). Em (POSSAMAI, 2018) e (GRUNER, 2017) foram feitas análises com um circuito equivalente a um conversor *Buck*, como a relação de tensão de entrada e de saída dado o razão cíclica ( $D$ ) do sistema. Desse modo, considerando  $n$  como a relação de transformação ( $N_S/N_P$ ),  $V_i$  como a tensão de entrada,  $V_o$  a tensão de saída, e  $D$  a razão cíclica da onda de regime permanente pela equação 4.1.

$$V_o = D \cdot n \cdot V_i \quad (4.1)$$

Com base nisto, pode-se encontrar a equação 4.2 que define o ganho estático.

$$G = D \cdot n \quad (4.2)$$

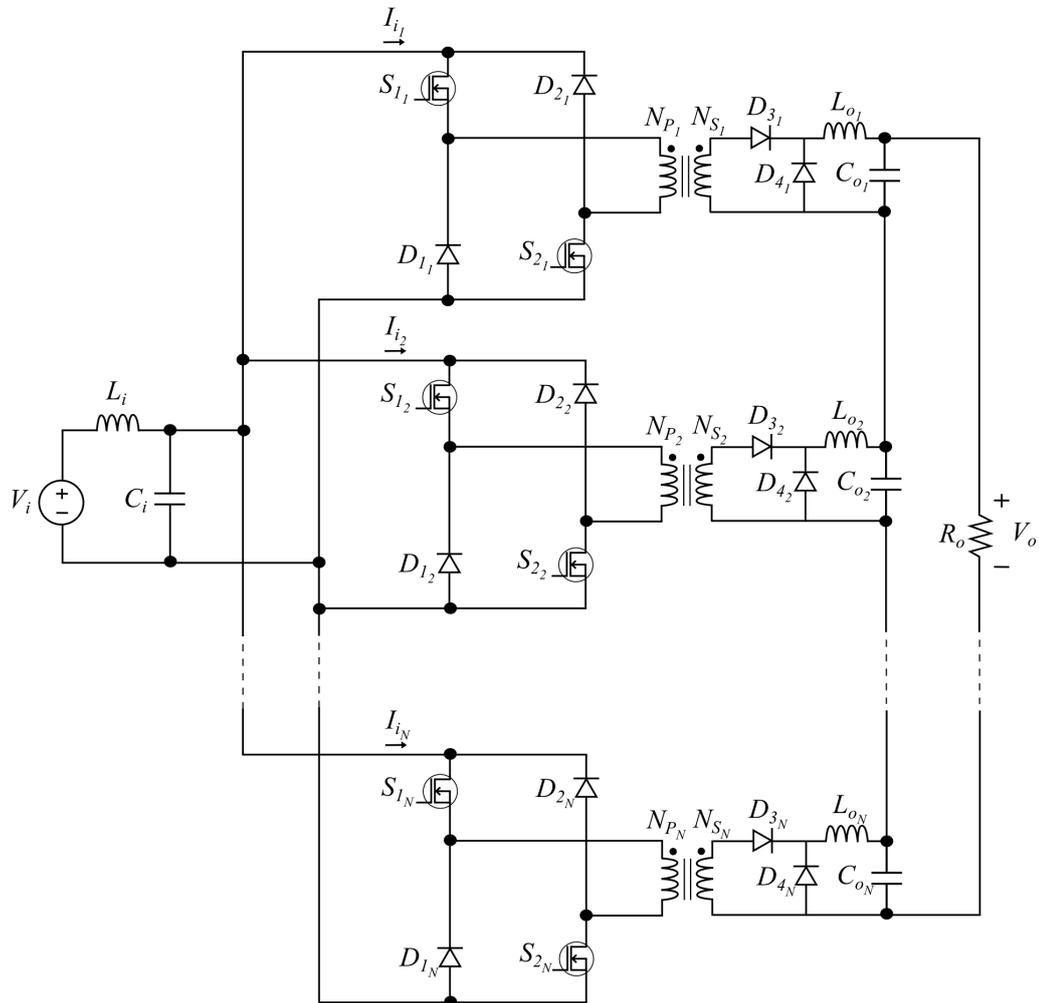
## 4.2 MÓDULOS *FORWARD* NA CONFIGURAÇÃO IPOS

Diversas associações de conversores *Forward* podem ser feitas, entradas em paralelo e saídas em paralelo (IPOP), com entradas em série e saída em série (ISOS), com entradas em série e saídas em paralelo (ISOP) e com entradas em paralelo e saídas em série (IPOS). Em (GRUNER, 2017) foram feitas análises dessas configurações e, como em conclusão, destaca que há possibilidade de obtenção de elevado ganho de tensão e divisão da corrente de entrada simultaneamente na associação IPOS. Estas características permitem que essa associação seja apropriada ao processamento da energia proveniente de baterias e fontes renováveis, que usualmente ocorre em reduzidos níveis de tensão e com corrente elevadas.

A associação IPOS permite que quanto maior o número de módulos incorporados numa mesma ligação IPOS, maiores serão a potência do conversor e seu ganho estático, e menores serão os esforços de corrente nos componentes de entrada dos conversores *Forward* duas chaves. A análise detalhada desta configuração IPOS pode ser encontrada em (POSSAMAI, 2018). O

conversor proposto está ilustrado na Figura 4.8.

Figura 4.8 – Conversor *Forward* duas chaves modular na configuração IPOS.



Fonte: Autor.

#### 4.2.1 Entradas e Saídas

A configuração IPOS permite alcançar elevado ganho de tensão e divisão da corrente de entrada simultaneamente. As expressões 4.3 e 4.4 especificam, respectivamente, as correntes de entrada e saída; 4.5 e 4.6 correspondem, respectivamente, às tensões de entrada e saída.

$$I_{in} = I_{i1} + I_{i2} + \dots + I_{iN_C} = \sum_{j=1}^{N_C} I_{i_j} \quad (4.3)$$

$$I_o = I_{o1} = I_{o2} = \dots = I_{oN_C} \quad (4.4)$$

$$V_{in} = V_{i1} = V_{i2} = \dots = V_{iN_C} \quad (4.5)$$

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} + \dots + V_{oN_C} = \sum_{j=1}^{N_C} V_{oj} \quad (4.6)$$

## 4.2.2 Ganho estático

Para obter-se o ganho estático desse conversor nota-se que ele corresponde ao somatório dos ganhos individuais dos módulos e também ao número de módulos conectados ( $N_C$ ), conforme 4.7.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{o1} + V_{o2} + \dots + V_{oN}}{V_i} = G_1 + G_2 + \dots + G_N = \sum_{j=1}^N G_j \quad (4.7)$$

Quando todos os módulos são idealmente idênticos, o ganho estático pode ser simplificado pela equação 4.8, onde  $n$  é a relação de transformação do transformador.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i \cdot n \cdot N_C \cdot D}{V_i} = n \cdot N_C \cdot D \quad (4.8)$$

## 4.3 METODOLOGIA DA OTIMIZAÇÃO DO NÚMERO DE MÓDULOS

Trabalhos otimizando o número de módulos são encontrados em (WANG; HUANG; ZHU, 2017) e (BRIDI et al., 2020) que se baseiam no encontro do ponto ótimo para conversores que se utilizem de modularização, baseando-se em eficiência, custo e densidade de potência.

Em (BRIDI et al., 2020) é apresentado uma metodologia de otimização de conversores *Boost interleaved*, a partir de um algoritmo em que são calculadas as perdas nos componentes, volume dos componentes e dissipadores. Assim, busca-se obter um ponto ótimo do número de módulos para os conversores *Boost interleaved*, tendo como base o custo de aquisição de cada

módulo, além das perdas condutivas e magnéticas presentes nos mesmos.

Em (WANG; HUANG; ZHU, 2017) é desenvolvido uma metodologia de otimização de um conversor CC-CC ressonante em configuração ISOP (*Input series output parallel*), neste algoritmo é calculado as perdas nos componentes, volume dos núcleos magnéticos, capacitores e dissipadores térmicos. Além disso, o custo dos componentes para o conversor também é avaliado em (WANG; HUANG; ZHU, 2017). Dessa forma, é possível encontrar o ponto ótimo do numero de módulos da topologia desenvolvida, atendendo a maior concordância entre custo, eficiência e densidade de potência.

Neste trabalho será adotada uma metodologia similar à apresentada em (WANG; HUANG; ZHU, 2017), sendo esta desenvolvida para o conversor *Forward* duas chaves na configuração IPOS. Assim, será analisado as perdas nos componentes, os volumes dos núcleos magnéticos, capacitores e dissipadores térmicos. Também é avaliado os custos dos componentes do conversor *Forward* duas chaves. Portanto, o ponto ótimo será qualificado em termos de eficiência, custo e densidade de potência dos conversores *Forward* duas chaves na configuração IPOS.

### 4.3.1 Eficiência

A eficiência de um conversor é expressa pela potência de saída ( $P_o$ ) e potência de entrada ( $P_i$ ), como mostra a equação 4.9.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (4.9)$$

Dessa forma, calculando as perdas nos interruptores ( $P_{S_1}$  e  $P_{S_2}$ ), diodos ( $P_{D_1}$  e  $P_{D_2}$ ),  $P_{D_3}$  e  $P_{D_4}$ ), transformador ( $P_{Transformador}$ ) e indutor ( $P_{L_o}$ ), com isto o rendimento pode ser calculado por 4.10.

$$\eta = \frac{P_i - P_{S_1, S_2} - P_{D_1, D_2} - P_{D_3} - P_{D_4} - P_{Transformador} - P_{L_o}}{P_i} \quad (4.10)$$

As perdas nos semicondutores acontecem por condução e comutação, já nos elementos magnéticos, as perdas acontecem no núcleo e por efeito Joule (Calculadas no apêndice A).

### 4.3.2 Densidade de potência

A densidade de potência é definida é como a quantidade de potência processada por unidade de volume do conversor. Assim, é preciso, seria necessário calcular o volume completo do conversor. Para a simplificação dos resultados avaliados, será adotada a mesma metodologia de (WANG; HUANG; ZHU, 2017), em que o volume do conversor será quantificado somente, a partir dos volumes de núcleos magnéticos ( $V_{Transformador}$  e  $V_{L_o}$ ), encapsulamento de capacitores ( $V_{C_o}$ ) e dissipadores térmicos ( $V_{dissipador}$ ), visto que estes ocupam a maior parcela do espaço físico nos conversores.

Assim a densidade de potência será dada por 4.11.

$$\rho = \frac{P_o}{Volume} = \frac{P_o}{V_{Transformador} + V_{L_o} + V_{C_o} + V_{dissipador}} \quad (4.11)$$

### 4.3.3 Custos

Da mesma forma que em (WANG; HUANG; ZHU, 2017), o custo total do conversor *Forward* duas chaves é avaliado pelos custos dos semicondutores, núcleos magnéticos, capacitores e dissipadores térmicos. Portanto, é adotada uma média aritmética para cada componente observando o custo desses componentes em diversas distribuidoras utilizando o dólar americano (\$) como moeda. A metodologia completa dos custos será abortada no capítulo seguinte.

## 5 PROJETO E OTIMIZAÇÃO DO NÚMERO DE MÓDULOS

Pretendendo carregar uma bateria de um veículo elétrico, o carregador projetado deve possuir características apropriadas para aplicação em elevada potência visando obter carregamentos rápidos, respeitando os limites operacionais. Porém, como este trabalho visa apresentar um protótipo prática por questões de segurança e disponibilidade de recursos, o desenvolvimento prático do conversor CC-CC será desenvolvido com potência reduzida de 1kW, isto dividido pelo número de módulos escolhido.

### 5.1 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

A Tabela 5.1 mostra as especificações do conversor proposto, a Tabela 5.2 define as características dos módulos, sendo estes projetados para serem idênticos. Para definição do número de módulos será realizada uma comparação entre eles, assim como ponderações para diferentes aplicações. Com essa finalidade, foi desenvolvido uma rotina de cálculo em que possa se definir o dimensionamento dos componentes a partir de seu número de módulos.

Tabela 5.1 – Especificações do conversor proposto.

Potência	1000W
Tensão de entrada	50V
Tensão de saída	400V
Número de módulos	$N_C$

Fonte: Autor.

Tabela 5.2 – Especificações dos módulos *Forward* duas chaves.

Potência	1000W/ $N_C$
Tensão de entrada	50V
Tensão de saída	400V/ $N_C$
Frequência de chaveamento	100kHz
Ondulação da tensão de saída	1%
Ondulação da corrente no indutor de saída	20%
Ondulação da tensão de entrada	1%

Fonte: Autor.

## 5.2 OTIMIZAÇÃO DO NÚMERO DE MÓDULOS

Para este trabalho foi desenvolvido uma rotina de cálculo no *software* Mathcad 15 que se encontra no Apêndice A com o dimensionamento dos componentes para os números de módulos de 1 a 10 com as especificações da Tabela 5.1 e 5.2, com isto se chegou a Tabela 5.3, as equações utilizadas serão descritas em seguida.

Tabela 5.3 – Densidade de potência, eficiência e custo pelo número de módulos.

Nº de Módulos	Potência Individual	Tensão de Saída	Volume Transformador (núcleo)	Volume Indutor (núcleo)	Densidade de Potência (W/cm <sup>3</sup> )	Eficiência calculada	Custo total
1*	1000W	400V	64,2cm <sup>3</sup>	64,2cm <sup>3</sup>	3,039	93,2%	\$16,81
2	500W	200V	64,2cm <sup>3</sup>	35,6cm <sup>3</sup>	3,949	92,4%	\$16,60
3	333,34W	133,34V	35,6cm <sup>3</sup>	27,6cm <sup>3</sup>	3,919	92,9%	\$22,31
4	250W	100V	27,6cm <sup>3</sup>	16,6cm <sup>3</sup>	3,784	93,2%	\$24,37
5	200W	80V	16,6cm <sup>3</sup>	16,6cm <sup>3</sup>	3,765	93,3%	\$27,24
6	166,67W	66,67V	16,6cm <sup>3</sup>	16,6cm <sup>3</sup>	3,138	92,3%	\$32,69
7	142,86W	57,14V	16,6cm <sup>3</sup>	16,6cm <sup>3</sup>	2,689	91,9%	\$38,14
8	125W	50V	16,6cm <sup>3</sup>	16,6cm <sup>3</sup>	2,353	90,9%	\$43,58
9	111,11W	44,44V	16,6cm <sup>3</sup>	16,6cm <sup>3</sup>	2,092	90,0%	\$49,03
10	100W	40V	13,14cm <sup>3</sup>	13,14cm <sup>3</sup>	2,164	90,8%	\$50,48

Fonte: Autor. \*Neste caso não foi utilizado dissipador único devido à inviabilidade deste. Com isso foram utilizados 3 dissipadores.

Os componentes utilizados para cada número de módulo estão mostrados no Apêndice C. O dimensionamento de um filtro de entrada não foi avaliado nesta rotina de cálculo, já que se pode utilizar outra topologia de filtro na configuração de entrada. Nesta rotina de cálculo foram utilizados núcleos de transformadores comerciais e também indutores comerciais, além disso foram utilizados dissipadores térmicos únicos para cada módulo ao considerar a redução de custo dos mesmos. Os MOSFETs foram selecionados tendo em vista os esforços que devem ser suportados além de baixa resistência de condução.

Além do mais foram estimados os custos de fabricação desses módulos, utilizando informações do site *Octopart* (Octopart, 2021) em que foram retirados os preços dos componentes, a partir de 5 distribuidoras, quando disponíveis (valores retirados em 05/09/2021), analisando o preço de 1000 componentes encomendados e, assim, aplicando a média dos preços das 5 distribuidoras. Com isso foram analisados todos os custos em dólar americano (\$) a partir do número de módulos dos conversores. Esta análise completa encontra-se no Apêndice C.

Tem-se outras vantagens que não podem ser quantificadas quando se utilizar mais de um módulo, como maior confiabilidade do conversor, facilidade de manutenção, realocação de cargas, melhor ponto de operação, entre outros.

Analisando o custo pode-se perceber que quanto menor o número de módulos, menor é o custo necessário para implementação. Todavia, isto também acarreta em um maior esforço nos componentes. Desta forma, a excursão de tensão e corrente nos componentes, torna-se, proporcionalmente mais limitada, podendo acarretar em danos ao conversor como queima de componentes.

Pode-se notar pela Tabela 5.3 que há um significativo aumento de eficiência dos conversores quando se diminui o tamanho do núcleo do transformador. Porém, naturalmente a eficiência tende a cair com o aumento no número de módulos. Para este caso, é possível notar que um conversor com mais de 6 módulos se torna economicamente inviável devido ao maior custo, menor eficiência e densidade de potência.

Neste caso, verifica-se que a modularização consegue uma maior concordância entre custo, eficiência e densidade de potência entre 2 a 5 módulos. Analisando a disponibilidade de componentes na prática, foi escolhido utilizar 5 módulos, seguindo a especificação como mostra a Tabela 5.4. Devido a limitação da carga eletrônica e tempo de confecção foi possível desenvolver na prática somente um protótipo modular na configuração IPOS de 5 módulos.

Tabela 5.4 – Especificações dos módulos *Forward* duas chaves para 5 módulos.

Potência	200W
Tensão de entrada	50V
Tensão de saída	80V
Frequência de chaveamento	100kHz
Ondulação da tensão de saída	1%
Ondulação da corrente no indutor de saída	20%
Ondulação da tensão de entrada	1%

Fonte: Autor.

Estão mostradas na Tabela 5.5 as perdas em cada componente para cada módulo e sua proporção em relação a potência total do módulo.

Tabela 5.5 – Perdas nos componentes pelo número de módulos.

Nº de Módulos	Potência Individual	Perdas no transformador	Perdas no indutor	Perdas nos interruptores	Perdas nos diodos	Perdas totais
1	1000W	1,3725%	0,2185%	3,8396%	1,4234%	68,44W
2	500W	2,5912%	0,2191%	2,9814%	1,7226%	37,931W
3	333,34W	2,187%	0,3351%	2,8124%	1,7313%	23,553W
4	250W	2,1656%	0,3476%	2,1776%	2,1284%	17,048W
5	200W	1,829%	0,3515%	2,016%	2,5265%	13,446W
6	166,67W	2,1948%	0,4218%	2,2254%	2,8775%	12,865W
7	142,86W	2,4955%	0,3668%	1,9019%	3,3354%	11,571W
8	125W	2,852%	0,4192%	2,0632%	3,7176%	11,314W
9	111,11W	3,2085%	0,4716%	2,2275%	4,113%	11,133W
10	100W	2,55%	0,376%	1,682%	4,617%	9,225W

Fonte: Autor.

Interpretando os dados obtidos e mostrados na Tabela 5.5, denota-se algumas relações entre as perdas obtidas em cada componente e o número de módulos empregados. Destaca-se que, conforme o número de módulos aumenta, tem-se uma diminuição significativa das perdas nos interruptores, relacionadas aos esforços de tensão em que são submetidos, além das características construtivas destes dispositivos. Junto ao aumento do número de módulos, percebe-se um aumento praticamente linear de perdas nos diodos, as quais são influenciadas, principal-

mente, pela tensão de condução do diodo, a qual não muda significativamente nas implementações consideradas, se tornando parte significativa de perdas para menores potências.

### 5.3 PARÂMETROS DE PROJETO

Para o dimensionamento dos componentes é necessário a determinação dos parâmetros gerais do projeto. Como avaliado na Figura 2.8, utilizou-se uma carga resistiva para o projeto ao se considerar uma região linear para a bateria. Primeiramente é preciso definir a carga de saída  $R_o$  para a potência nominal do conjunto, conforme 5.1.

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 160\Omega \quad (5.1)$$

Definido o número de módulos ( $N_C = 5$ ), então é calculada a relação de transformação ( $n$ ) pela equação 5.3. Nesta implementação, adota-se  $V_{iMin} = 42$  V o que equivale a 12 células de baterias Li-ion conectadas em série, aproximadamente. Considera-se  $V_F = 1$ V, em que  $V_F$  é a queda de tensão no diodo  $D_3$ .

$$D_{Max} = 0,5 \quad V_F = 1V \quad V_{iMin} = 42V \quad (5.2)$$

$$n = \frac{V_o + V_F \cdot D_{Max} \cdot N_C}{D_{Max} \cdot V_{iMin} \cdot N_C} \approx 4 \quad (5.3)$$

A corrente média de saída, que circula na carga, é descrita por (5.4), sendo este o mesmo valor que circula por cada indutor, dado que as saídas dos módulos são conectadas em série.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 2,5 A \quad (5.4)$$

A razão cíclica de operação do conversor é descrita por 5.5.

$$D = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{1}{n \cdot N_C} = 0,4 \quad (5.5)$$

## 5.4 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

São implementadas as equações utilizadas no *script* do Apêndice A com os resultados apresentados referidos ao conversor utilizado na prática,  $N_C=5$ .

### 5.4.1 Transformador

O transformador foi projetado para uma relação de transformação igual a 4, para operar em 100kHz, suportar uma tensão de 200 V sobre o enrolamento secundário com a condução dos interruptores e suportar a corrente em seus enrolamentos. Os materiais base deste projeto (BARBI; FONT; ALVES, 2002) e (BARBI, 2014), e o projeto completo encontram-se no Apêndice A.

