

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**BRUNO GOMES DE ASSIS**

**CARREGADOR DE BATERIAS DE ÍON-LÍTIO BASEADO NAS  
TOPOLOGIAS VOLTAGE SOURCE INVERTER (VSI) E BUCK**

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO**

**PONTA GROSSA**

**2021**

**BRUNO GOMES DE ASSIS** ✉

**CARREGADOR DE BATERIAS DE ÍON-LÍTIO BASEADO NAS  
TOPOLOGIAS VOLTAGE SOURCE INVERTER (VSI) E BUCK**

**LI-ION BATTERY CHARGER BASED ON VOLTAGE  
SOURCE INVERTER (VSI) AND BUCK TOPOLOGIES**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Júnior ✉

**PONTA GROSSA**

**2021**



Este Trabalho de Conclusão de Curso está licenciado sob uma Licença Creative Commons Atribuição 4.0 Internacional.

**BRUNO GOMES DE ASSIS**

**CARREGADOR DE BATERIAS DE ÍON-LÍTIO BASEADO NAS  
TOPOLOGIAS VOLTAGE SOURCE INVERTER (VSI) E BUCK**

Trabalho de Conclusão de Curso de  
Graduação apresentado como requisito  
para obtenção do título de Bacharel em  
Engenharia Elétrica da Universidade  
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 03/dezembro/2021

---

Eloi Agostini Junior  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

---

Fernanda Cristina Correa  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

---

Carlos Henrique Illa Font  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

**Ponta Grossa**

**2021**

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a minha mãe Elaine que batalhou duro, que me deu apoio e incentivo nas horas difíceis.

Ao meu pai Ricardo que nunca me desamparou nos momentos de dificuldades e necessidade.

À Adriene Paiva, minha esposa, que me fortaleceu, apoiou e incentivou durante todos esses anos e que sempre esteve ao meu lado nos meus melhores e piores momentos.

Ao meu professor e orientador Dr. Eloi Agostini Júnior pela orientação, apoio, confiança e paciência durante minha trajetória acadêmica.

Aos meus amigos que me incentivaram e estiveram sempre presentes durante esta trajetória, em especial a Eduardo Pacheco e Victor De Lucia que estiveram ao meu lado durante o desenvolvimento deste projeto.

Agradeço a todos os professores por me proporcionarem todo o conhecimento que possuo hoje.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte de minha formação, o meu muito obrigado.

Olhem de novo esse ponto. É aqui, é a nossa casa, somos nós. Nele, todos a quem ama, todos a quem conhece, qualquer um sobre quem você ouviu falar, cada ser humano que já existiu, viveram as suas vidas. O conjunto da nossa alegria e nosso sofrimento, milhares de religiões, ideologias e doutrinas econômicas confiantes, cada caçador e coletor, cada herói e covarde, cada criador e destruidor da civilização, cada rei e camponês, cada jovem casal de namorados, cada mãe e pai, criança cheia de esperança, inventor e explorador, cada professor de ética, cada político corrupto, cada "superestrela", cada "líder supremo", cada santo e pecador na história da nossa espécie viveu ali - em um grão de pó suspenso num raio de sol. (SAGAN, 1994)

## RESUMO

GOMES DE ASSIS, Bruno. **Carregador de baterias de Íon-Lítio baseado nas topologias Voltage Source Inverter (VSI) e Buck** . 2021. 142 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2021.

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor CA-CC com correção de fator de potência para carregamento de baterias de veículos elétricos. Com a alta exploração de combustíveis fósseis e os grandes riscos que esses proporcionam a saúde da população, os veículos elétricos vêm se tornando uma alternativa para a solução de alguns desses problemas. Justificado pela necessidade de se carregar um banco de bateria de um carro elétrico ou híbrido em corrente contínua com baixa distorção harmônica e alto fator de potência, o conversor escolhido é baseado nas topologias VSI (*Voltage Source Inverter*) e *Buck* contendo um barramento CC. São apresentados a metodologia do projeto, análise qualitativa e quantitativa, sistema de controle, formas de sincronismo com a rede elétrica e os resultados obtidos em simulações. Foram utilizados como parâmetros uma potência nominal de 5 kW, frequência de comutação de 50 kHz e banco de baterias de 50 kWh.