Inicialmente é preciso definir o núcleo do transformador a partir do produto das áreas  $A_e A_w$  conforme a relação 5.6.

$$A_e A_w = \frac{P_o}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot f_s \cdot \Delta B} = 0,978 \text{ cm}^4 \quad (5.6)$$

onde:

- $k_w$  - Fator de utilização da área da janela - 0,4;
- $k_p$  - Fator de utilização do primário - 0,5;
- $J$  - Densidade de corrente -  $450 \text{ A/cm}^2$
- $\Delta B$  - Variação da densidade de fluxo - 0,25T

O núcleo escolhido deve ter o produto  $A_e A_w$  superior a este, então o núcleo utilizado foi o EE40/12 de ferrite. Assim é possível calcular o número de espiras dos enrolamentos com as equações 5.7 e 5.8.

$$N_p = \frac{V_i \cdot D_{Max}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} \approx 8 \quad (5.7)$$

$$N_p = N_p \cdot n = 32 \quad (5.8)$$

Para a escolha do diâmetro do condutor, considerou-se o efeito *skin* para 100kHz (equação 5.9).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,024 \text{ cm} \quad (5.9)$$

Desta forma, foi escolhido um condutor de cobre AWG25. Para determinar o número de condutores em paralelo foi analisado o efeito Joule para as correntes no primário e secundário, utilizando assim 12 condutores no primário e 3 no secundário.

Os valores das indutâncias magnetizante e dispersão, vistos tanto pelo lado primário quanto pelo lado secundário, foram medidos através de um medidor LCR, nas frequências em que os mesmos operam e estão mostradas na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Valores medidos do transformador.

	Primário	Secundário
Magnetizante	92,5 $\mu$ H	1,30 mH
Dispersão	100nH	1,8 $\mu$ H

Fonte: Autor.

#### 5.4.2 Indutor de saída

O indutor de saída  $L_o$  foi projetado para uma máxima ondulação de corrente de 20%, utilizando o pior caso para definir a indutância mínima necessária, resultando em 5.13.

$$\Delta I_o = I_o \cdot \% \Delta I_{L_o} = 0,5A \quad (5.10)$$

$$I_{L_oMax} = I_o + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = 2,75A \quad (5.11)$$

$$I_{L_oMin} = I_o - \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = 2,25A \quad (5.12)$$

$$L_o = \frac{V_i \cdot n}{4 \cdot \Delta i_{L_o} \cdot f_s} = 1 \text{ mH} \quad (5.13)$$

Da mesma forma que o transformador, o indutor foi confeccionado a partir das espe-

cificações da corrente e frequência de operação. O projeto completo se encontra no Apêndice A. Para o indutor foi escolhido o núcleo EE40/12 com o mesmo condutor de cobre AWG25, devido ao efeito *skin* para 100kHz. Para este condutor e núcleo foi calculado um indutor com 54 espiras e 4 condutores em paralelo. O valor da indutância medida no analisador de impedância, na frequência de operação, foi de 1,18mH.

### 5.4.3 Capacitor de saída

O capacitor de saída  $C_o$  foi projetado para uma máxima ondulação de tensão de 1% referente a cada módulo, resultando em 5.15.

$$\Delta V_o = V_o \cdot \% \Delta V_o = 0,8V \quad (5.14)$$

$$C_o = \frac{V_i \cdot n}{32 \cdot \Delta L_o \cdot \Delta V_o \cdot f_s^2} = 0,7813 \mu F \quad (5.15)$$

No projeto foi utilizado o capacitor TDK B32923H3105 de  $1\mu F$ , que suporta uma tensão continua máxima de 630V.

### 5.4.4 MOSFETs $S_1$ e $S_2$

Para selecionar os MOSFETs foram utilizados os valores da corrente média ( $I_{S_{Med}}$ ) e eficaz ( $I_{S_{Ef}}$ ), corrente máxima ( $I_{S_{Max}}$ ) a partir das integrais descritas no Apêndice A, bem como a tensão máxima aplicada ( $V_i$ ), estes foram alguns dos critérios utilizados para selecionar os MOSFETs.

$$I_{S_{Max}} = \left( I_{Lo} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \cdot n + \Delta I_{LMag} = 12,905 A \quad (5.16)$$

$$I_{S_{Med}} = 4,381 A \quad (5.17)$$

$$I_{S_{Ef}} = 6,962 A \quad (5.18)$$

$$V_{Max_{S1,S2}} = 50 V \quad (5.19)$$

Levando em consideração esta especificação e disponibilidade de componentes no laboratório, foi escolhido o MOSFET IPP220N25NFD, já que suporta altas correntes, tensões mais elevadas que o projeto, possui um acionamento rápido para as elevadas frequências, além de possuir uma resistência de condução baixa. Os seus parâmetros são apresentados na Tabela 5.7.

Tabela 5.7 – Especificações do MOSFET IPP220N25NFD.

$V_{DSS}$	Tensão dreno-fonte	250 V
$I_D$	Corrente contínua no dreno @100°C	44 A
$R_{DOn}$	Máxima resistência de condução	22mΩ
$t_r$	Tempo de subida	10ns
$t_f$	Tempo de descida	8ns
$R_{jc}$	Resistência térmica junção-cápsula	0,5 °C/W
$R_{ja}$	Resistência térmica junção-ambiente	62 °C/W

Fonte: Autor.

O MOSFET poderia ser melhor escolhido e, por conseguinte, obter melhores resultados. Porém, por meios de viabilidade de implementação, foi utilizado um presente no laboratório.

#### 5.4.5 Diodos $D_1$ e $D_2$

Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  são escolhidos utilizando os valores da corrente média ( $I_{D1,D2_{Med}}$ ) e eficaz ( $I_{D1,D2_{Ef}}$ ), a partir das integrais descritas no Apêndice A, bem como a tensão máxima aplicada ( $V_i$ ).

$$I_{D1,D2_{Med}} = 0,381 A \quad (5.20)$$

$$I_{D1,D2_{Ef}} = 0,696 A \quad (5.21)$$

$$V_{Max_{D1,D2}} = 50 V \quad (5.22)$$

Por meio desta análise, selecionou-se o diodo VSSA210-E3/61T SMD, sendo capaz de operar com altas frequências e suportar a corrente de operação. A especificação desse modelo é mostrada na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – Especificações do diodo VSSA210-E3/61T.

$V_{RRM}$	Pico repetitivo de tensão reversa	100 V
$I_F$	Corrente contínua de condução	1,7 A
$V_F$	Queda de tensão de condução	0,61 V
$R_{ja}$	Resistência térmica junção-ambiente	135 °C/W

Fonte: Autor.

#### 5.4.6 Diodo $D_3$

O diodo  $D_3$  também é escolhido utilizando os valores da corrente média ( $I_{D3_{Med}}$ ) e eficaz ( $I_{D3_{Ef}}$ ), a partir das integrais descritas no Apêndice A, bem como a tensão máxima aplicada ( $V_i \cdot n$ ).

$$I_{D3_{Med}} = 1 \text{ A} \quad (5.23)$$

$$I_{D3_{Ef}} = 1,584 \text{ A} \quad (5.24)$$

$$V_{MaxD3} = 200 \text{ V} \quad (5.25)$$

Devido a disponibilidade foi escolhido o diodo MUR1660CT. A especificação desse modelo é mostrada na Tabela 5.9.

Tabela 5.9 – Especificações do diodo MUR1660CT.

$V_{RRM}$	Pico repetitivo de tensão reversa	600 V
$I_F$	Corrente contínua de condução	16 A
$V_F$	Queda de tensão de condução	1,2 V
$R_{jc}$	Resistência térmica junção-cápsula	2 °C/W

Fonte: Autor.

### 5.4.7 Diodo $D_4$

O diodo  $D_4$ , cuja condução ocorre em  $(1 - D)T_s$ , também é escolhido utilizando os valores da corrente média ( $I_{D3_{Med}}$ ) e eficaz ( $I_{D3_{Ef}}$ ), a partir das integrais descritas no Apêndice A, bem como a tensão máxima aplicada ( $V_i \cdot n$ ).

$$I_{D4_{Med}} = 1,5 \text{ A} \quad (5.26)$$

$$I_{D4_{Ef}} = 1,939 \text{ A} \quad (5.27)$$

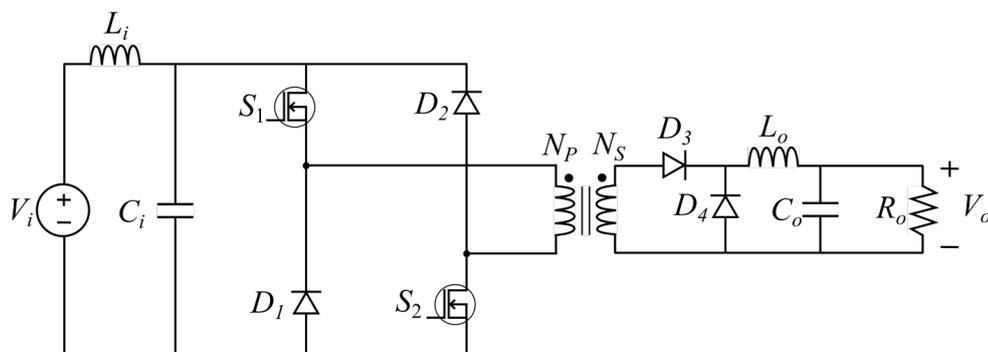
$$V_{MaxD4} = 200 \text{ V} \quad (5.28)$$

Do mesmo modo que o diodo  $D_3$ , utilizou-se o diodo MUR1660CT por estar disponível no laboratório.

### 5.4.8 Filtro de entrada $C_i$ e $L_i$

A fim de atenuar o ruído gerado pela frequência de comutação  $f_s$  e suas harmônicas na entrada, um filtro de entrada é inserido. Esse corresponde a um filtro classificado como passa-baixas de segunda ordem, formado pelo indutor  $L_i$  e pelo capacitor  $C_i$  dois elementos armazenadores de energia como mostrado na Figura 5.1.

Figura 5.1 – *Forward* duas chaves com filtro de entrada



Fonte: Autor.

Dessa forma escolhendo, arbitrariamente o valor de  $C_i = 43 \mu F$ , visto a disponibilidade

no laboratório para a tensão de entrada. Calculou-se o indutor por meio da frequência de corte (10kHz), de modo que o valor da indutância de modo que a frequência de ressonância do filtro esteja a uma década abaixo da frequência que circula pelo indutor assim a indutância para o Filtro LC é dada pela expressão 5.29.

$$L_i = \frac{1}{(2\pi \cdot f_c)^2 \cdot C_i} = 14,22 \mu H \quad (5.29)$$

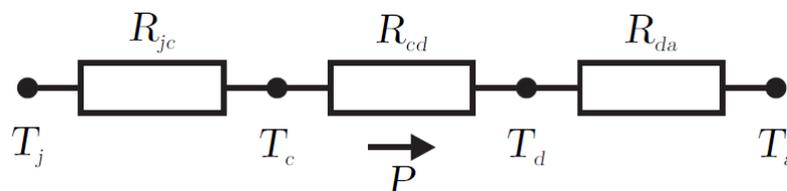
Dessa forma foi escolhido o capacitor eletrolítico EPCOS 47  $\mu F$  (valor medido de 43  $\mu F$ ) e 450V, já o indutor foi confeccionado da mesma forma que o indutor de saída, seu projeto completo está no Apêndice B. Foi utilizado um núcleo EE20/5, 6 espiras com condutor AWG25 sendo assim 6 condutores em paralelo. A indutância medida do filtro de entrada foi de 15,2  $\mu H$ .

## 5.5 DIMENSIONAMENTO TÉRMICO

Além dos valores dos esforços de corrente sobre os componentes, devido a elevada potência e corrente é imprescindível uma análise térmica dos elementos semicondutores a fim de dimensionar um dissipador térmico adequado, evitando quaisquer danos devido a temperaturas excessivas. O dimensionamento completo está descrito no Apêndice A.

Deve-se calcular as resistências de junção e ambiente de cada componente, e verificar a necessidade do dissipador térmico. Caso o  $R_{ja}$  calculado for maior que o  $R_{ja}$  do *datasheet*, não é necessário o uso do dissipador térmico. A Figura 5.2 apresenta o circuito térmico equivalente de um componente, sendo este composto de pontos de temperatura e resistências térmicas.

Figura 5.2 – Circuito térmico equivalente de um componente.



Fonte: (POSSAMAI, 2018).

- $R_{jc}$  - Resistência térmica entre a junção e a cápsula ( $^{\circ}C/W$ );
- $R_{cd}$  - Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador ( $^{\circ}C/W$ );

- $R_{da}$  - Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );
- $R_{ja}$  - Resistência térmica entre a junção o ambiente ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );
- $T_j$  - Temperatura de junção ( $^{\circ}\text{C}$ );
- $T_c$  - Temperatura da cápsula ( $^{\circ}\text{C}$ );
- $T_d$  - Temperatura do dissipador ( $^{\circ}\text{C}$ );
- $T_a$  - Temperatura ambiente ( $^{\circ}\text{C}$ );
- $P$  - Potência térmica transmitida para o ambiente (W).

No Apêndice A são calculadas as perdas por condução e comutação dos componentes semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ , com isso é possível calcular o  $R_{ja}$  de acordo com a equação 5.30.

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P} \quad (5.30)$$

$$R_{ja_{S1,S2}} = 37,628 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.31)$$

$$R_{ja_{D1,D2}} = 213,709 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.32)$$

$$R_{ja_{D3}} = 41,357 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.33)$$

$$R_{ja_{D4}} = 27,572 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.34)$$

Visto que nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  o  $R_{ja}$  calculado é maior que o  $R_{ja}$  do *datasheet*, portanto não é necessário o uso do dissipador.

Neste projeto o dissipador a ser colocado é único para semicondutores, então é necessário calcular a temperatura no dissipador para cada componente, conforme a equação 5.35.

$$T_d = T_j - (R_{jc} + R_{cd}) \cdot P \quad (5.35)$$

$$T_{d_{S1,S2}} = 97,608^{\circ}C \quad (5.36)$$

$$T_{d_{D3}} = 95,648^{\circ}C \quad (5.37)$$

$$T_{d_{D4}} = 93,472^{\circ}C \quad (5.38)$$

Calculando a temperatura desses componentes, é preciso escolher a menor temperatura destas e somar todas as potências dissipadas pelos componentes que serão conectados ao dissipador térmico, a fim de determinar a resistência térmica máxima que o dissipador pode ter, conforme 5.39.

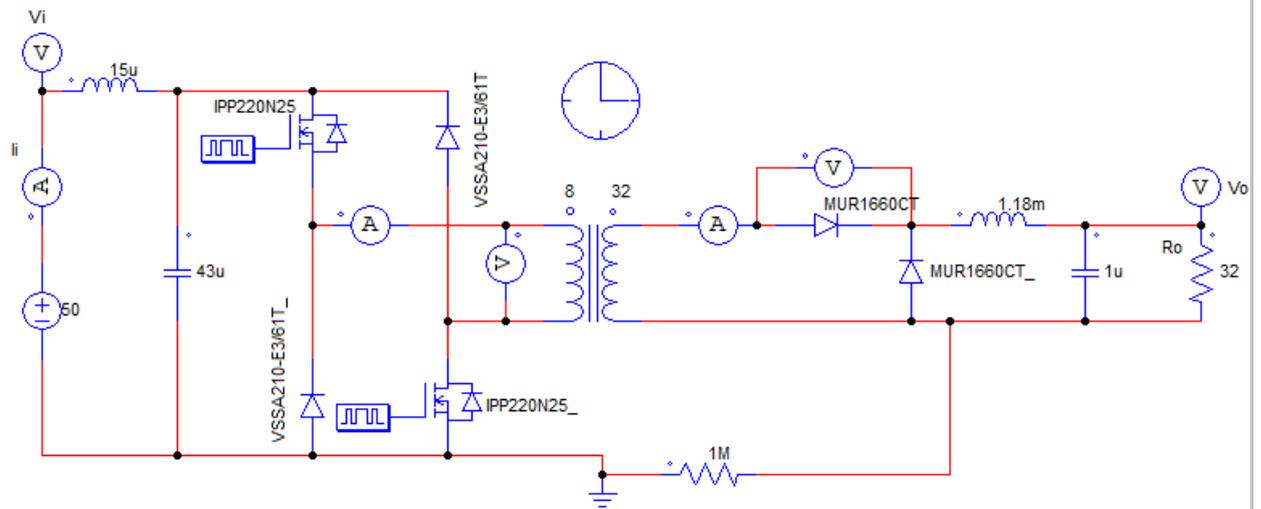
$$R_{daMax} = \frac{T_{dMin} - T_a}{P_{Total}} = 7,845 \frac{\Delta^{\circ}C}{W} \quad (5.39)$$

Assim foi escolhido um dissipador disponível no laboratório com resistência térmica menor que  $7,845^{\circ}C/W$ .

## 5.6 SIMULAÇÃO

Para validar o conversor em estudo através de simulação, utilizou-se o programa PSIM©. Primeiramente foi validado o conversor somente com um módulo conforme apresentado na Figura 5.3, adicionou-se elementos não ideais, como resistências em série equivalentes (medidas no analisador de impedância), tensões do limiar  $V_F$  dos diodos, resistência de condução  $R_{D_{on}}$  de diodos e chaves, valores das indutâncias reais no transformador e indutores.

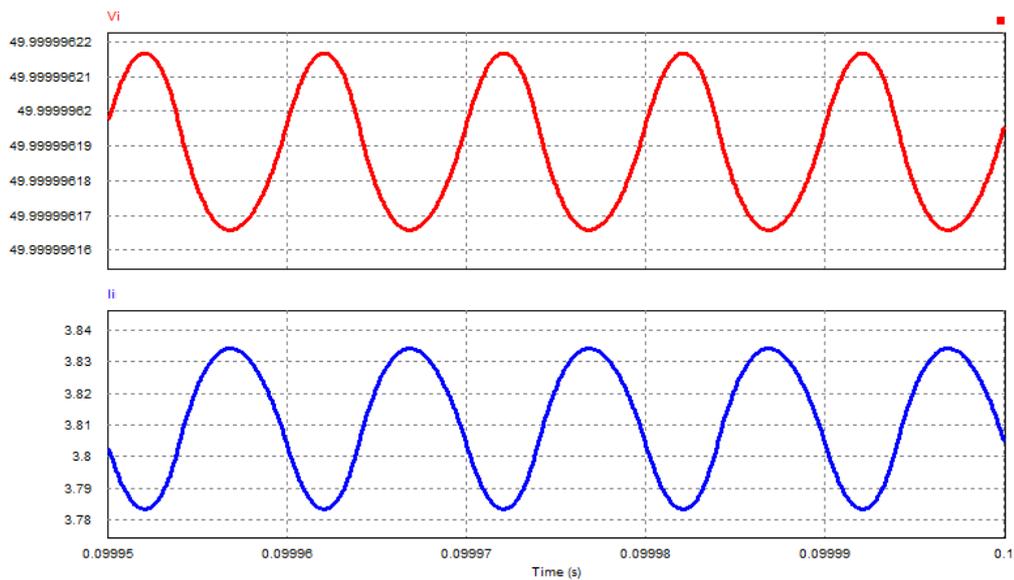
Figura 5.3 – Circuito no PSIM© com um único módulo.



Fonte: Autor.

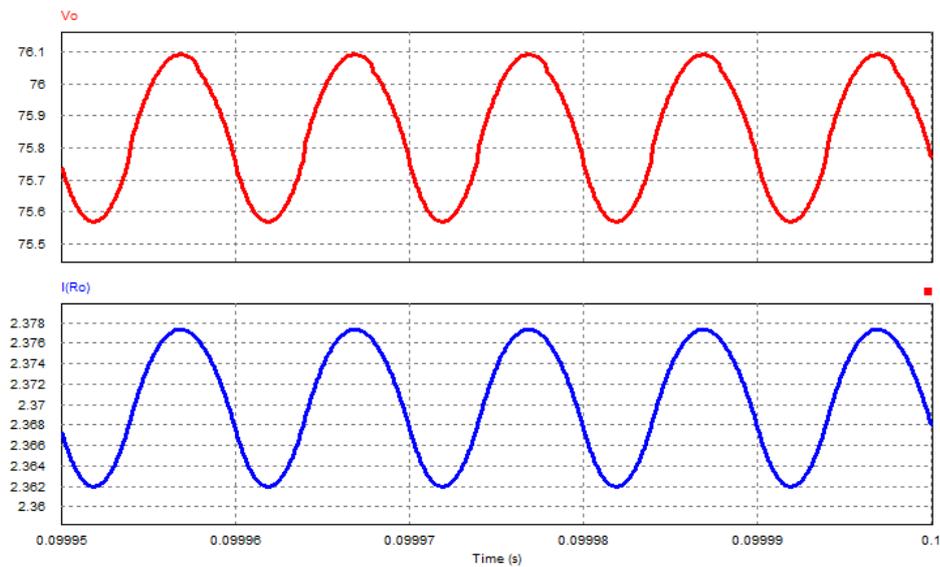
Com  $D = 0,4$ , as formas de ondas obtidas na entrada estão apresentadas na Figura 5.4 e de saída 5.5.

Figura 5.4 – Tensão de entrada  $V_i$  (vermelho) e corrente de entrada  $I_i$  (azul) simulado no PSIM©.



Fonte: Autor.

Figura 5.5 – Tensão de saída  $V_o$  (vermelho) e corrente de saída  $I_{Ro}$  (azul) simulado no PSIM©.

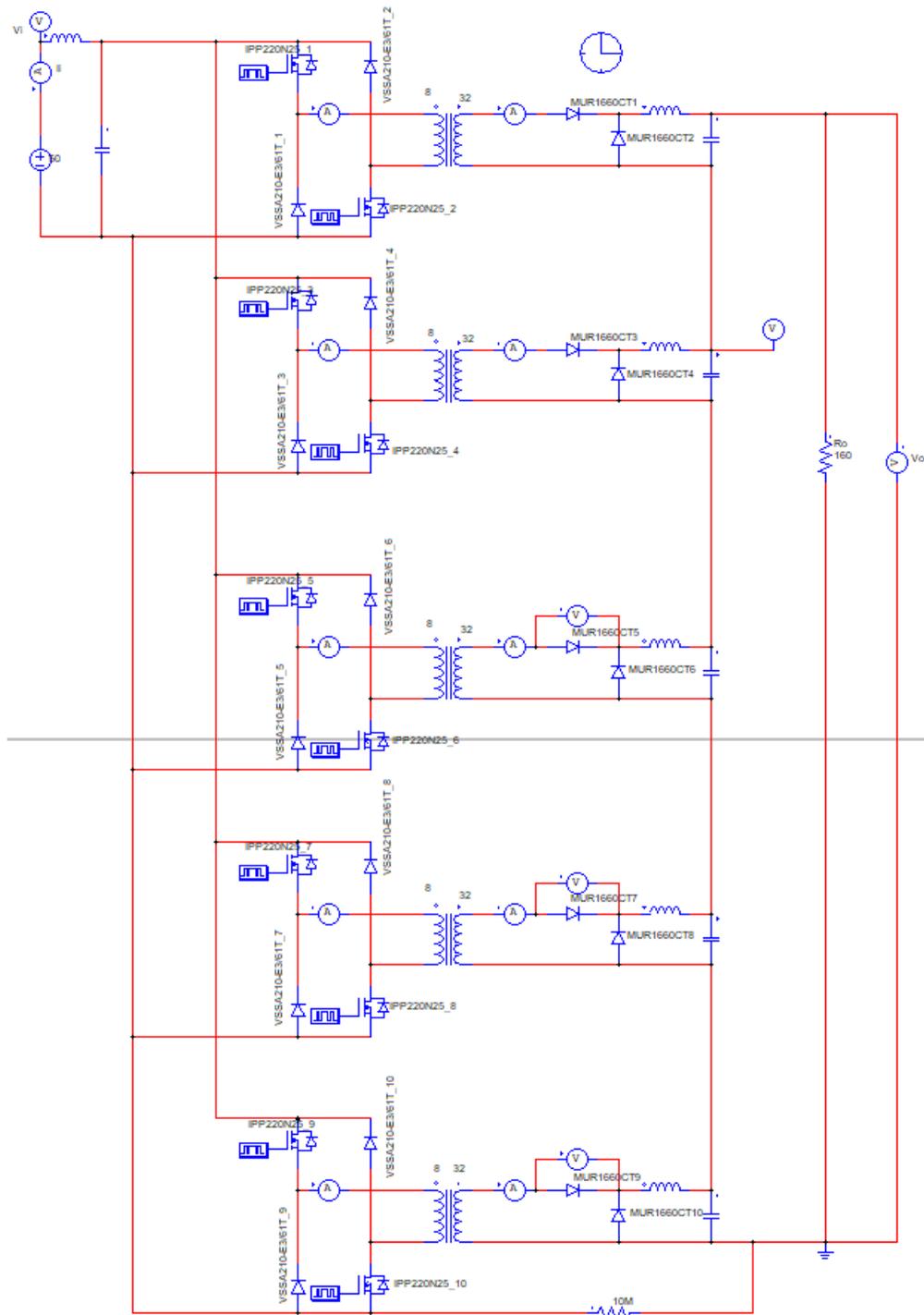


Fonte: Autor.

Nota-se que o conversor operou dentro dos limites especificados na Tabela 5.4. Com isso, verificou-se que a eficiência para este conversor com uma potência de entrada de 190,5W e potência de saída de 179,7W. Assim obteve-se uma eficiência simulada no PSIM© de 94,4% próximo ao que se obteve no calculado na Tabela 5.3. A principal diferença entre o valor calculado e simulado se dá pelas perdas de comutação nos interruptores as quais são consideradas matematicamente, enquanto que em ambiente de simulação, estas não podem ser obtidas com praticidade.

Após isso, foi desenvolvida e simulada a topologia na configuração IPOS com 5 módulos no PSIM©, conforme a Figura 5.6.

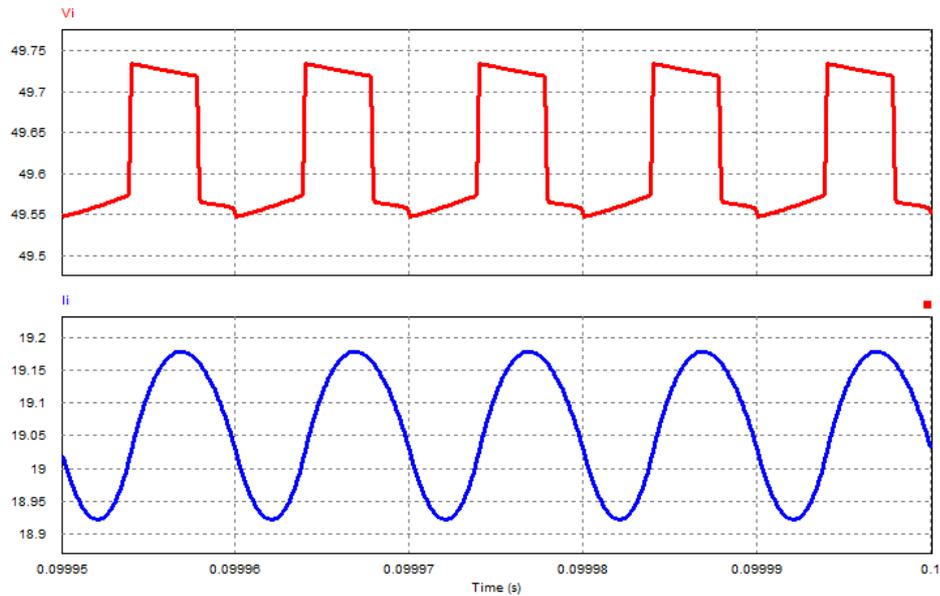
Figura 5.6 – Circuito no PSIM© com 5 módulos.



Fonte: Autor.

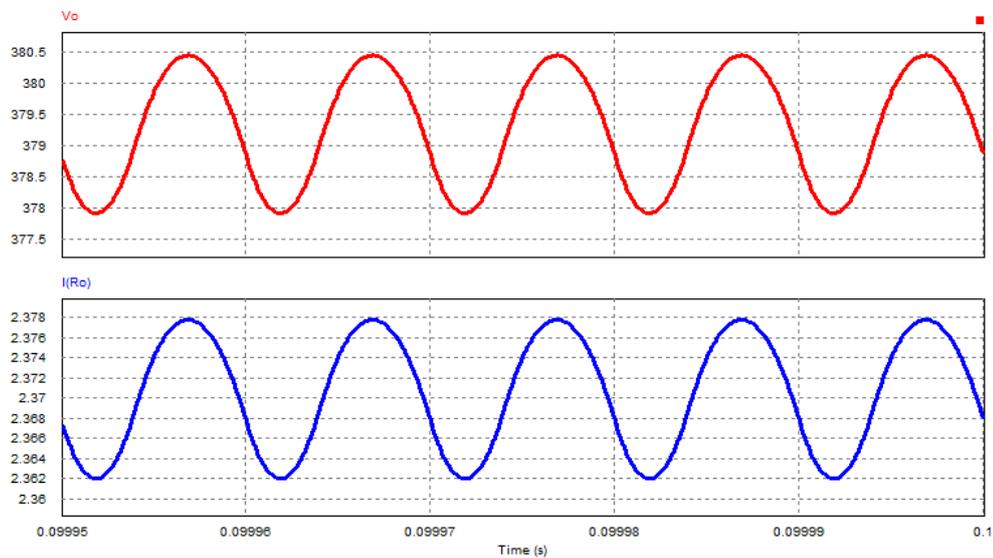
Dessa forma, com  $D = 0,4$ , as formas de ondas obtidas na entrada e saída estão apresentadas na Figura 5.7 e 5.8, respectivamente.

Figura 5.7 – Tensão de entrada  $V_i$  (vermelho) e corrente de entrada  $I_i$  (azul) com 5 módulos.



Fonte: Autor.

Figura 5.8 – Tensão de saída  $V_o$  (vermelho) e corrente de saída  $I_{Ro}$  (azul) com 5 módulos.



Fonte: Autor.

Denota-se que a tensão de entrada sofreu uma variação devido a todas as chaves comutarem as mesmo tempo, isto poderia ser solucionado com uma técnica *interleaved*, porém esta variação ainda está dentro dos limites da especificação do conversor. Assim analisando a eficiência para esta configuração com potência de entrada de 945,8W e potência de saída de 899W, obtém-se uma eficiência de 95%.

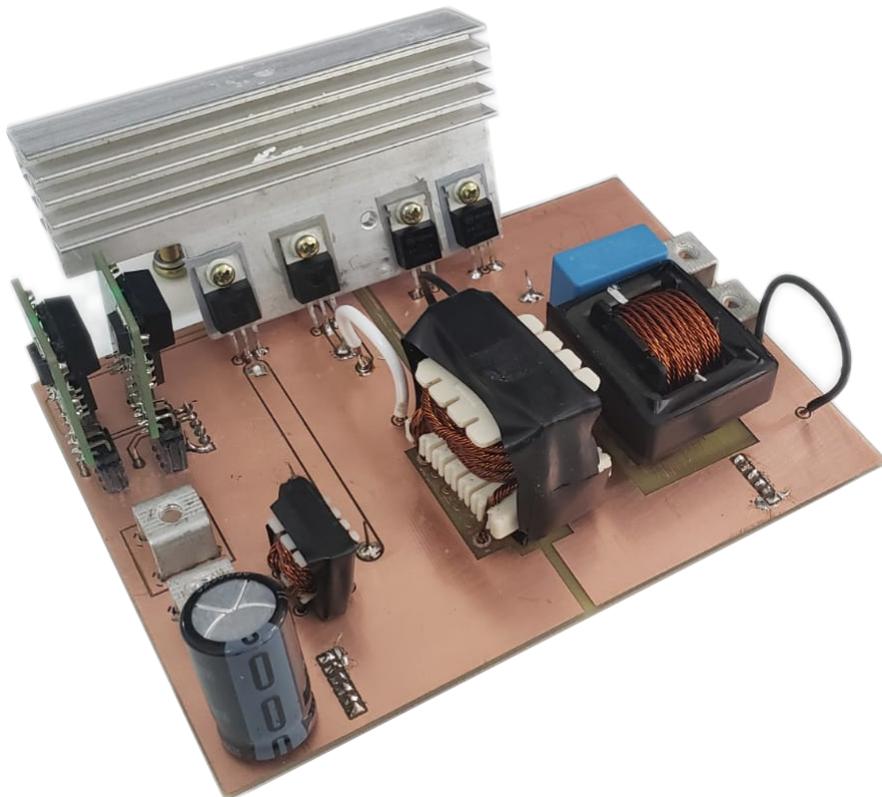
## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após a validação em simulação, o circuito passa a ser validado experimentalmente. Dessa forma, desenvolve-se um protótipo de um módulo utilizando uma fonte CC, carga eletrônica, equipamentos de medição, circuito de comando, microcontrolador e uma placa mãe de testes.

### 6.1 PROTÓTIPO

Foi confeccionado um módulo do conversor *Forward* duas chaves com as especificações da Tabela 5.5, o esquemático do circuito e o *layout* da placa de circuito impresso desenvolvida estão apresentados no Apêndice E e a foto está apresentada na Figura 6.1.

Figura 6.1 – Foto do protótipo do *Forward* duas chaves.



Fonte: Autor.

### 6.1.1 Circuito de comando das chaves

A fim de fornecer a razão cíclica desejada  $D = 0,4$ , é necessário um circuito de comando para o condicionamento de um sinal PWM (*Pulso Width Modulation*) a ser aplicado entre os terminais Porta (G) e Fonte (S) das chaves, isto é, a tensão  $V_{GS}$ .

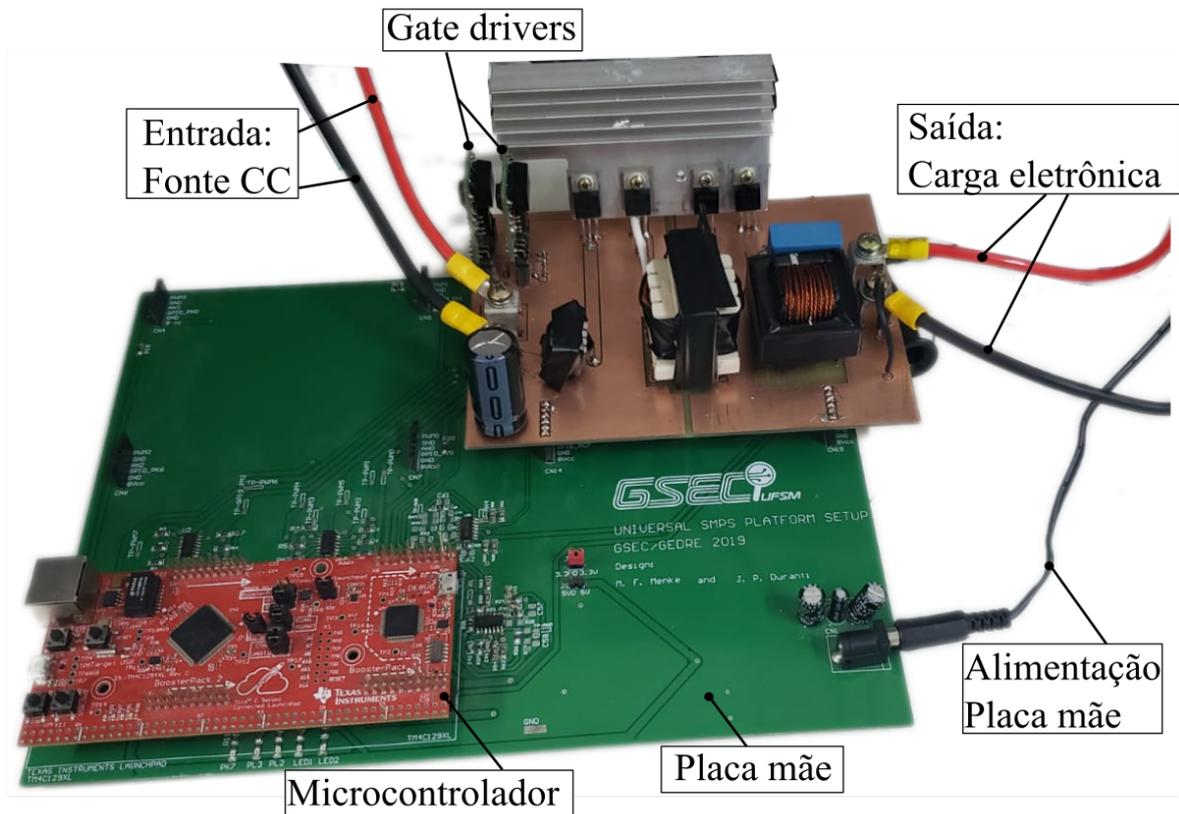
Para isto, o sinal foi gerado por um microcontrolador da *Texas Instruments* modelo EK-TM4C1294XL, cuja programação está contida no Apêndice D, e também foi utilizado um circuito de condicionamento de sinais na placa mãe de testes do laboratório cujo esquemático está no Apêndice F.

Para amplificar o sinal PWM para uma tensão em nível alto para interruptor adotado, é selecionado 2 circuitos de *Gate driver* isolado, que estão apresentados no Apêndice G.

### 6.1.2 Bancada de testes

A Figura 6.2 mostra a bancada de testes utilizada neste experimento, foi utilizado uma fonte CC *Keithley* modelo 2260B-80-40, carga eletrônica *Keithley* modelo 2380-500-30, uma fonte auxiliar para alimentação da placa mãe *ITech* modelo IT6332A e um osciloscópio *Tektronix* DPO2024B.

Figura 6.2 – Bancada de testes.



Fonte: Autor.

## 6.2 FORMAS DE ONDA

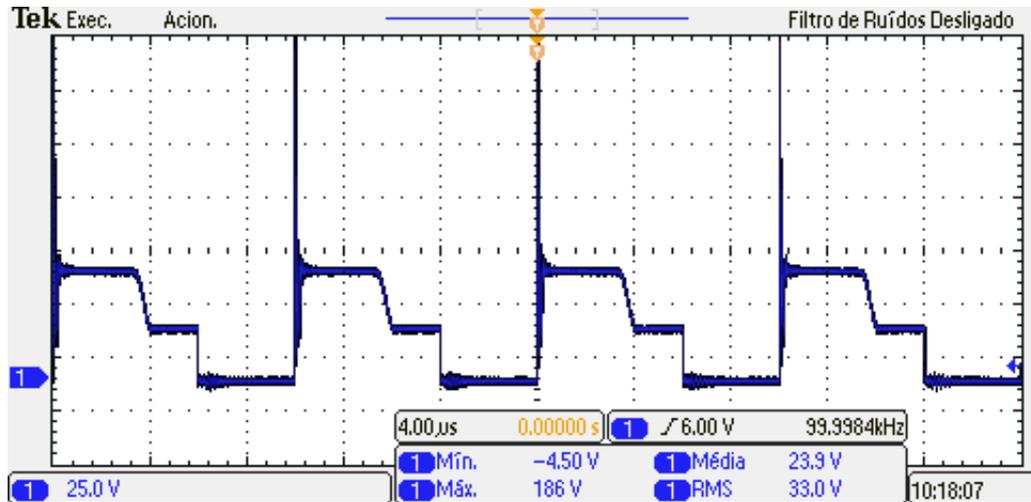
Após a verificação do correto funcionamento do *Gate driver*, do microcontrolador e da placa mãe, foi feita a ligação com a fonte CC e a carga eletrônica, ambas programadas para o circuito. Desse modo, é possível ligar o circuito e analisar as formas de ondas geradas no osciloscópio que são apresentadas a seguir.

### 6.2.1 Interruptores $S_1$ e $S_2$

As formas de onda dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão mostradas nas Figuras 6.3 e 6.4, respectivamente. Como mostrado na Figura 4.7h, a forma de onda adquiriu comportamento similar, em seu bloqueio a tensão é nula, em condução estão sujeitos a uma tensão ( $V_i$ ) de 50V

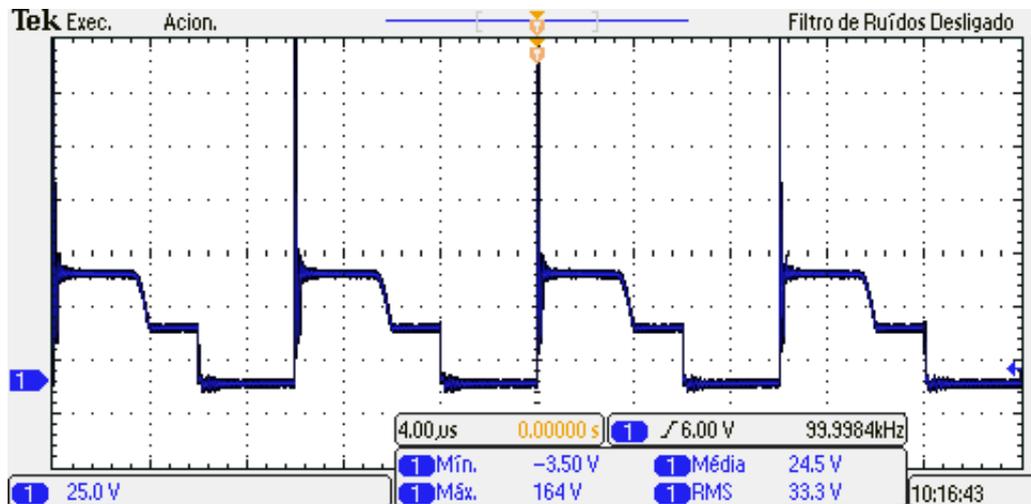
e após a desmagnetização do transformador, os interruptores estão sujeitos a  $V_i/2$ . Apesar dos MOSFETs apresentarem uma sobretensão de até 186V, este suporta até 250 V. Esta sobretensão pode ser mitigada ao se utilizar um circuito *snubber*

Figura 6.3 – Tensão na chave  $S_1$ . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.