**Palavras-chave:** Carregador de Baterias. VSI. Buck. PLL.

## ABSTRACT

GOMES DE ASSIS, Bruno. **Li-Ion battery charger based on Voltage Source Inverter (VSI) and Buck topologies** . 2021. 142 p. Undergraduate Thesis (Bachelor's Degree in Electrical Engineering) — Federal University of Technology — Paraná, Ponta Grossa, 2021.

This work presents the study of an AC-DC converter with power factor correction for charging electric vehicle batteries. Due the widespread exploration of fossil fuels and the great risks that these provide to the population's health, electric vehicles have become an alternative to solving some of these problems. Justified by the need for charging a battery pack, the converter chosen is based on the VSI (Voltage Source Inverter) and *Buck* topologies containing a DC bus. The design methodology, qualitative and quantitative analysis, control system, forms of synchronism with the electrical grid and the results obtained in simulations are presented. A nominal power of 5 kW, switching frequency of 50 kHz and a battery pack of 50 kWh were used as parameters.

**Keywords:** Battery Charger. VSI. Buck. PLL.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Crescimento da demanda de petróleo por região (mb / d), 2017-18 . . . . .	17
Figura 2 – Vendas/emplacamentos de veículos elétricos (VEs) no Brasil . . . . .	19
Figura 3 – Carregador de baterias proposto por (BRADLEY, 1981) . . . . .	24
Figura 4 – Carregador de baterias proposto por (B.J. MASSERANT, 1997) . . . . .	25
Figura 5 – Carregador de baterias proposto por (K.W. KLONTZ, 1993) . . . . .	27
Figura 6 – Conversor <i>Boost</i> com ponte de completa de diodos . . . . .	28
Figura 7 – Conversor <i>Boost interleaved</i> . . . . .	29
Figura 8 – Corrente de entrada e corrente nos indutores de um conversor <i>Boost Interleaved</i> de (a) duas fases e (b) múltiplas fases . . . . .	30
Figura 9 – Conversor <i>Boost bridgeless</i> . . . . .	30
Figura 10 – Conversor VSI ( <i>Voltage Source Inverter</i> ) atuando como retificador . . . . .	31
Figura 11 – Conversor <i>Buck</i> . . . . .	33
Figura 12 – Conversor SEPIC . . . . .	34
Figura 13 – Conversor <i>Forward</i> com enrolamento desmagnetizante . . . . .	34
Figura 14 – Conversor <i>Push-Pull</i> . . . . .	35
Figura 15 – Conversor Meia-ponte . . . . .	36
Figura 16 – Conversor Ponte-completa . . . . .	36
Figura 17 – Bateria de Bagdá . . . . .	38
Figura 18 – Pilha de Daniell . . . . .	40
Figura 19 – Bateria de Chumbo-Ácido - (a) composição e (b) exemplo comercial . . . . .	42
Figura 20 – Bateria de Íon Lítio modelo 18650 . . . . .	42
Figura 21 – Design das células de baterias de Íon-Lítio: (a) cilíndrico, (b) prismático e (c) bolsa ou <i>pouch</i> . . . . .	43
Figura 22 – Associação em (a) série e (b) paralelo de baterias . . . . .	46
Figura 23 – Solda ponto modelo Sunkko 737G . . . . .	47
Figura 24 – Banco de baterias do Tesla S . . . . .	47
Figura 25 – Modelo elétrico simplificado . . . . .	49
Figura 26 – Modelo elétrico baseado em Thevenin . . . . .	50
Figura 27 – Modelo elétrico baseado em impedância . . . . .	50
Figura 28 – Modelo elétrico baseado em <i>runtime</i> . . . . .	50
Figura 29 – Método duplo nível de tensão . . . . .	52
Figura 30 – Método de carregamento CC-CV . . . . .	53
Figura 31 – Estágio de potência do carregador de baterias sob estudo . . . . .	56
Figura 32 – Conversor VSI . . . . .	57
Figura 33 – Modulação unipolar três níveis . . . . .	57
Figura 34 – Modulação bipolar dois níveis . . . . .	58
Figura 35 – Pulso de comando nos interruptores no semiciclo positivo . . . . .	59
Figura 36 – Primeira etapa de operação no semiciclo positivo . . . . .	60
Figura 37 – Segunda etapa de operação no semiciclo positivo . . . . .	60
Figura 38 – Terceira etapa de operação no semiciclo positivo . . . . .	61
Figura 39 – Quarta etapa de operação no semiciclo positivo . . . . .	62
Figura 40 – Tensões $V_x$ e $V_{Lg}$ no semiciclo positivo . . . . .	62
Figura 41 – Corrente $I_{Lg}$ no semiciclo positivo . . . . .	63
Figura 42 – Pulsos de comando dos interruptores no semiciclo negativo . . . . .	64
Figura 43 – Primeira etapa de operação do semiciclo negativo . . . . .	65
Figura 44 – Segunda etapa de operação do semiciclo negativo . . . . .	65