Fonte: Autor.

Figura 6.4 – Tensão na chave  $S_2$ . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.



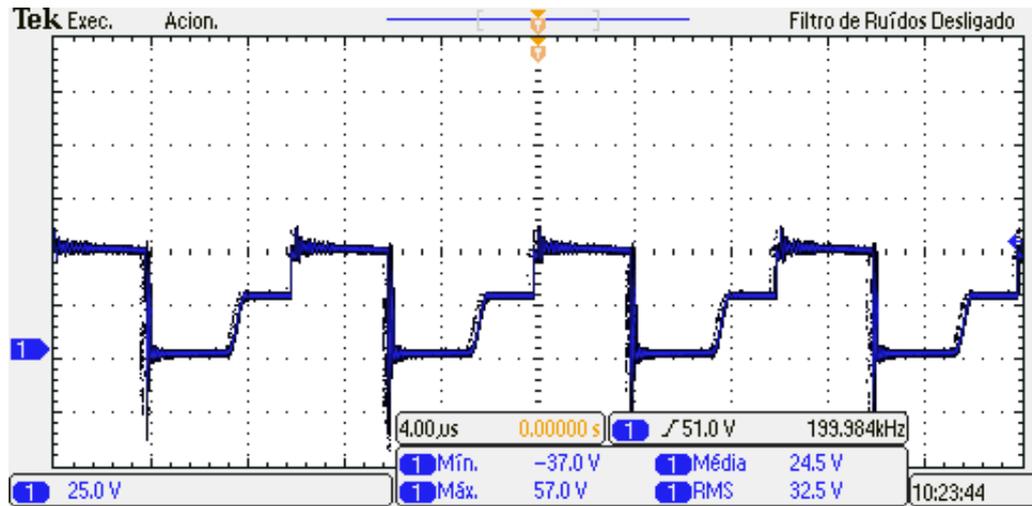
Fonte: Autor.

### 6.2.2 Diodos $D_1$ e $D_2$

As formas de onda de tensão dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão mostradas nas Figuras 6.5 e 6.6, respectivamente. Do mesmo modo ao apresentado na Figura 4.7j, com a condução das chaves,

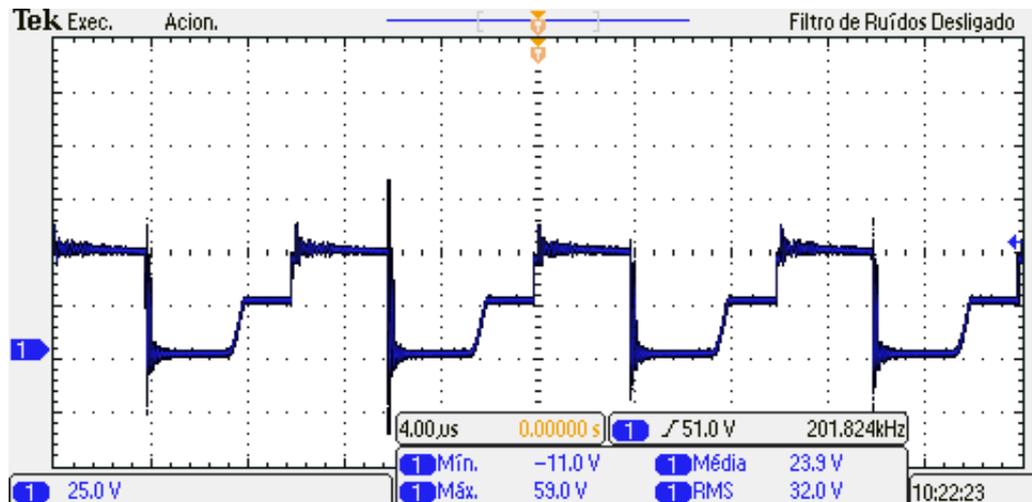
os diodos estão sujeitos a uma tensão ( $V_i$ ) de 50V. Durante a desmagnetização, a tensão sobre eles é próxima de zero e em seu bloqueio, os diodos ficam submetidos a uma tensão equivalente a  $V_i/2$ . Apesar da sobretensão apresentada de até 59V estes ainda estão dentro do limite do diodo escolhido.

Figura 6.5 – Tensão no diodo  $D_1$ . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.



Fonte: Autor.

Figura 6.6 – Tensão no diodo  $D_2$ . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.

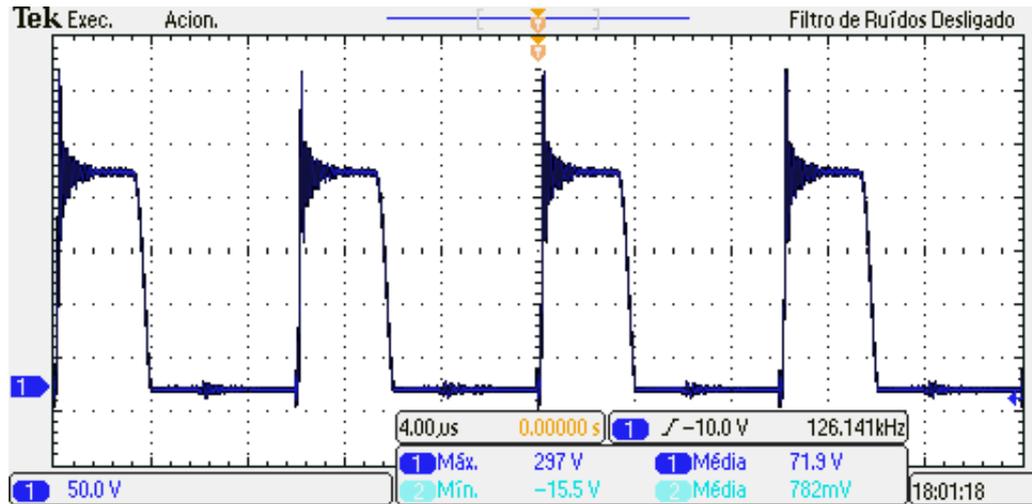


Fonte: Autor.

### 6.2.3 Diodo $D_3$

A Figura 6.7 mostra a forma de onda da tensão do diodo  $D_3$ , bem como apresentado na Figura 4.7l, sua tensão vale zero na etapa de condução das chaves e  $V_i \cdot n = 200V$  em seu bloqueio. Apesar da sobretensão de 297 V, ainda está dentro do limite de 600 V do diodo.

Figura 6.7 – Tensão no diodo  $D_3$ . Escalas - Tensão: 50 V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.

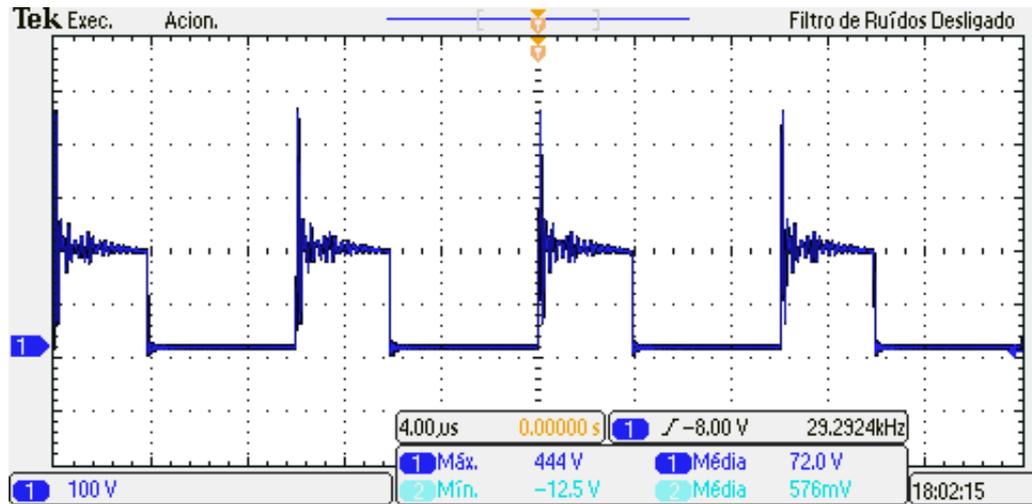


Fonte: Autor.

### 6.2.4 Diodo $D_4$

A forma de onda de tensão do diodo  $D_4$  está apresentado na Figura 6.8. Similarmente ao apresentado pela Figura 4.7n, em seu bloqueio a tensão nominal é de  $V_i \cdot n = 200V$ . Porém é surge uma ressonância de elementos parasitas no circuito elevando sua tensão com um valor máximo de 444 V, entretanto ainda dentro dos limites operacionais do diodo escolhido.

Figura 6.8 – Tensão no diodo  $D_4$ . Escalas - Tensão: 100 V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.

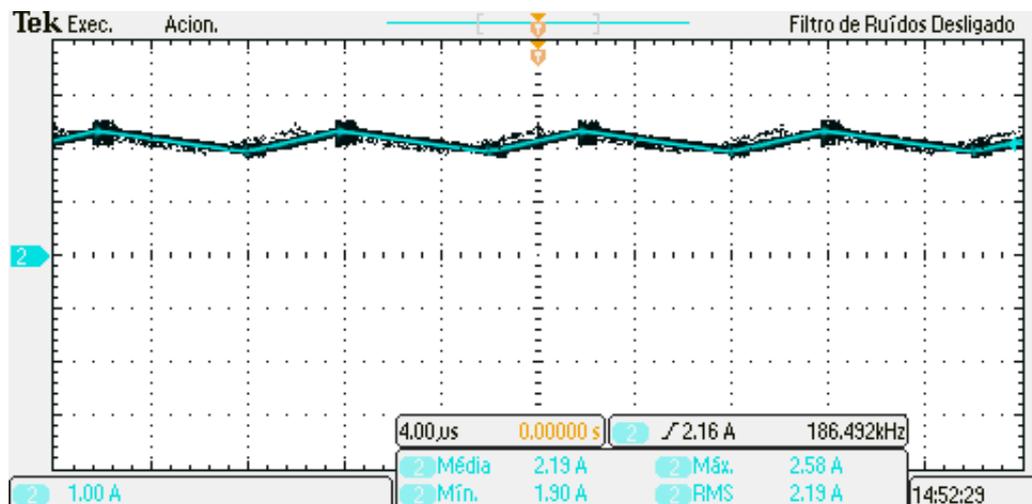


Fonte: Autor.

### 6.2.5 Indutor $L_o$

A formas de onda da corrente no indutor  $L_o$  está mostrado na Figuras 6.9. Da mesma maneira ao apresentado pela Figura 4.7c, no estágio de condução das chaves a corrente cresce linearmente e também decresce linearmente durante o bloqueio dos mesmos, sendo seu valor médio apresentado de 2,19 A.

Figura 6.9 – Corrente no indutor de saída  $L_o$ . Escalas - Corrente: 1A/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.

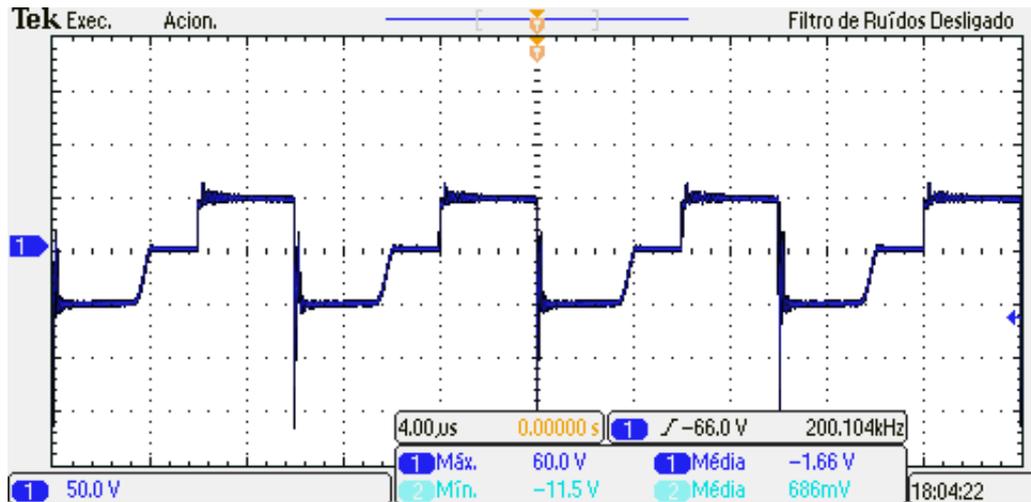


Fonte: Autor.

## 6.2.6 Transformador

A tensão no primário do transformador é apresentada pela Figura 6.10, Similarmente que a Figura 4.7d. Enquanto as chaves estão conduzindo, este está sujeito a uma tensão de 50 V e durante o estágio de desmagnetização fica submetido a -50V.

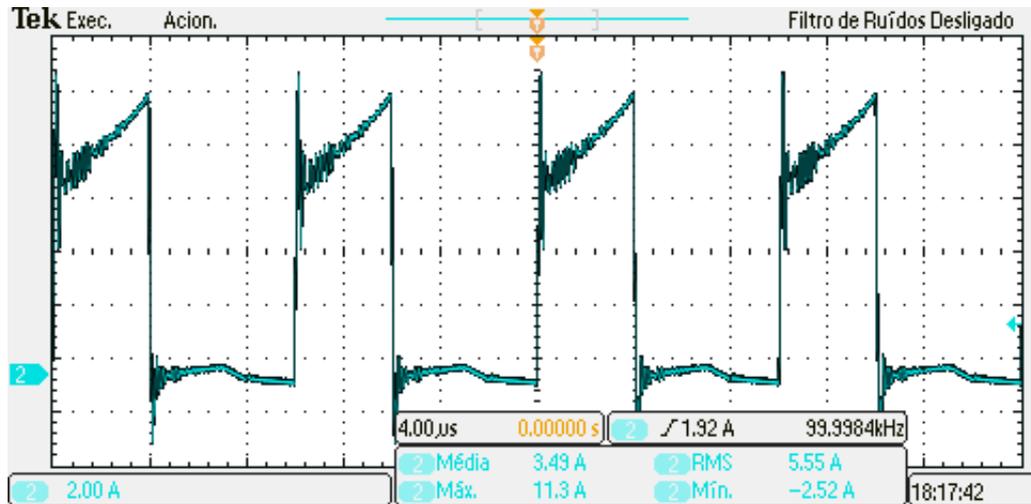
Figura 6.10 – Tensão no primário do transformador  $V_{pr}$ . Escalas - Tensão: 50V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.



Fonte: Autor.

A corrente que surge no primário do transformador é mostrada pela Figura 6.11, cujos valores médio e eficaz são 3,49 A e 5,55 A, respectivamente. Como mostrado na Figura 4.7e, a corrente, enquanto as chaves estão conduzindo, cresce linearmente, atingindo 11,9 A ao final deste período. No estágio seguinte, dado a desmagnetização do transformador aparece um corrente no seu enrolamento primário.

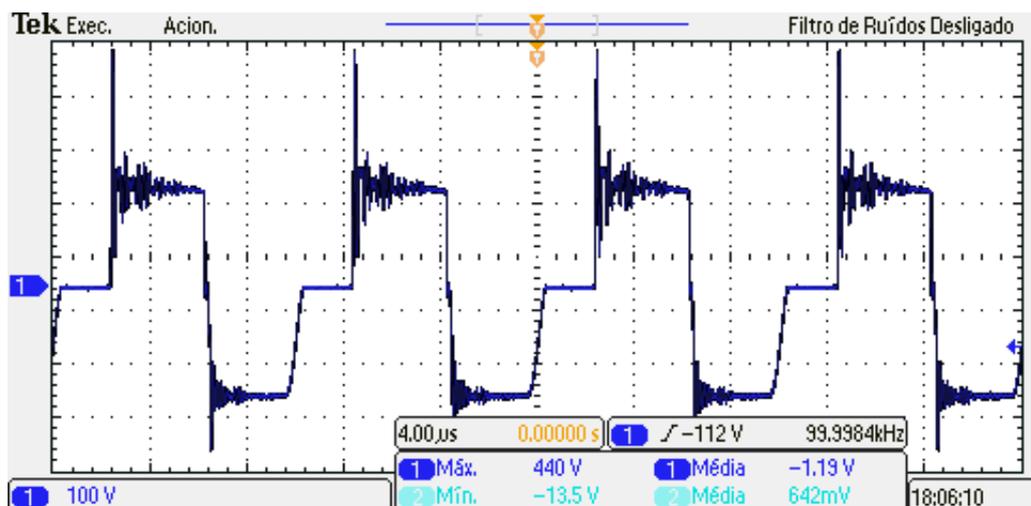
Figura 6.11 – Corrente no primário do transformador  $I_{pr}$ . Escalas - Corrente: 2A/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.



Fonte: Autor.

A tensão no secundário do transformador é apresentada pela Figura 6.12, da qual a máxima tensão de 440 V aparece no bloqueio dos interruptores e se estabiliza em 200 V. No estágio seguinte, ocorre uma tensão inversa, resultante da desmagnetização do transformador multiplicado pela relação de transformação ( $n$ ).

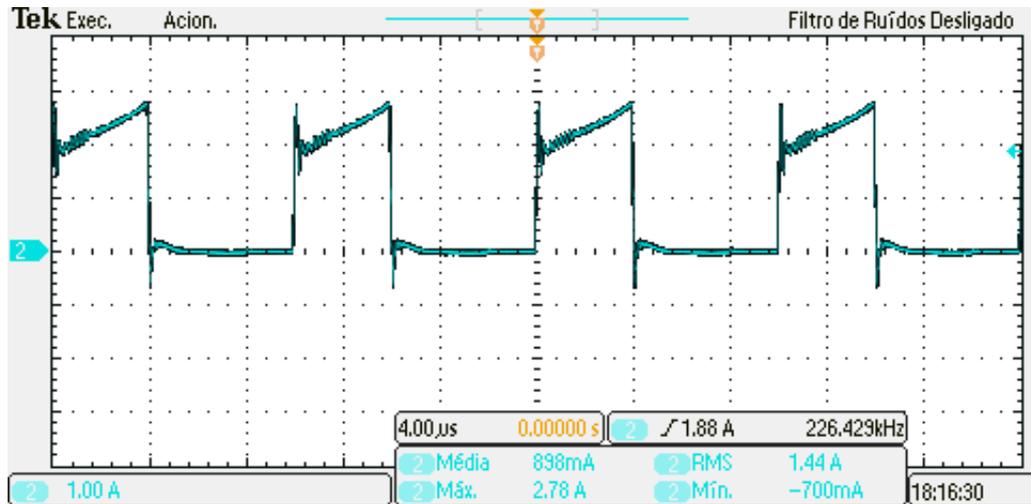
Figura 6.12 – Tensão no secundário do transformador  $V_{sec}$ . Escalas - Tensão: 100V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.



Fonte: Autor.

A corrente que surge no primário do transformador é mostrada pela Figura 6.13, sendo a mesma corrente que passa por  $D_3$  com seu valor máximo de 2,78A.

Figura 6.13 – Corrente no secundário do transformador  $I_{sec}$ . Escalas - Corrente: 1A/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.

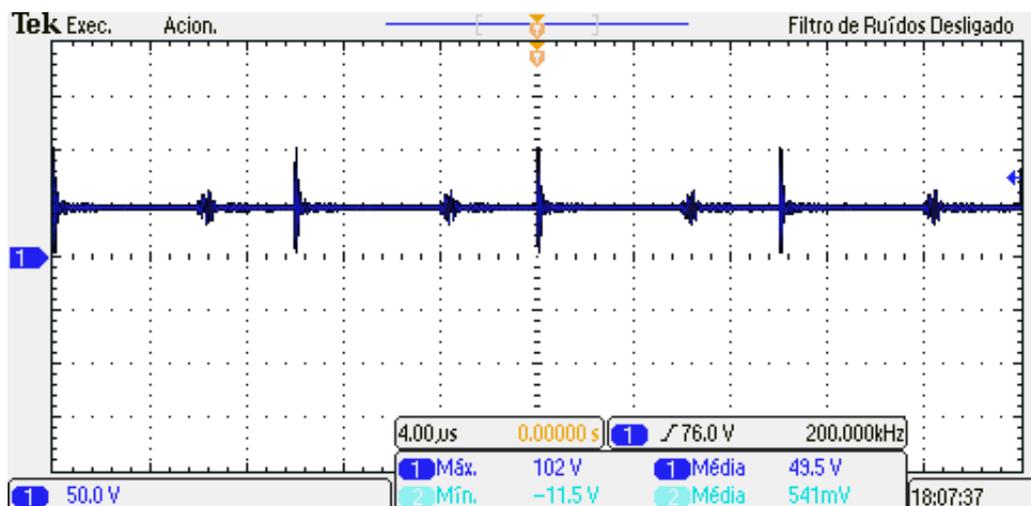


Fonte: Autor.

## 6.2.7 Entradas e saídas do módulo

A tensão de entrada do circuito está mostrada pela Figura 6.14, cujo valor médio é de 49,5 V. Neste caso fica evidente o surgimento ressonâncias de elementos parasitas do circuito.

Figura 6.14 – Tensão de entrada do módulo *Forward* duas chaves  $V_i$ . Escalas - Tensão: 50V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.

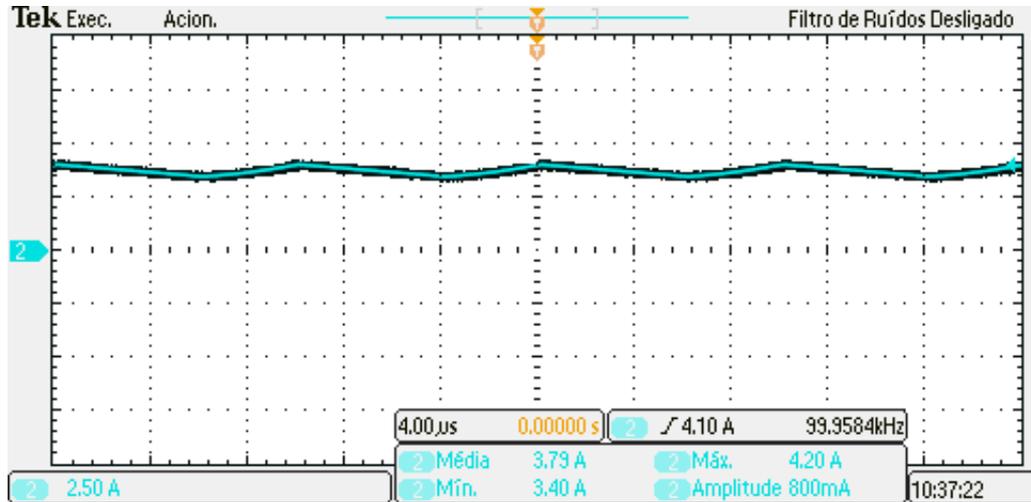


Fonte: Autor.

A corrente de entrada do módulo é mostrada, com poucas distorções, pela Figura 6.15,

o valor da corrente média é de 3,79A.

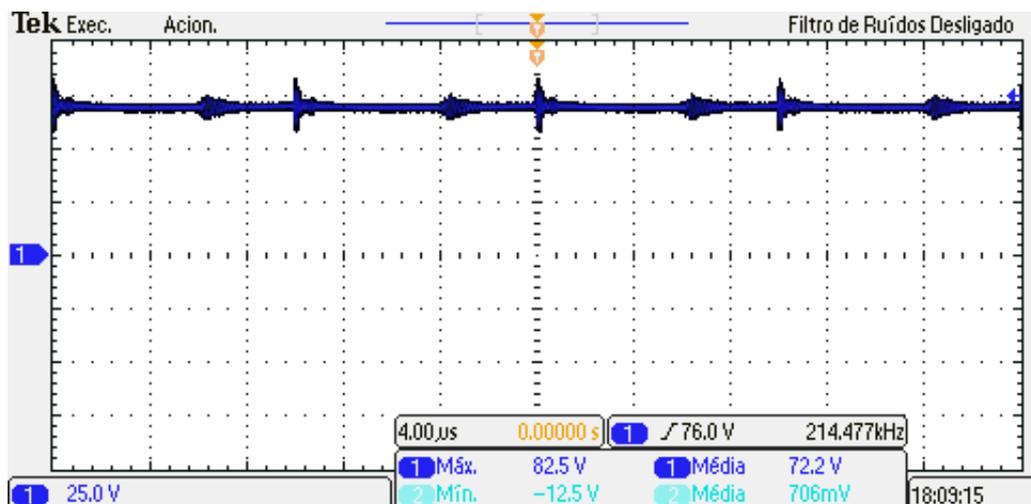
Figura 6.15 – Corrente de entrada do módulo *Forward* duas chaves  $I_i$ . Escalas - Corrente: 2,5A/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.



Fonte: Autor.

A tensão de saída do módulo é mostrada pela Figura 6.16, apesar das ressonâncias parasíticas seu valor se mantém praticamente constante com valor médio de 72,2V.

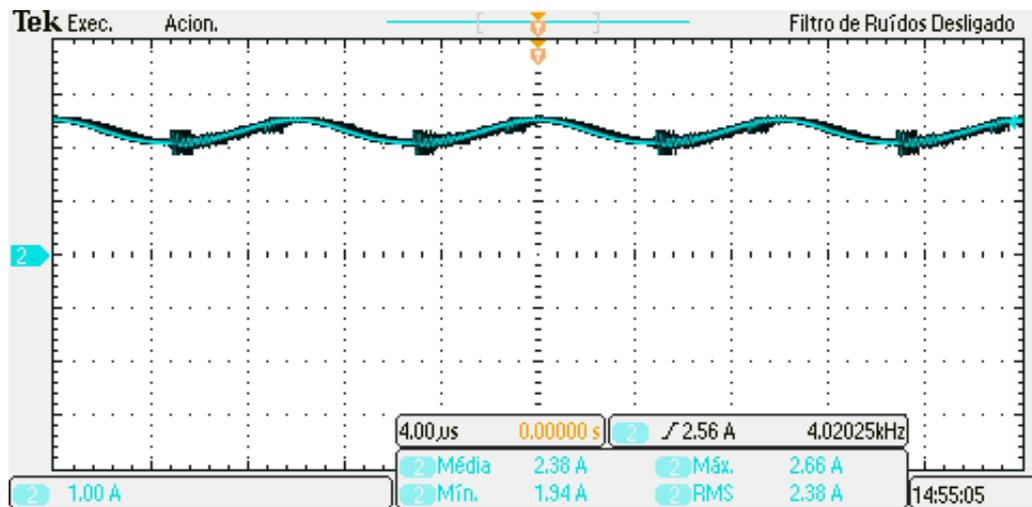
Figura 6.16 – Tensão de saída do módulo *Forward* duas chaves  $V_o$ . Escalas - Tensão: 25V/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.



Fonte: Autor.

A corrente de saída do módulo é mostrada pela Figura 6.17, a sua ondulação, apesar das ressonâncias parasíticas, é pequena, com seu valor médio de 2,38A.

Figura 6.17 – Corrente de saída do módulo *Forward* duas chaves  $I_o$ . Escalas - Corrente: 1A/div; Tempo: 4  $\mu$ s/div.



Fonte: Autor.

### 6.2.8 Considerações finais

Com os elementos parasitas presentes no circuito e ruídos, a eficiência obtida do conversor foi de 91,6% com uma potência média entrada e saída de 187,60W e 171,84W, respectivamente. Os valores calculados e simulados ficaram próximos ao apresentado na prática com uma diferença de 2,5% ao calculado 2,8% a simulado.

Tem-se assim que o *script* apresentado no trabalho mostrou resultados satisfatórios aos apresentados no experimento prático, porém ainda com pequena diferença devido a ruídos, aspectos construtivos dos elementos magnéticos, *layout* da PCI com resistências intrínsecas e elementos parasitas, como indutâncias e capacitâncias.

## 7 CONCLUSÃO

Este trabalho visou analisar, projetar e implementar um carregador que possa transferir energia de uma banco estacionário de baterias para um veículo elétrico. Para isto foi necessário o entendimento do funcionamento tanto das baterias, quanto dos veículos elétricos.

Outrossim, foi necessário a análise da topologia *Forward* duas chaves, além de seu processo de modularização com a configuração IPOS, no qual é possível sintetizar elevadas potências com um maior número de módulos, potências estas necessárias para uma carregamento mais rápido do veículo elétrico.

Além disso, com esse conversor proposto, foi realizado uma otimização do número de módulos desse conversor a partir de um *script* proposto, a fim de atingir o ponto ótimo para confecção desse conversor.

Apesar de não ser possível implementar a configuração completa, devido demandaria esforço repetitivo e seria custoso para o laboratório, ainda assim foi possível uma implementação prática de um módulo atingindo assim uma eficiência de 91,6%, validando parcialmente o *script* proposto junto com a análise de otimização do número de módulos.

Os elementos parasitas do circuito, ruídos e resistências intrínsecas distorceram formas de onda de tensão e corrente como apresentadas em simulação, porém os semicondutores foram escolhidos com uma margem de segurança e, então, suportaram as sobretensões e sobrecorrentes que surgiram no circuito.

## 7.1 TRABALHOS FUTUROS

Confeccionar e implementar conversores com potências diferentes respectivas àqueles apresentados na Tabela 5.3 como os projetos de 3, 6 e 10 módulos, validando completamente o *script* apresentado. Além disso a implementação da técnica *interleaved* na configuração IPOS para a redução de perdas nos interruptores.

Com objetivo de melhorar a otimização dos módulos, criar um código em que seja possível a automatização dos processos de dimensionamento do conversor, além de que com esse código seja possível variar outros parâmetros do sistema, como frequência de comutação, material do núcleo magnético, ondulação de saída, entre outros.

Desenvolver uma modelagem matemática e um projeto de controlador para o conversor *Forward* duas chaves, a fim de implementar o carregamento em corrente constante e tensão constante.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALHARBI, M. et al. Comparison of SiC-based DC-DC modular converters for EV fast DC chargers. **Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology**, IEEE, v. 2019-Janua, p. 1681–1688, 2019.

AYOUB, E.; KARAMI, N. Review on the charging techniques of a Li-Ion battery. **2015 3rd International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering, TAECE 2015**, IEEE, p. 50–55, 2015.

BAMPANGA, P.; MANMOHAN, A.; CHISHOLM, W. Comparison of Unidirectional and Bi-directional charging optimization using a composite EV load model. n. December, 2020.

BARATA, S. D. Otimização do Processo de Carregamento de Baterias Li-ion com base em Inteligência Artificial. 2019.

BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. [S.l.]: Ed. do autor, 2014.

BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de indutores e transformadores. **Documento Interno (INEP-2002)**, 2002.

BIROL, F. et al. World energy outlook. **International Energy Agency**, v. 1, 2019.

Bloomberg. **Rivian Leaps Past Volkswagens Valuation as EV Mania Rages by Esha Dey**. Bloomberg, 2021. Acessado em 5 de janeiro de 2022. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2021-11-16/rivian-whizzes-past-volkswagen-s-valuation-as-ev-mania-rages>>.

BRIDI, É. et al. Otimização De Conversores Boost Intercalado De Alto Ganho De Tensão E Alta Eficiência. **A Aplicação do Conhecimento Científico na Engenharia Elétrica**, d, n. 1, p. 248–261, 2020.

CHAN, C. C. The rise and fall of electric vehicles in 1828-1930: Lessons learned [scanning our past]. **Proceedings of the IEEE**, v. 101, n. 1, p. 206–212, 2013.

CHEN, M.; RINCÓN-MORA, G. A. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 2, p. 504–511, 2006. ISSN 08858969.

EASE. **Electrochemical Energy Storage: Lithium-ion Battery**. European Association for Storage of Energy, 2016. 1–2 p. Disponível em: <[http://ease-storage.eu/wp-content/uploads/2016/07/EASE\\_TD\\_Electrochemical\\_NaIon.pdf](http://ease-storage.eu/wp-content/uploads/2016/07/EASE_TD_Electrochemical_NaIon.pdf)>.

ELMENSRAWY, M.; MASSOUD, A. Multimodule ISOP DC-DC Converters for Electric Vehicles Fast Chargers. **2nd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy, SGRE 2019 - Proceedings**, IEEE, p. 0–5, 2019.

EMADI, A. **Advanced Electric Drive Vehicles**. [S.l.: s.n.], 2014. ISBN 9781466597709.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

EV-institute. **Plug-In Around the EV World**. EV-institute, 2015. Acessado em 19 de janeiro de 2022. Disponível em: <[http://www.ev-institute.com/images/media/Plug\\_World\\_map\\_v5.pdf](http://www.ev-institute.com/images/media/Plug_World_map_v5.pdf)>.

FENNER, G. P. et al. Comprehensive model for real battery simulation responsive to variable load. **Energies**, v. 14, n. 11, 2021. ISSN 19961073.

FERNANDES, L. M. Estudos Para a Implantação Do Conceito Vehicle To Grid Na Rede Elétrica Do Ct/Ufrj. **Repositório de Produção Científica e Intelectual da UFRJ**, p. 82, 2017. Disponível em: <<http://monografias.poli.ufrj.br/monografias/monopoli10019849.pdf>>.

GRUNER, V. F. Interligação de conversores forward para processamento de energia proveniente de fontes de baixa tensão e alta corrente. Universidade Federal de Santa Catarina, 2017.

HE, H.; XIONG, R.; FAN, J. Evaluation of lithium-ion battery equivalent circuit models for state of charge estimation by an experimental approach. **Energies**, v. 4, n. 4, p. 582–598, 2011. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/4/4/582>>.

INEE. **SOBRE VEÍCULOS ELÉTRICOS**. INEE - Instituto Nacional de Eficiência Energética, 2021. Acessado em 19 de janeiro de 2022. Disponível em: <[http://www.inee.org.br/veh\\_sobre.asp?Cat=veh](http://www.inee.org.br/veh_sobre.asp?Cat=veh)>.

KIM, J. M. et al. Modular EV Rapid Charger Design and Control Method. **2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2019**, IEEE, 2019.

LEE, W. S. et al. Design of an Isolated DC/DC Topology with High Efficiency of over 97% for EV Fast Chargers. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 68, n. 12, p. 11725–11737, 2019. ISSN 19399359.

LU, L. et al. A review on the key issues for lithium-ion battery management in electric vehicles. **Journal of Power Sources**, v. 226, p. 272–288, 2013. ISSN 0378-7753. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775312016163>>.

MONARETTO, V. R. Projeto e análise de controle de um carregador de baterias de íons de lítio. 2021.

NITTA, N. et al. Li-ion battery materials: present and future. **Materials Today**, v. 18, n. 5, p. 252–264, 2015. ISSN 1369-7021. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1369702114004118>>.

Octopart. **Octopart: Datasheets, Electronic Parts, Components, Search**. Octopart, 2021. Acessado em 5 de setembro de 2021. Disponível em: <<https://octopart.com/>>.

Panasonic. **Panasonic NCR18650 Lithium Ion**. 2011. Acessado em 7 de fevereiro de 2022. Disponível em: <<https://datasheetspdf.com/pdf-file/783878/Panasonic/NCR18650/1>>.

POSSAMAI, C. E. Conversor modular aplicado ao carregamento de veículos elétricos a partir de uma bateria estacionária residencial. Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

SALDAÑA, G. et al. Analysis of the current electric battery models for electric vehicle simulation. **Energies**, v. 12, n. 14, 2019. ISSN 19961073.

SANGUESA, J. A. et al. A Review on Electric Vehicles: Technologies and Challenges. **Smart Cities**, v. 4, n. 1, p. 372–404, 2021. ISSN 26246511.

STRINGINI, L. W. Cálculo da vida útil e degradação de baterias ocasionada por repetidos ciclos através do método Rainflow Counting. UFSM - Universidade Federal de Santa Maria, 2021.

TELEKE, S. et al. Rule-based control of battery energy storage for dispatching intermittent renewable sources. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, IEEE, v. 1, n. 3, p. 117–124, 2010. ISSN 19493029.

WANG, L.; HUANG, A. Q.; ZHU, Q. Multi-objective optimization of medium voltage SiC DC-DC converter based on modular input-series-output-parallel (ISOP) architecture. **2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia, IFEEC - ECCE Asia 2017**, IEEE, p. 627–632, 2017.

YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 5, p. 2151–2169, 2013. ISSN 08858993.

## **APÊNDICE A – *SCRIPT* DE DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES**

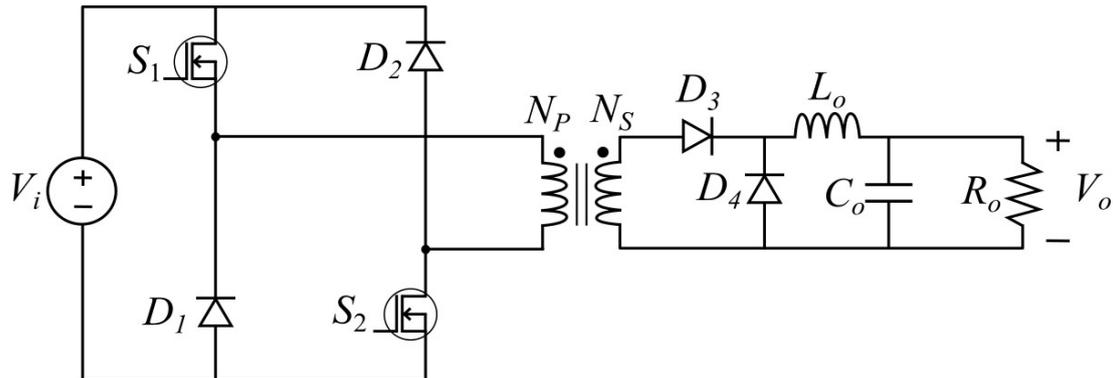
A seguir está apresentado somente o *script* no Mathcad 15, para a configuração dos 5 módulos utilizados na prática, porém as outras configurações seguem o mesmo algoritmo.

# Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais

Autor: Flávio Tschoepke de Medeiros Zandonatto

Orientador: Álysson Raniere Seidel

## Módulo dos Conversores Forward Duas Chaves



### Parâmetros de projeto

$P_o := 200\text{W}$  \_\_\_\_\_ Potência de saída

$V_i := 50\text{V}$  \_\_\_\_\_ Tensão de entrada CC

$V_o := 80\text{V}$  \_\_\_\_\_ Tensão de saída CC

$f_s := 100000\text{Hz}$  \_\_\_\_\_ Frequência de chaveamento

$T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5}\text{s}$  \_\_\_\_\_ Período de chaveamento

$\% \Delta I_{L_o} := 20\%$  \_\_\_\_\_ Ondulação máxima do indutor de saída

$\% \Delta V_o := 1\%$  \_\_\_\_\_ Ondulação máxima da tensão de saída

$V_F := 1\text{V}$  \_\_\_\_\_ Queda de tensão no Diodo D3

$V_{i\text{Min}} := 42\text{V}$  \_\_\_\_\_ Tensão mínima de entrada

$V_{i\text{Max}} := 58\text{V}$  \_\_\_\_\_ Tensão máxima de entrada

Script baseado em (POSSAMAI, 2018) e (GRUNER, 2017)

## Cálculo das variáveis

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 2.5 \text{ A} \quad \text{Corrente de Saída}$$

$$I_{Lo} := I_o = 2.5 \text{ A} \quad \text{Corrente Média no Indutor de Saída}$$

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 32 \Omega \quad \text{Carga}$$

$$\Delta I_{Lo} := \% \Delta I_{Lo} \cdot I_o = 0.5 \text{ A} \quad \text{Variação da corrente no Indutor de Saída}$$

$$\Delta V_o := \% \Delta V_o \cdot V_o = 0.8 \text{ V} \quad \text{Variação da tensão de saída}$$

Devido a indutância de magnetização, a operação deste conversor está limitada em  $0 < D < 0.5$

Desta forma a razão de espiras mínimas entre o secundário e o primário ( $N_s/N_p$ ) é limitada em 0.5

Temos também que, em condições ideais,  $V_o = D \cdot (N_s/N_p) \cdot V_i$ , assim:

$$D_{Max} := 0.5$$

$$n := \text{ceil} \left[ \frac{(V_o + V_F \cdot D_{Max})}{D_{Max} \cdot V_{iMin}} \right] = 4 \quad \text{Relação de Transformação do Transformador}$$

$$D := \frac{V_o}{V_i \cdot n} = 0.4 \quad \text{Razão Cíclica de Operação}$$

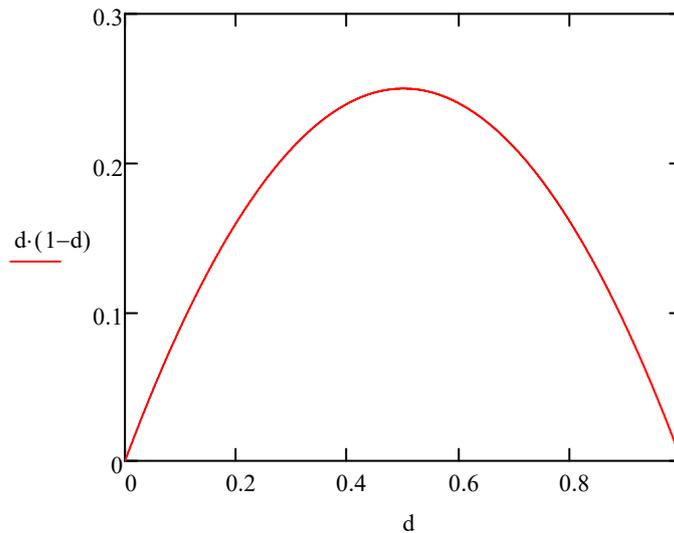
$$\Delta I_{Lm} := \Delta I_{Lo} \cdot n = 2 \text{ A} \quad \text{Corrente Magnetizante no Transformador}$$

$$L_m := V_{iMin} \cdot \frac{D_{Max}}{\Delta I_{Lm} \cdot f_s} = 105 \cdot \mu\text{H} \quad \text{Indutância Magnetizante no Transformador}$$

$$\Delta I_{Lm} := V_i \cdot \frac{D}{L_m \cdot f_s} = 1.905 \text{ A}$$

## Projeto Filtro de Saída CÁLCULO DO INDUTOR DE SAÍDA

A variação máxima ocorre em  $D=0.5$ , desta forma temos:



$$L_o := V_i \cdot \frac{n}{4\Delta I_{Lo} \cdot f_s} = 1 \times 10^{-3} \text{ H} \quad \text{Indutância Mínima de Saída}$$

$$\Delta I_{LoReal} := V_i \cdot n \cdot \frac{D \cdot (1 - D)}{L_o \cdot f_s} = 0.48 \text{ A} \quad \text{Variação Real da Corrente de Saída}$$

#### CÁLCULO DO CAPACITOR DE SAÍDA

$$C_o := V_i \cdot \frac{n}{32f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_o} = 7.813 \times 10^{-7} \text{ F} \quad \text{Capacitor Mínimo de Saída}$$

$$F_{\text{RessOut}} := \left( \frac{1}{2 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} = 5.694 \times 10^3 \frac{1}{\text{s}} \quad \text{Frequência de Ressonância do Filtro de Saída}$$

$$\Delta V_{CoReal} := \frac{\Delta I_{LoReal}}{8 \cdot f_s \cdot C_o} = 0.768 \text{ V} \quad \text{Variação Real da Tensão de Saída}$$

## Projeto dos Transformadores

### DADOS DE PROJETO

$$j := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad \text{Densidade de Corrente}$$

$$\Delta B := 0.25 \text{ T} \quad \text{Variação da densidade de fluxo}$$

$$\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6} \cdot \frac{\text{H}}{\text{m}} \quad \text{Permeabilidade do ar}$$

$$k_p := 0.5 \quad \text{Fator de Utilização do Primário}$$

$$k_w := 0.4 \quad \text{Fator de Ocupação do cobre dentro do carretel}$$

## ESCOLHADO NÚCLEO

$$A_e A_w := \frac{1.1 P_o}{k_w \cdot k_p \cdot j \cdot f_s \cdot \Delta B} = 0.978 \cdot \text{cm}^4 \quad \text{Menor valor do produto das áreas } A_e \text{ e } A_w$$

\*Deve-se escolher um núcleo cujo produto entre suas áreas  $A_e$  e  $A_w$  seja superior ao calculado.