Figura 45 – Terceira etapa de operação do semiciclo negativo . . . . .	66
Figura 46 – Quarta etapa de operação do semiciclo negativo . . . . .	66
Figura 47 – Tensões $V_x$ e $V_{Lg}$ no semiciclo negativo . . . . .	67
Figura 48 – Resposta da Equação (48) para $M = 0,7$ e $M = 0,2$ . . . . .	71
Figura 49 – Onda senoidal em baixa e alta frequência . . . . .	72
Figura 50 – Potências sobre o capacitor de barramento $C_b$ . . . . .	76
Figura 51 – Corrente $I_{Cb}$ . . . . .	77
Figura 52 – Conversor <i>Buck</i> . . . . .	78
Figura 53 – Primeira etapa de operação do conversor <i>Buck</i> . . . . .	79
Figura 54 – Segunda etapa de operação do conversor <i>Buck</i> . . . . .	79
Figura 55 – Principais formas de onda do conversor <i>Buck</i> . . . . .	80
Figura 56 – Tensão e corrente sobre o capacitor $C_o$ do conversor <i>Buck</i> . . . . .	83
Figura 57 – Modulação e tensão $V_{Lg}$ do conversor VSI para o semiciclo positivo	88
Figura 58 – Evolução de uma função qualquer com ondulações . . . . .	88
Figura 59 – Potências sobre o capacitor de barramento $C_g$ . . . . .	91
Figura 60 – Malha de controle do conversor VSI . . . . .	93
Figura 61 – Resposta ao degrau unitário do sistema com o controlador $C_{Vb}$ . . . . .	94
Figura 62 – Resposta ao degrau unitário do sistema com o controlador $C_{Ib}$ . . . . .	96
Figura 63 – Diagrama de Bode da perturbação . . . . .	96
Figura 64 – Simulação no PSIM da resposta da malha de corrente $C_{Ib}$ . . . . .	97
Figura 65 – Tensão sobre o indutor $L_b$ do conversor <i>Buck</i> . . . . .	97
Figura 66 – Circuito de simulação da função de transferência da malha de corrente do conversor <i>Buck</i> . . . . .	99
Figura 67 – Validação da função de transferência da malha de corrente do conversor <i>Buck</i> . . . . .	99
Figura 68 – Circuito simplificado do <i>Buck</i> para análise da malha de tensão . . . . .	100
Figura 69 – Malha de controle do conversor <i>Buck</i> . . . . .	101
Figura 70 – Resposta ao degrau unitário do sistema com o controlador $C_{Vb}$ . . . . .	102
Figura 71 – Resposta ao degrau unitário do sistema com o controlador $C_{Ib}$ . . . . .	103
Figura 72 – Diagrama de blocos do PLL . . . . .	107
Figura 73 – Detector de fase do <i>PLL</i> . . . . .	107
Figura 74 – Diagrama completo do PLL . . . . .	109
Figura 75 – Simulação do circuito PLL . . . . .	109
Figura 76 – Simulação da tensão $V_{in}$ , $V_{pll}$ e $V_{comp}$ . . . . .	110
Figura 77 – Características técnicas do IGBT IHW40N65R5 . . . . .	115
Figura 78 – Características técnicas do MOSFET IPW65R090CFD7 . . . . .	115
Figura 79 – Características técnicas do diodo STTH30RQ06W . . . . .	116
Figura 80 – Esquemático de simulação do VSI no LTSpice . . . . .	117
Figura 81 – Pulsos de comando dos interruptores . . . . .	118
Figura 82 – Tensão e corrente no interruptor S1 . . . . .	119
Figura 83 – Tensão e corrente no interruptor S2 . . . . .	119
Figura 84 – Tensão e corrente no interruptor S3 . . . . .	120
Figura 85 – Tensão e corrente no interruptor S4 . . . . .	120
Figura 86 – Esquemáticos de simulação do <i>Buck</i> no LTSpice . . . . .	121
Figura 87 – Pulsos de comando, tensão $V_{Sb}$ e corrente $I_{Sb}$ do conversor <i>Buck</i> . . . . .	122
Figura 88 – Tensão $V_{Db}$ e corrente $I_{Db}$ do diodo $D_b$ . . . . .	122
Figura 89 – Corrente no indutor $I_{Lb}$ e tensão $V_{GS}$ . . . . .	123
Figura 90 – Tensão e corrente de saída do conversor <i>Buck</i> . . . . .	123