Sendo assim, o núcleo EE40/12 atende este requisito

$$A_e := 1.48 \text{cm}^2$$

$$A_w := 1.20 \text{cm}^2$$

$$A_e A_w_{\text{Real}} := A_e \cdot A_w = 1.776 \cdot \text{cm}^4$$

$$V_e := 11.3 \text{cm}^3$$

$$\text{MLT} := 7.7 \text{cm}$$

## NÚMERO DE ESPIRAS DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO

$$N_p := \text{ceil} \left( V_{i\text{Max}} \cdot \frac{D_{\text{Max}}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} \right) = 8 \quad \text{Número de espiras do primário}$$

$$N_s := \text{ceil}(N_p \cdot n) = 32 \quad \text{Número de espiras do secundário}$$

## DETERMINAÇÃO DO ENTREFERRO

$$L_m = 105 \cdot \mu\text{H}$$

$$L_g := \frac{N_p^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{2 \cdot L_m} = 0.057 \cdot \text{mm}$$

## CORRENTE EFICAZ:

$$I_{s\text{Ef}} := I_o \cdot \sqrt{D_{\text{Max}}} = 1.768 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no secundário}$$

$$L_{\text{MagP}} := \frac{V_{i\text{Min}} \cdot D_{\text{Max}}}{f_s \cdot \Delta I_{L_o} \cdot n} = 105 \cdot \mu\text{H} \quad \text{Indutância magnetizante}$$

$$I_{pEf} := \sqrt{\left(I_o \cdot n\right)^2 \cdot D_{Max} + \frac{2 \cdot I_o \cdot n \cdot V_{iMin} \cdot D_{Max}^2}{L_{MagP} \cdot f_s} + \left(\frac{2 V_{iMin}}{L_{MagP}}\right)^2 \cdot \frac{D_{Max}^3}{3 f_s^2}}$$

$$I_{pEf} = 8.524 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no primário}$$

## DIÂMETRO MÁXIMO DOS CONDUTORES

\*Deve-se levar em conta o efeito pelicular. Onde ao aumentar a frequência, a corrente no interior do condutor tende a se distribuir pela periferia. Desta forma, escolhe-se um fio com raio menor do que o calculado.

$$\Delta := \frac{7.5 \cdot \text{cm}}{\sqrt{f_s \cdot s}} = 0.024 \cdot \text{cm} \quad \text{Raio máximo para o condutor}$$

$$D\Delta := 2\Delta = 0.047 \cdot \text{cm} \quad \text{Diâmetro Máximo para o condutor}$$

\*O fio AWG25 atende esta especificação, porém por questões de execução utilizou-se o condutor \_\_\_ tanto no primário quanto no secundário

$$\phi_{AWG25} := 0.045 \cdot \text{cm}$$

$$\phi_{AWG25\text{Isolamento}} := 0.051 \text{ cm}$$

$$S_{AWG25} := 0.001624 \text{ cm}^2$$

$$S_{AWG25\text{Isolamento}} := 0.002078 \text{ cm}^2$$

$$I_{AWG25} := 0.731 \text{ A}$$

$$\rho_{AWG25\_20} := 0.001062 \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad \text{Resistividade do fio por cm a } 20^\circ\text{C}$$

$$\rho_{AWG25\_100} := 0.001419 \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad \text{Resistividade do fio por cm a } 100^\circ\text{C}$$

## SEÇÃO DOS CONDUTORES MÍNIMAS

$$S_p := \frac{I_{pEf}}{j} = 0.019 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Seção mínima do enrolamento primário}$$

$$S_s := \frac{I_{sEf}}{j} = 3.928 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Seção mínima do enrolamento secundário}$$

## QUANTIDADE MÍNIMA DE CONDUTORES EM PARALELO

$$n_p := \text{ceil}\left(\frac{S_p}{S_{\text{AWG25}}}\right) = 12 \quad \text{Número de condutores em paralelo no primário}$$

$$n_s := \text{ceil}\left(\frac{S_s}{S_{\text{AWG25}}}\right) = 3 \quad \text{Número de condutores em paralelo no secundário}$$

$$l_p := \text{MLT} \cdot N_p = 0.616 \text{ m} \quad \text{Comprimento do primário}$$

$$l_s := \text{MLT} \cdot N_s = 2.464 \text{ m} \quad \text{Comprimento do secundário}$$

#### POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

$$A_{w\text{MinP}} := \frac{N_p \cdot n_p \cdot S_{\text{AWG25Isolamento}}}{k_w} = 0.499 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Seção Aw mínima do primário}$$

$$A_{w\text{MinS}} := \frac{N_s \cdot n_s \cdot S_{\text{AWG25Isolamento}}}{k_w} = 0.499 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Seção Aw mínima do secundário}$$

$$A_{w\text{MinTotal}} := A_{w\text{MinP}} + A_{w\text{MinS}} = 0.997 \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Seção Aw mínima TOTAL}$$

O valor de execução necessita ser <1 para poder confeccionar o núcleo

$$\text{Execução} := \frac{A_{w\text{MinTotal}}}{A_w} = 0.831$$

#### CÁLCULO DAS PERDAS CORRESPONDENTE AOS ENROLAMENTO

$$R_{p\_20} := \frac{N_p \cdot \rho_{\text{AWG25\_20}} \cdot \text{MLT}}{n_p} = 5.452 \times 10^{-3} \Omega$$

$$R_{p\_100} := \frac{N_p \cdot \rho_{\text{AWG25\_100}} \cdot \text{MLT}}{n_p} = 7.284 \times 10^{-3} \Omega$$

$$R_{s\_20} := \frac{N_s \cdot \rho_{\text{AWG25\_20}} \cdot \text{MLT}}{n_s} = 0.087 \Omega$$

$$R_{s\_100} := \frac{N_s \cdot \rho_{\text{AWG25\_100}} \cdot \text{MLT}}{n_s} = 0.117 \Omega$$

$$P_{\text{fioPMax}} := R_{p\_20} \cdot I_{p\text{Ef}}^2 = 0.396 \text{ W}$$

$$P_{\text{fioSMax}} := R_{p\_20} \cdot I_{sE}^2 = 0.017 \text{ W}$$

$$P_{\text{fioTotal}} := P_{\text{fioPMax}} + P_{\text{fioSMax}} = 0.413 \text{ W}$$

## CÁLCULO DAS PERDAS NO NÚCLEO

\*Perdas magnéticas

$$K_H := 4 \cdot 10^{-5} \quad \text{_____ Coeficiente de Perdas por histerese}$$

$$K_E := 4 \cdot 10^{-10} \quad \text{_____ Coeficiente de Perdas por correntes parasitas}$$

$$V_e \text{Calculado} := 5.7 \cdot \left( \frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{0.68} \cdot \text{cm}^3 = 5.614 \cdot \text{cm}^3 \quad \text{_____ Volume do Núcleo}$$

$$P_{\text{Nucleo}} := \left( \frac{\Delta B}{T} \right)^{2.4} \cdot \left[ K_H \cdot f_s \cdot s + K_E \cdot (f_s \cdot s)^2 \right] \cdot \frac{V_e \cdot W}{\text{cm}^3} = 3.245 \text{ W} \quad \text{_____ Perdas no Núcleo}$$

\*Resistência térmica do núcleo

$$R_T := 23 \left( \frac{A_e A_w \text{Real}}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \frac{\text{K}}{\text{W}} = 18.597 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

## TEMPERATURA DO TRANSFORMADOR

$$P_T := P_{\text{fioTotal}} + P_{\text{Nucleo}} = 3.658 \text{ W} \quad \text{_____ Perdas totais do transformador}$$

$$\Delta T := P_T \cdot R_T = 68.031 \cdot \Delta^\circ\text{C} \quad \text{_____ Variação da temperatura do transformador}$$

## Projeto dos Indutores de Saída

$$B_{\text{max}} := 0.35 \text{ T}$$

$$I_{\text{Max\_Lo}} := I_o + \frac{\Delta I_{\text{Lo}}}{2} = 2.75 \text{ A}$$

$$A_e A_w \text{Lo} := \frac{(L_o \cdot I_{\text{Max\_Lo}} \cdot I_o)}{k_w \cdot B_{\text{max}} \cdot j} = 1.091 \cdot \text{cm}^4$$

\*Deve-se escolher um núcleo cujo produto entre suas áreas  $A_e$  e  $A_w$  seja superior ao calculado.

Sendo assim, o núcleo EE40/12 atende este requisito

$$A_{eLo} := 1.48 \text{ cm}^2$$

$$A_{wLo} := 1.20 \text{ cm}^2$$

$$A_e A_{wRealLo} := A_{eLo} \cdot A_{wLo} = 1.776 \cdot \text{cm}^4$$

$$V_{eLo} := 11.3 \text{ cm}^3$$

$$MLT_{Lo} := 7.7 \text{ cm}$$

$$N_{Lo} := \text{ceil} \left( \frac{L_o \cdot I_{Max\_Lo}}{B_{max} \cdot A_{eLo}} \right) = 54$$

$$\text{gap} := \frac{\left( N_{Lo}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{eLo} \right)}{L_o} = 0.542 \cdot \text{mm}$$

Condutor escolhido é o mesmo do transformador AWG25

$$A_{cL} := \frac{I_o}{j} = 5.556 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{condL} := \text{ceil} \left( \frac{A_{cL}}{S_{AWG25}} \right) = 4$$

$$S_{tot} := \frac{\left( N_{Lo} \cdot n_{condL} \cdot S_{AWG25} \right)}{k_w} = 0.877 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Execução}_{Lo} := \frac{S_{tot}}{A_{wLo}} = 0.731$$

CÁLCULO DAS PERDAS CORRESPONDENTE AOS ENROLAMENTO

$$R_{pLo\_20} := \frac{N_{Lo} \cdot \rho_{AWG25\_20} \cdot MLT_{Lo}}{n_{condL}} = 0.11 \Omega$$

$$R_{pLo\_100} := \frac{N_{Lo} \cdot \rho_{AWG25\_100} \cdot MLT_{Lo}}{n_{condL}} = 0.148 \Omega$$

$$P_{fioPMaxLo} := R_{pLo\_20} \cdot I_o^2 = 0.69 \text{ W}$$

## CÁLCULO DAS PERDAS NO NÚCLEO

\*Perdas magnéticas

$$V_{e\text{CalculadoLo}} := 5.7 \cdot \left( \frac{AeAw_{Lo}}{\text{cm}^4} \right)^{0.68} \cdot \text{cm}^3 = 6.049 \cdot \text{cm}^3 \quad \text{Volume do Núcleo}$$

$$P_{\text{NucleoLo}} := \left( \frac{0.1\Delta B}{T} \right)^{2.4} \cdot \left[ K_H \cdot f_s \cdot s + K_E \cdot (f_s \cdot s)^2 \right] \cdot \frac{V_{eLo} \cdot W}{\text{cm}^3} = 0.013 \text{ W} \quad \text{Perdas no Núcleo}$$

\*Resistência térmica do núcleo

$$R_{TLo} := 23 \left( \frac{AeAw_{\text{RealLo}}}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \frac{K}{W} = 18.597 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{W}$$

## Esforços nos Componentes

**Equações das formas de onda dos componentes referente à corrente**

Chaves S1 e S2

$$Y_{S1\_S2}(t) := \frac{(\Delta I_{Lo\text{Real}} \cdot n + \Delta I_{Lm}) \cdot t}{D \cdot T} + \left( I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo\text{Real}}}{2} \right) \cdot n$$

Diodos D1 e D2

$$Y_{D1\_D2}(t) := \frac{-\Delta I_{Lm}}{D \cdot T} \cdot t + 2 \cdot \Delta I_{Lm}$$

Diodo D3

$$Y_{D3}(t) := \frac{\Delta I_{Lo\text{Real}}}{D \cdot T} \cdot t + I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo\text{Real}}}{2}$$

Diodo D4

$$Y_{D4}(t) := \frac{-\Delta I_{Lo\text{Real}} \cdot t}{(1 - D) \cdot T} + I_{Lo} + \Delta I_{Lo\text{Real}} \cdot \left[ \frac{1 + D}{2(1 - D)} \right]$$

Capacitor de Saída

$$Y_{1Co}(t) := \frac{\Delta I_{Lo\text{Real}}}{D \cdot T} \cdot t - \frac{\Delta I_{Lo\text{Real}}}{2}$$

$$Y_{2C_0}(t) := \frac{\Delta I_{LoReal}}{(1-D) \cdot T} \cdot t - \frac{\Delta I_{LoReal} \cdot (1+D)}{2(1-D)}$$

### Esforço Médio

Chaves S1 e S2

$$I_{S1\_S2} := \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} (Y_{S1\_S2}(t)) dt \right] = 4.381 \text{ A} \quad \text{_____ Corrente na chave S1 e S2}$$

Diodos D1 e D2

$$I_{D1\_D2} := \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_{D \cdot T}^{2D \cdot T} (Y_{D1\_D2}(t)) dt \right] = 0.381 \text{ A} \quad \text{_____ Corrente no diodo D1 e D2}$$

Diodo D3

$$I_{D3} := \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} (Y_{D3}(t)) dt \right] = 1 \text{ A} \quad \text{_____ Corrente no diodo D3}$$

Diodo D4

$$I_{D4} := \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_{D \cdot T}^T (Y_{D4}(t)) dt \right] = 1.5 \text{ A} \quad \text{_____ Corrente no diodo D4}$$

Capacitor de Saída

$$I_{C_0} := \frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} (Y_{1C_0}(t)) dt + \int_{D \cdot T}^T (Y_{2C_0}(t)) dt \right] = 0 \text{ A}$$

### Esforço Eficaz

Chaves S1 e S2

$$I_{RMS\_S1\_S2} := \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[ \int_0^{D \cdot T} (Y_{S1\_S2}(t))^2 dt \right]} = 6.962 \text{ A} \quad \text{___ Corrente na chave S1 e S2}$$



$$P_{\text{rds\_on}} := I_{\text{RMS\_S1\_S2}}^2 \cdot R_{\text{DS\_ON}} = 0.921 \text{ W}$$

$$P_{\text{MOS}} := 2P_{\text{Com\_S1\_S2}} + 2P_{\text{rds\_on}} = 3.189 \text{ W}$$

Diodos D1 e D2

$$V_{\text{D1\_D2\_max}} := V_{\text{iMax}} = 58 \text{ V}$$

$$I_{\text{D1\_D2\_max}} := \Delta I_{\text{Lm}} = 1.905 \text{ A}$$

$$I_{\text{D1\_D2}} = 0.381 \text{ A} \quad \text{_____ Corrente no diodo D1 e D2}$$

$$I_{\text{RMS\_D1\_D2}} = 0.696 \text{ A}$$

Escolhido foi VSSA210-E3/61T

$$V_{\text{F\_D1}} := 0.61 \text{ V}$$

$$T_{\text{rr\_D1\_D2}} := 75 \text{ ns}$$

$$I_{\text{rr\_D1\_D2}} := 150 \mu\text{A}$$

$$R_{\text{dsOn\_D1\_D2}} := 0.1 \Omega$$

Perdas

$$P_{\text{cond\_D1}} := V_{\text{F\_D1}} \cdot I_{\text{D1\_D2}} + R_{\text{dsOn\_D1\_D2}} \cdot I_{\text{RMS\_D1\_D2}}^2 = 0.281 \text{ W}$$

$$P_{\text{rr\_D1}} := T_{\text{rr\_D1\_D2}} \cdot I_{\text{rr\_D1\_D2}} \cdot V_{\text{D1\_D2\_max}} \cdot \frac{f_{\text{s}}}{3} = 2.175 \times 10^{-5} \text{ W} \quad \text{Desprezível}$$

$$P_{\text{D1\_D2}} := 2 \cdot P_{\text{cond\_D1}} + 2 \cdot P_{\text{rr\_D1}} = 0.562 \text{ W}$$

Diodo D3

$$V_{\text{D3\_max}} := V_{\text{iMax}} \cdot n = 232 \text{ V}$$

$$I_{\text{D3\_max}} := I_{\text{Max\_Lo}} = 2.75 \text{ A}$$

$$I_{\text{D3}} = 1 \text{ A} \quad \text{_____ Corrente no diodo D3}$$

$$I_{\text{RMS\_D3}} = 1.584 \text{ A}$$

Escolhido foi MUR1660CTG

$$V_{F\_D3} := 1.2V$$

$$R_{dsOn\_D3} := 0.1\Omega$$

Perdas

$$P_{D3} := V_{F\_D3} \cdot I_{D3} + R_{dsOn\_D3} \cdot I_{RMS\_D3}^2 = 1.451 W$$

Diodo D4

$$V_{D4\_max} := V_{iMax} \cdot n = 232 V$$

$$I_{D4\_max} := I_{Max\_Lo} = 2.75 A$$

$$I_{D4} = 1.5 A \quad \text{Corrente no diodo D4}$$

$$I_{RMS\_D4} = 1.939 A$$

Escolhido foi MUR1660CTG

$$V_{F\_D4} := 1.2V$$

$$R_{dsOn\_D4} := 0.1\Omega$$

Perdas

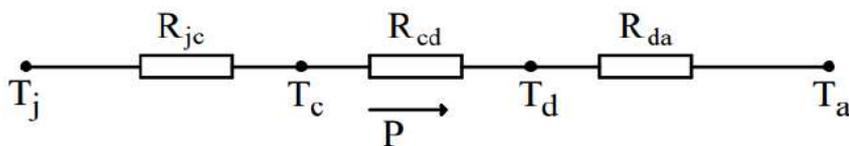
$$P_{D4} := V_{F\_D4} \cdot I_{D4} + R_{dsOn\_D4} \cdot I_{RMS\_D4}^2 = 2.176 W$$

Perdas totais

$$P_{TOTAL} := P_T + P_{fioPMaxLo} + P_{NucleoLo} + P_{MOS} + P_{D1\_D2} + P_{D3} + P_{D4} = 11.739 W$$

$$\text{Eficiencia} := \frac{(P_o - P_{TOTAL})}{P_o} = 0.941$$

## Projeto Térmico



$$T_a := 40^\circ C \quad \text{Temperatura ambiente}$$

$$R_{cd} := 1 \frac{\Delta^\circ C}{W} \quad \text{Resistência térmica entre o componente e dissipador } (^\circ C/W)$$

MOSFETs

$$T_{j\_S1\_S2\_Max} := 175\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{j\_S1\_S2} := 100\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$R_{jc\_S1\_S2} := 0.5 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$T_{d\_S1\_S2\_4} := T_{j\_S1\_S2} - (R_{jc\_S1\_S2} + R_{cd}) \cdot (P_{rds\_on} + P_{Com\_S1\_S2}) = 97.608\text{ }^{\circ}\text{C}$$

Se  $R_{ja}(\text{Datasheet}) > R_{ja} \text{ Calculado}$ , precisa do dissipador

Como  $R_{ja}(\text{Datasheet}) = 62\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  é maior que o calculado, então precisa de dissipador

$$R_{ja\_S1\_S2} := \frac{(T_{j\_S1\_S2} - T_a)}{(P_{rds\_on} + P_{Com\_S1\_S2})} = 37.628 \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{da\_S1\_S2} := R_{ja\_S1\_S2} - R_{jc\_S1\_S2} - R_{cd} = 36.128 \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Diodo D1 e D2

$$T_{j\_D1\_D2\_Max} := 150\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{j\_D1\_D2} := 100\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$R_{jc\_D1\_D2} := 1.1 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{ja\_D1\_D2} := \frac{(T_{j\_D1\_D2} - T_a)}{P_{cond\_D1}} = 213.709 \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$T_{d\_D1\_D2} := T_{j\_D1\_D2} - (R_{jc\_D1\_D2} + R_{cd}) \cdot P_{cond\_D1} = 99.41\text{ }^{\circ}\text{C}$$

Como  $R_{ja}(\text{Datasheet}) = 135\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  é menor que o calculado, então não precisa de dissipador

Diodo D3

$$T_{j\_D3\_Max} := 175\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{j\_D3} := 100\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$R_{jc\_D3} := 2 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{ja\_D3} := \frac{(T_{j\_D3} - T_a)}{P_{D3}} = 41.357 \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$T_{d\_D3} := T_{j\_D3} - (R_{jc\_D3} + R_{cd}) \cdot P_{D3} = 95.648\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$R_{da\_D3} := R_{ja\_D3} - R_{jc\_D3} - R_{cd} = 38.357 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Diodo D4

$$T_{j\_D4\_Max} := 175^\circ\text{C}$$

$$T_{j\_D4} := 100^\circ\text{C}$$

$$R_{jc\_D4} := 2 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{ja\_D4} := \frac{(T_{j\_D4} - T_a)}{P_{D4}} = 27.572 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$T_{d\_D4} := T_{j\_D4} - (R_{jc\_D4} + R_{cd}) \cdot P_{D4} = 93.472^\circ\text{C}$$

$$R_{da\_D4} := R_{ja\_D4} - R_{jc\_D4} - R_{cd} = 24.572 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

#### CÁLCULO PARA DISSIPADOR ÚNICO

Considerou-se a menor temperatura calculada dos componentes  
E após isto somou-se as potências

$$T_{d\_Min} := 93.472^\circ\text{C}$$

$$P_{TOTAL\_DISSIPADOR} := P_{MOS} + P_{D3} + P_{D4} = 6.816 \text{ W}$$

$$R_{da} := \frac{(T_{d\_Min} - T_a)}{P_{TOTAL\_DISSIPADOR}} = 7.845 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

A resistência do dissipador precisa ser menor que a resistencia calculada. Com isso  
utilizou-se o dissipador 658-25AB para cada modulo.

#### Densidade de Potência

Potência do conversor

$$P_o = 200 \text{ W}$$

Volume capacitor

$$V_{cap} := 24\text{mm} \cdot 15\text{mm} \cdot 41.5\text{mm} = 14.94 \text{ cm}^3$$

Volume dos magneticos

$$V_{Ntrans} := 16.6 \text{ cm}^3$$

$$V_{Nind} := 27.6 \text{ cm}^3$$

Volume do dissipador

$$V_{\text{diss}} := 27.9\text{mm} \cdot 27.9\text{mm} \cdot 6.4\text{mm} = 4.982 \cdot \text{cm}^3$$

Volume total

$$V_{\text{TOTAL\_modulo}} := V_{\text{cap}} + V_{\text{Ntrans}} + V_{\text{Nind}} + V_{\text{diss}} = 64.122 \cdot \text{cm}^3$$

Densidade de potência

$$\text{Densidade\_de\_potencia} := \frac{P_o}{V_{\text{TOTAL\_modulo}}} = 3.119 \cdot \frac{\text{W}}{\text{cm}^3}$$

## **APÊNDICE B – PROJETO FILTRO DE ENTRADA**

A seguir está apresentado o projeto do filtro de entrada passa baixas de segunda ordem, mostrado na Figura 5.1, com um capacitor  $C_i$  e um indutor  $L_i$ .

## Filtro de Entrada

### DADOS DO CONVERSOR

$$P_o := 200\text{W} \quad V_i := 50\text{V} \quad V_o := 80\text{V}$$

$$f_s := 100000\text{Hz} \quad n := 4$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 1 \times 10^{-5}\text{s}$$

$$I_o := 2.5\text{A} \quad \% \Delta I_{L_o} := 20\% \quad \% \Delta V_o := 1\%$$

$$N_c := 5$$

$$C_i := 43\mu\text{F}$$

$$f_c := \frac{f_s}{10} = 10\text{kHz}$$

$$L_i := \frac{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}}{1 \cdot (2\pi \cdot f_c)^2 \cdot C_i \cdot \sqrt{2}} = 1.422 \times 10^{-5}\text{H}$$

### DADOS DE PROJETO

$$j := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad \text{_____ Densidade de Corrente}$$

$$\Delta B := 0.25\text{T} \quad \text{_____ Variação da densidade de fluxo}$$

$$\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6} \frac{\text{H}}{\text{m}} \quad \text{_____ Permeabilidade do ar}$$

$$k_p := 0.5 \quad \text{_____ Fator de Utilização do Primário}$$

$$k_w := 0.4 \quad \text{_____ Fator de Ocupação do cobre dentro do carretel}$$

$$P_i := 200\text{W} \quad I_i := \frac{P_i}{V_i} = 4\text{A}$$

## Projeto dos Indutor de Entrada

$$B_{\max} := 0.35\text{T}$$

$$I_{\text{Max\_Li}} := I_i = 4\text{A}$$

$$A_e A_w \text{Li} := \frac{(L_i \cdot I_{\text{Max\_Li}} \cdot I_i)}{k_w \cdot B_{\max}^2} = 0.036 \cdot \text{cm}^4$$

\*Deve-se escolher um núcleo cujo produto entre suas áreas  $A_e$  e  $A_w$  seja superior ao calculado.

Sendo assim, o núcleo EE20 atende este requisito

$$A_{e\text{Li}} := 0.312\text{cm}^2$$

$$A_{w\text{Li}} := 0.26\text{cm}^2$$

$$A_e A_w \text{RealLi} := A_{e\text{Li}} \cdot A_{w\text{Li}} = 0.081 \cdot \text{cm}^4$$

$$V_{e\text{Li}} := 1.34\text{cm}^3$$

$$\text{MLT}_{\text{Li}} := 3.8\text{cm}$$

$$N_{\text{Li}} := \text{ceil}\left(\frac{L_i \cdot I_{\text{Max\_Li}}}{B_{\max} \cdot A_{e\text{Li}}}\right) = 6$$

$$\text{gap} := \frac{(N_{\text{Li}}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{e\text{Li}})}{L_i} = 0.099 \cdot \text{mm}$$

Condutor escolhido é o mesmo do transformador AWG25

$$\phi_{\text{AWG25}} := 0.045 \cdot \text{cm}$$

$$\phi_{\text{AWG25Isolamento}} := 0.051 \cdot \text{cm}$$

$$S_{\text{AWG25}} := 0.001624\text{cm}^2$$

$$S_{\text{AWG25Isolamento}} := 0.002078\text{cm}^2$$

$$I_{\text{AWG25}} := 0.731\text{A}$$

$$\rho_{\text{AWG25}_20} := 0.001062 \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad \text{Resistividade do fio por cm a } 20^\circ\text{C}$$

$$\rho_{\text{AWG25}_{100}} := 0.001419 \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad \text{Resistividade do fio por cm a } 100^\circ\text{C}$$

$$A_{\text{cL}} := \frac{I_i}{j} = 8.889 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condL}} := \text{ceil}\left(\frac{A_{\text{cL}}}{S_{\text{AWG25}}}\right) = 6$$

$$S_{\text{tot}} := \frac{(N_{\text{Li}} \cdot n_{\text{condL}} \cdot S_{\text{AWG25}})}{k_w} = 0.146 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Execução}_{\text{Li}} := \frac{S_{\text{tot}}}{A_{\text{wLi}}} = 0.562$$

## **APÊNDICE C – ANÁLISE DO CUSTO DOS COMPONENTES POR NÚMERO DE MÓDULOS**

A seguir está apresentado a análise dos custos dos componentes utilizados em cada módulo. Os custos foram retirados do site *Octopart* (Octopart, 2021) e a tabela foi desenvolvida em planilhas.

CUSTO DE COMPONENTES								
TIPO	MARCA	MODELO	DISTRIBUIDORA 1	DISTRIBUIDORA 2	DISTRIBUIDORA 3	DISTRIBUIDORA 4	DISTRIBUIDORA 5	PREÇO MÉDIO
NUCLEO	FERROXCUBE	E65/32/27-3C94	\$ 3,708	\$ 5,120				\$ 4,414
NUCLEO	FERROXCUBE	E55/28/21-3C94	\$ 1,978					\$ 1,978
NUCLEO	FERROXCUBE	E42/21/20-3C94	\$ 1,106					\$ 1,106
NUCLEO	FERROXCUBE	E42/21/15-3C94	\$ 0,916					\$ 0,916
NUCLEO	FERROXCUBE	E41/17/12-3C94	\$ 0,788					\$ 0,788
NUCLEO	FERROXCUBE	E35/18/10-3C94	\$ 0,588					\$ 0,588
NUCLEO	FERROXCUBE	E30/15/7-3C94	\$ 0,376					\$ 0,376
CAPACITOR	EPCOS	B32923H3105	\$ 0,980	\$ 1,204	\$ 0,900			\$ 1,028
DIODO	Vishay	VSSA210-E3/G1T	\$ 0,209	\$ 0,143	\$ 0,162	\$ 0,157	\$ 0,239	\$ 0,182
DIODO	onsemi	MUR550APFRLG	\$ 0,352	\$ 0,267	\$ 0,574	\$ 0,312	\$ 0,476	\$ 0,396
DIODO	Diodes Inc.	MBR20100CT-G1	\$ 0,266	\$ 0,243	\$ 0,168	\$ 0,243	\$ 0,420	\$ 0,268
DIODO	Microchip	APT30DQ120BG	\$ 1,470	\$ 1,430	\$ 1,992	\$ 1,270	\$ 1,210	\$ 1,474
DIODO	onsemi	MUR260G	\$ 0,158	\$ 0,183	\$ 0,161	\$ 0,108	\$ 0,163	\$ 0,155
MOSFET	STMicroelectronics	STP110N10F7	\$ 1,163	\$ 1,200	\$ 1,200	\$ 1,396	\$ 1,210	\$ 1,234
MOSFET	Vishay	SI4090DY-T1-GE3	\$ 0,710	\$ 0,651	\$ 0,699	\$ 0,780	\$ 0,761	\$ 0,720
MOSFET	Diodes Inc.	DMT10H009LSS-13	\$ 0,507	\$ 0,451	\$ 0,506	\$ 0,493	\$	\$ 0,489
MOSFET	Infineon	IPB042N10N3G	\$ 2,900	\$ 1,605	\$ 1,802	\$ 2,900	\$ 1,430	\$ 2,127
DISSIPADOR	ATS	ATS-58001-C1-RO	\$ 19,951	\$ 22,450	\$ 24,700	\$ 20,530	\$ 20,837	\$ 21,694
DISSIPADOR	Wakefield-Vette	658-60AB	\$ 0,932	\$ 0,678	\$ 0,860	\$ 0,904	\$ 0,991	\$ 0,873
DISSIPADOR	Wakefield-Vette	658-35AB	\$ 0,786	\$ 0,700	\$ 0,763	\$ 0,850	\$ 0,721	\$ 0,764
DISSIPADOR	Wakefield-Vette	658-25AB	\$ 0,743	\$ 0,720	\$ 0,700	\$ 0,640	\$ 0,742	\$ 0,709
DISSIPADOR	Ohmite	VM1-038-1AE	\$ 2,547	\$ 2,840	\$ 2,420	\$ 2,540	\$ 2,420	\$ 2,553

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 1 MÓDULO					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MODULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E55/28/21-3C94	\$ 1,978			
INDUTOR	E55/28/21-3C94	\$ 1,978			
DIODO D1	MBR20100CT-G1	\$ 0,268			
DIODO D2	MBR20100CT-G1	\$ 0,268			
DIODO D3	APT30DQ120BG	\$ 1,474			
DIODO D4	APT30DQ120BG	\$ 1,474			
MOSFET 1	STP110N10F7	\$ 1,234			
MOSFET 2	STP110N10F7	\$ 1,234			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-35AB	\$ 0,764			
DISSIPADOR	VM1-038-1AE	\$ 2,553			
DISSIPADOR	VM1-038-1AE	\$ 2,553			
<b>TOTAL</b>			\$ 16,807	1	\$ 16,807

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 2 MÓDULOS					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MODULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E55/28/21-3C94	\$ 1,978			
INDUTOR	E42/21/20-3C94	\$ 1,106			
DIODO D1	MBR20100CT-G1	\$ 0,268			
DIODO D2	MBR20100CT-G1	\$ 0,268			
DIODO D3	MUR260G	\$ 0,155			
DIODO D4	MUR260G	\$ 0,155			
MOSFET 1	STP110N10F7	\$ 1,234			
MOSFET 2	STP110N10F7	\$ 1,234			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-60AB	\$ 0,873			
<b>TOTAL</b>			\$ 8,298	2	\$ 16,596

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 3 MÓDULOS					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MODULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E42/21/20-3C94	\$ 1,106			
INDUTOR	E42/21/15-3C94	\$ 0,916			
DIODO D1	VSSA210-E3/G1T	\$ 0,182			
DIODO D2	VSSA210-E3/G1T	\$ 0,182			
DIODO D3	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
DIODO D4	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
MOSFET 1	STP110N10F7	\$ 1,234			
MOSFET 2	STP110N10F7	\$ 1,234			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-35AB	\$ 0,764			
<b>TOTAL</b>			\$ 7,438	3	\$ 22,314

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 4 MÓDULOS					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MODULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E42/21/15-3C94	\$ 0,916			
INDUTOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
DIODO D1	VSSA210-E3/G1T	\$ 0,182			
DIODO D2	VSSA210-E3/G1T	\$ 0,182			
DIODO D3	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
DIODO D4	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
MOSFET 1	SI4090DY-T1-GE3	\$ 0,720			
MOSFET 2	SI4090DY-T1-GE3	\$ 0,720			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-35AB	\$ 0,764			
<b>TOTAL</b>			\$ 6,093	4	\$ 24,371

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 5 MÓDULOS					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MÓDULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
INDUTOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
DIODO D1	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D2	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D3	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
DIODO D4	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
MOSFET 1	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
MOSFET 2	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-25AB	\$ 0,709			
<b>TOTAL</b>			\$ 5,448	<b>5</b>	\$ <b>27,240</b>

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 6 MÓDULOS					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MÓDULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
INDUTOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
DIODO D1	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D2	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D3	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
DIODO D4	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
MOSFET 1	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
MOSFET 2	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-25AB	\$ 0,709			
<b>TOTAL</b>			\$ 5,448	<b>6</b>	\$ <b>32,687</b>

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 7 MÓDULOS					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MÓDULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
INDUTOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
DIODO D1	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D2	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D3	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
DIODO D4	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
MOSFET 1	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
MOSFET 2	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-25AB	\$ 0,709			
<b>TOTAL</b>			\$ 5,448	<b>7</b>	\$ <b>38,135</b>

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 8 MÓDULOS					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MÓDULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
INDUTOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
DIODO D1	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D2	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D3	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
DIODO D4	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
MOSFET 1	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
MOSFET 2	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-25AB	\$ 0,709			
<b>TOTAL</b>			\$ 5,448	<b>8</b>	\$ <b>43,583</b>

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 9 MÓDULOS					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MÓDULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
INDUTOR	E41/17/12-3C94	\$ 0,788			
DIODO D1	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D2	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D3	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
DIODO D4	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
MOSFET 1	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
MOSFET 2	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-25AB	\$ 0,709			
<b>TOTAL</b>			\$ 5,448	<b>9</b>	\$ <b>49,031</b>

CUSTO DE CONVERSOR FORWARD - 10 MÓDULOS					
COMPONENTE	MODELO	PREÇO COMPONENTE	PREÇO MODULAR	Nº MÓDULOS	PREÇO TOTAL
TRANSFORMADOR	E35/18/10-3C94	\$ 0,588			
INDUTOR	E35/18/10-3C94	\$ 0,588			
DIODO D1	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D2	VSSA210-E3/61T	\$ 0,182			
DIODO D3	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
DIODO D4	MUR550APFRLG	\$ 0,396			
MOSFET 1	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
MOSFET 2	DMT10H009LSS-13	\$ 0,489			
CAPACITOR	B32923H3105	\$ 1,028			
DISSIPADOR	658-25AB	\$ 0,709			
<b>TOTAL</b>			\$ 5,048	<b>10</b>	\$ <b>50,479</b>

## APÊNDICE D – CÓDIGO DE PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

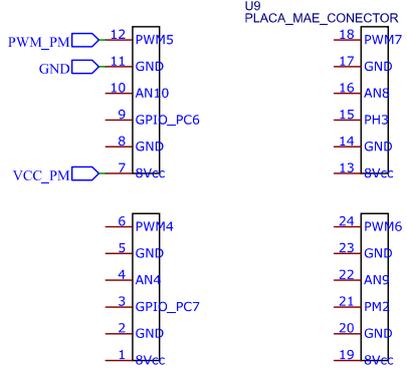
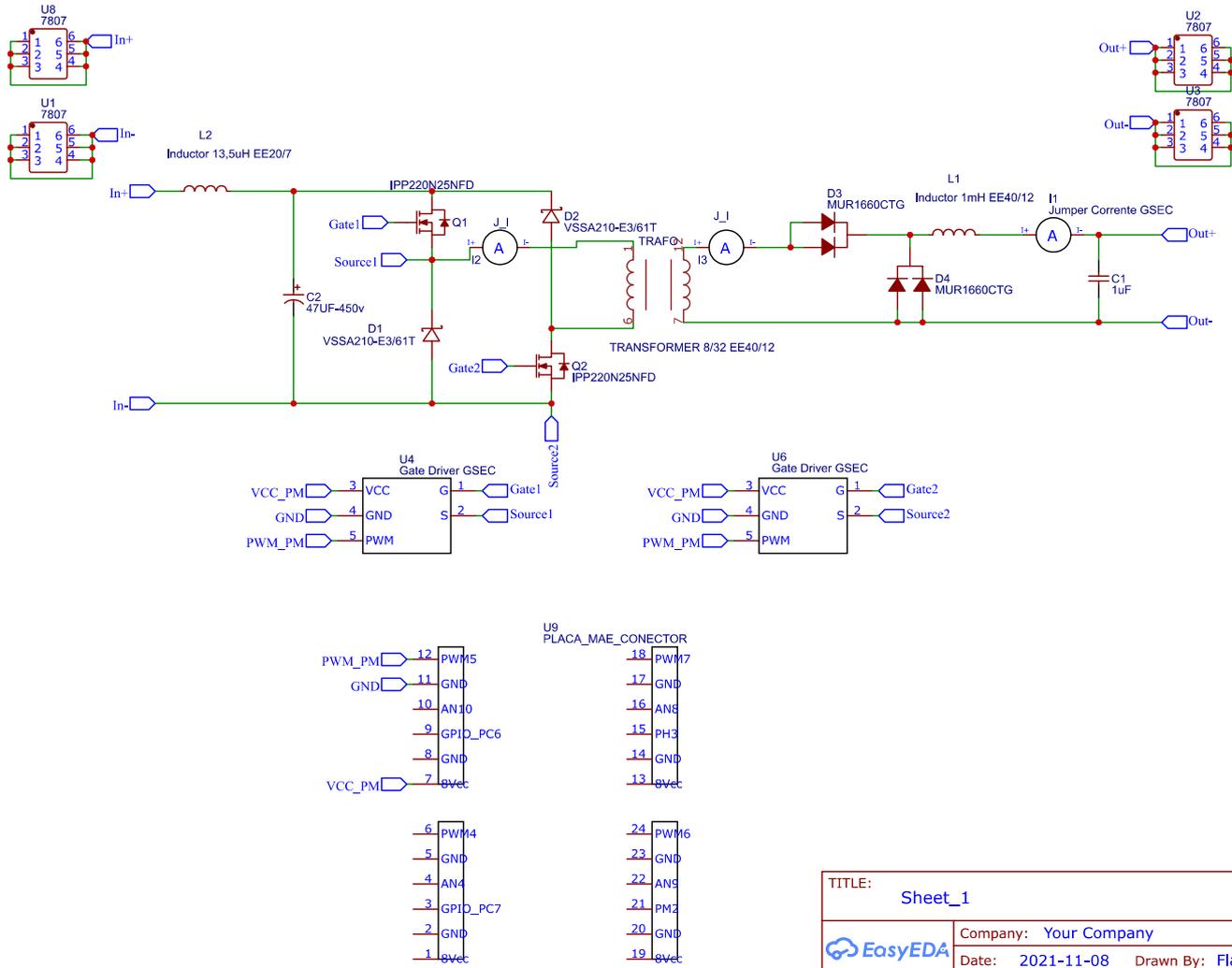
---

```
1  #include <stdint.h>
2  #include <stdbool.h>
3  #include "inc/hw_ints.h"
4  #include "inc/hw_memmap.h"
5  #include "inc/hw_types.h"
6  #include "driverlib/debug.h"
7  #include "driverlib/gpio.h"
8  #include "driverlib/pin_map.h"
9  #include "driverlib/sysctl.h"
10 #include "driverlib/pwm.h"
11
12 volatile uint32_t ui32Load = 0;
13 volatile float D = 0;
14 uint32_t pwm_frequency = 100000;
15 uint32_t ui32SysClkFreq;
16
17 void main()
18 {
19     float PWM_FREQ;
20     float CPU_FREQ;
21     float pwm_word;
22
23     PWM_FREQ = 100000; //100khz
24     CPU_FREQ = 120000000;
25     pwm_word = (1/PWM_FREQ)*CPU_FREQ;
26     ui32SysClkFreq = SysCtlClockFreqSet(
27     (SYSCTL_XTAL_25MHZ | SYSCTL_OSC_MAIN | SYSCTL_USE_PLL | SYSCTL_CFG_VCO_480)
28     , 120000000);
29     SysCtlDelay(50);
30     SysCtlPWMClockSet(SYSCTL_PWMDIV_1);
31     ui32Load = (ui32SysClkFreq/pwm_frequency) - 1;
32     D=0.4;
33     SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM0);
34     SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOG);
35     GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTG_BASE, GPIO_PIN_1);
36     GPIOPinConfigure(GPIO_PG1_MOPWM5);
37     PWMGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_2, PWM_GEN_MODE_UP_DOWN | PWM_GEN_MODE_DB_NO_SYNC);
38     PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_2, pwm_word);
39     PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_5, (D*ui32Load));
40     PWMOutputState(PWM0_BASE, PWM_OUT_5_BIT, true);
41     PWMGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_2);
42     while(1);
43 }
```

---

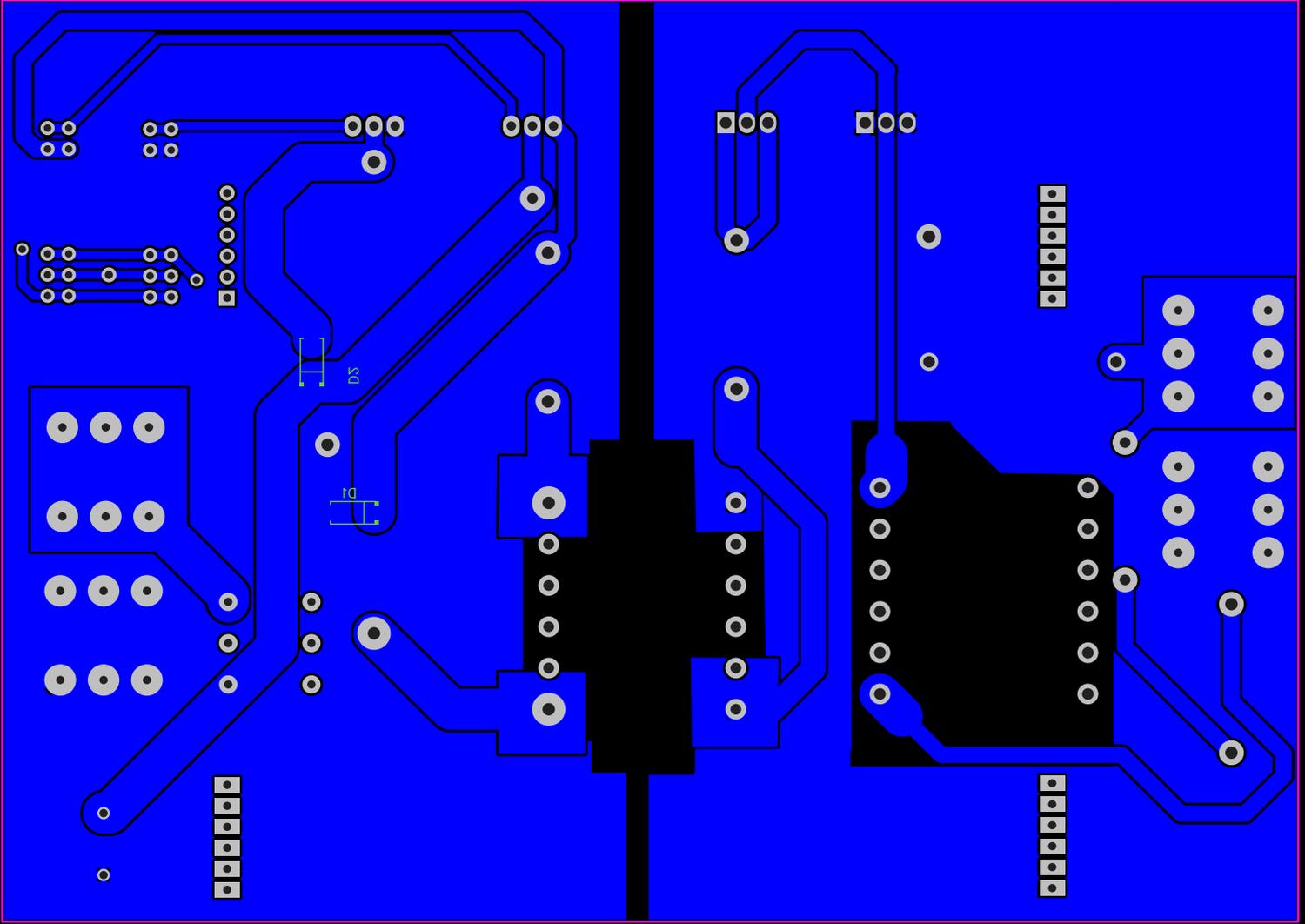
## APÊNDICE E – ESQUEMÁTICO E *LAYOUT* DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

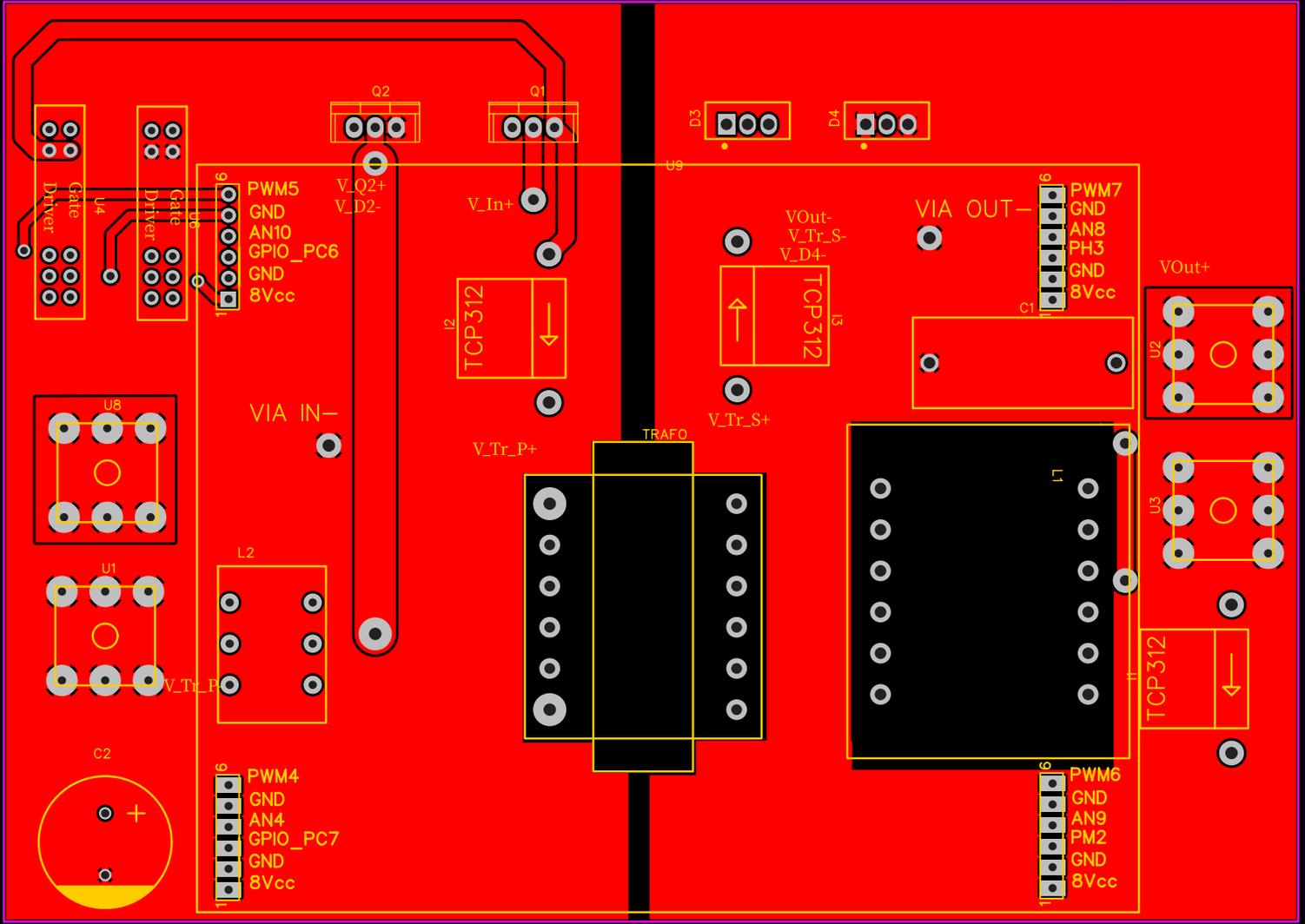
A seguir está apresentado o esquemático desenvolvido do conversor *Forward* duas chaves, com seu *layout* no *bottom* e *top* da placa de circuito impresso. Estes foram desenvolvidos no software *EasyEDA*.



TITLE: Sheet_1		REV: 1.0
Company: Your Company		Sheet: 1/1
Date: 2021-11-08	Drawn By: Flavio Tschöpke de Medeiros	



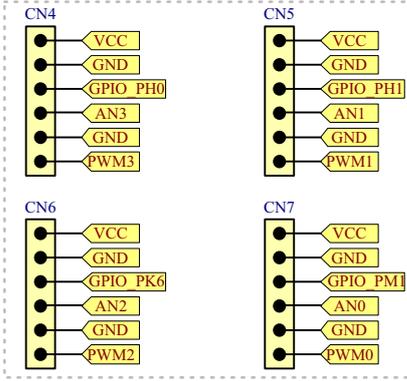




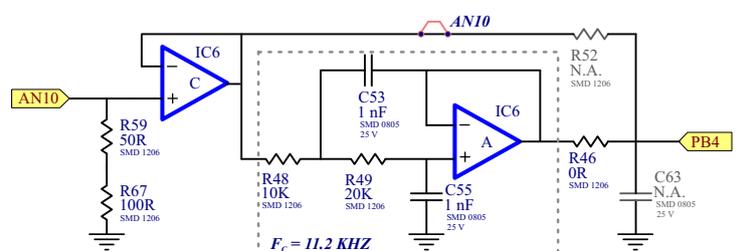
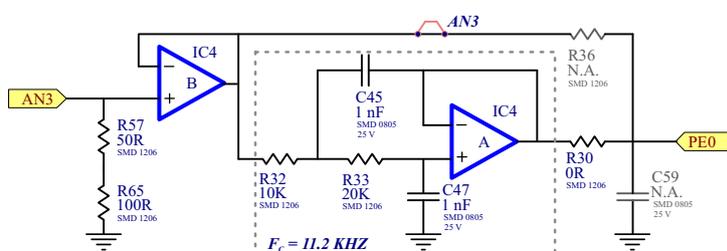
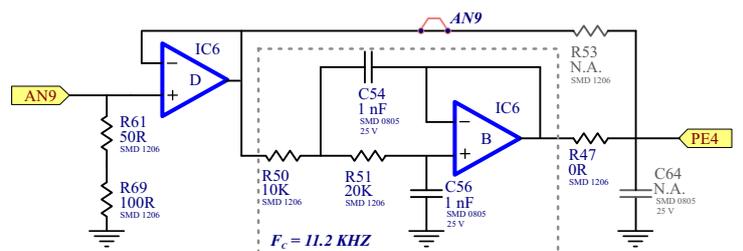
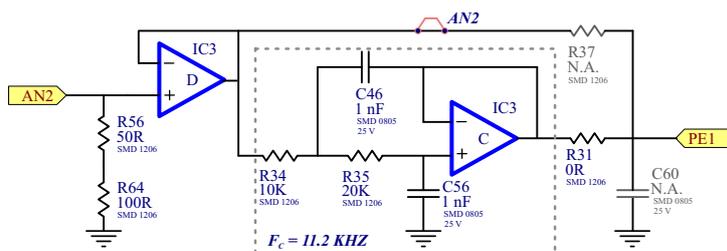
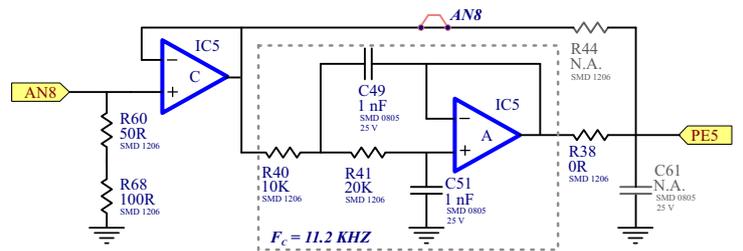
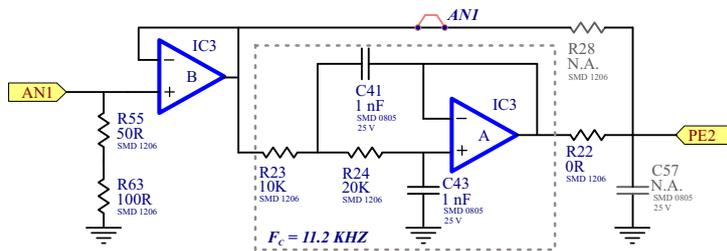
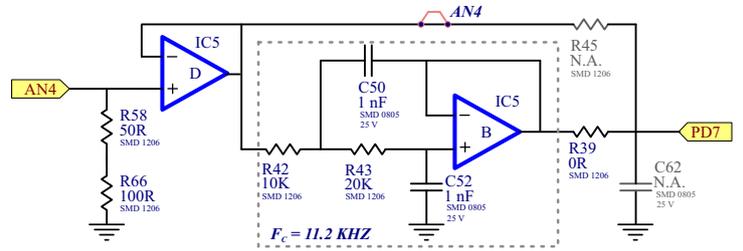
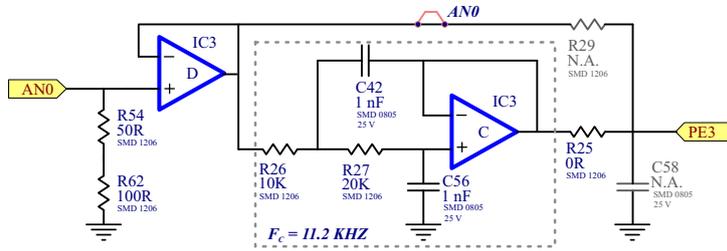
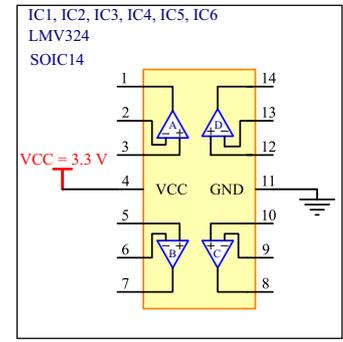
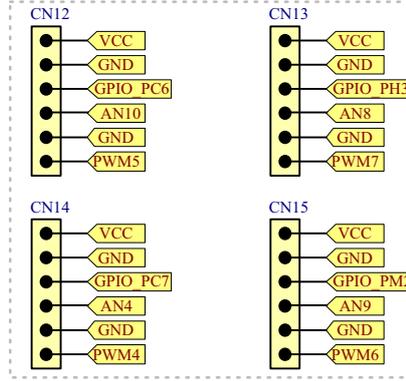
## **APÊNDICE F – ESQUEMÁTICO DA PLACA MÃE DE TESTES**

A seguir está apresentado o esquemático da placa mãe, disponibilizada no laboratório, para a realização dos testes do conversor proposto.

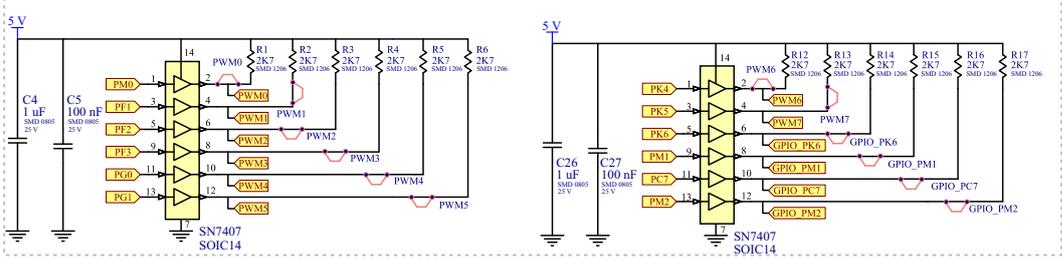
**CONECTOR TO POWER MODULE 1**



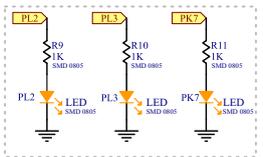
**CONECTOR TO POWER MODULE 2**



**DIGITAL BUFFER**



**PROGRAMMABLE FLAGS**

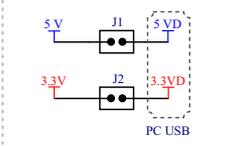
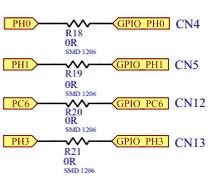


**MCU GPIO USED AS OUTPUT**

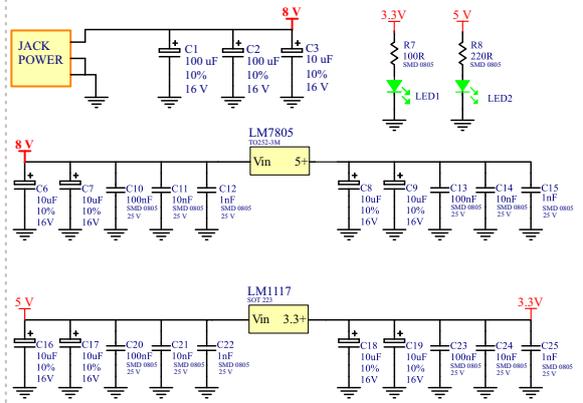
PK6 and PM1 are MCU GPIO used as output  
PC7 and PM2 are MCU GPIO used as output

**MCU GPIO USED AS INPUT**

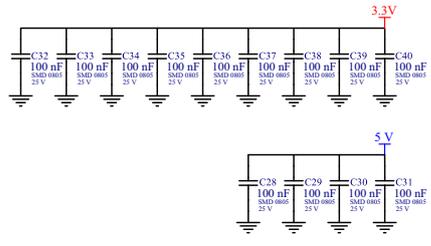
**SELECT MCU POWER SOURCE**



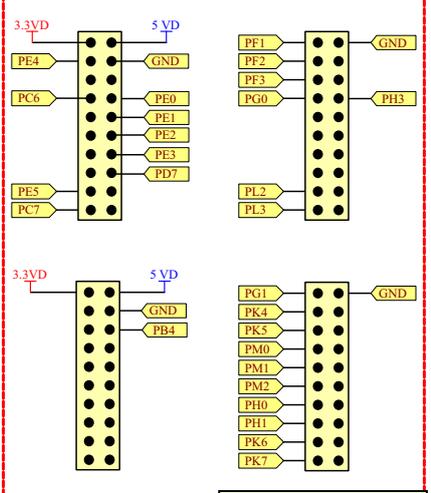
**CONTROL BOARD POWER SUPPLY**



**BYPASS CAPACITORS**

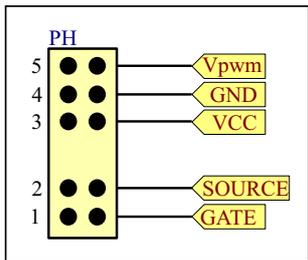


**TEXAS INSTRUMENTS LAUNCHPAD TM4C129XL**



## **APÊNDICE G – ESQUEMÁTICO DO *GATE DRIVER***

A seguir está apresentado o esquemático do circuito *Gate driver* isolado, disponibilizado no laboratório, para a geração dos sinais de comando dos MOSFETs.



Gate-driver module connector