Figura 91 – Curvas de rendimento do retificador VSI, do <i>Buck</i> e do carregador de baterias em função da potência . . . . .	125
Figura 92 – Circuito de potência do carregador . . . . .	125
Figura 93 – Resultados da tensão de entrada $V_g$ e da corrente do indutor $L_g$ . . . . .	126
Figura 94 – Resultados da tensão do barramento CC. . . . .	127
Figura 95 – Resultados da tensão e corrente de saída do carregador de baterias. . . . .	127
Quadro 1 – Diferentes tecnologias de baterias, suas tensões nominais e custo . . . . .	44
Quadro 2 – Especificações da bateria Íon-Lítio L1R18650 da EEMB . . . . .	53

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Linha do tempo das baterias elétricas . . . . .	39
Tabela 2 – Características dos principais automóveis elétricos do mercado . . .	48
Tabela 3 – Especificações de projeto do carregador de baterias . . . . .	110
Tabela 4 – Esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor VSI . . . . .	115
Tabela 5 – Esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor <i>Buck</i> . . . . .	116
Tabela 6 – Rendimento do carregador de baterias em função da potência . . .	124
Tabela 7 – Comparação entre os resultados calculados e obtidos em simulação	128

## LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

### SIGLAS

CA-CC	Corrente alternada - Corrente contínua
CC	Corrente contínua
CC-CC	Corrente contínua - Corrente contínua
CC-CV	<i>Constant Current - Constant Voltage</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
NiFe	Níquel Ferro
PLL	<i>Phase-Locked Loops</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SEPIC	<i>Single-Ended Primary Inductor Converter</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
ZVS	Zero-Voltage-Switching

## LISTA DE SÍMBOLOS

### LETRAS LATINAS

$C_b$	Capacitor do barramento CC	[F]
$C_o$	Capacitor do conversor <i>Buck</i>	[F]
$D$	Razão cíclica	
$D_b$	Diodo do conversor <i>Buck</i>	
$I_o$	Corrente de saída do conversor <i>Buck</i>	[A]
$I_{C_o}$	Corrente do capacitor $C_o$ do conversor <i>Buck</i>	[A]
$I_{C_b}$	Corrente sobre o capacitor $C_b$	[A]
$I_{D1_{ef}}$	Corrente eficaz sobre os diodo D1 do conversor VSI	[A]
$I_{D1_{med}}$	Corrente média sobre os diodo D1 do conversor VSI	[A]
$I_{D2_{ef}}$	Corrente eficaz sobre os diodo D2 do conversor VSI	[A]
$I_{D2_{med}}$	Corrente média sobre os diodo D2 do conversor VSI	[A]
$I_{D3_{ef}}$	Corrente eficaz sobre os diodo D3 do conversor VSI	[A]
$I_{D3_{med}}$	Corrente média sobre os diodo D3 do conversor VSI	[A]
$I_{D4_{ef}}$	Corrente eficaz sobre os diodo D4 do conversor VSI	[A]
$I_{D4_{med}}$	Corrente média sobre os diodo D4 do conversor VSI	[A]
$I_{Lb_{med}}$	Corrente média do indutor $L_b$ do conversor <i>Buck</i>	[A]
$I_{Lg_p}$	Corrente de pico no indutor $L_g$	
$I_{Lg}$	Corrente no indutor $L_g$	
$I_{S1_{ef}}$	Corrente eficaz sobre os transistor S1 do conversor VSI	[A]
$I_{S1_{med}}$	Corrente média sobre os transistor S1 do conversor VSI	[A]
$I_{S2_{ef}}$	Corrente eficaz sobre os transistor S2 do conversor VSI	[A]
$I_{S2_{med}}$	Corrente média sobre os transistor S2 do conversor VSI	[A]
$I_{S3_{ef}}$	Corrente eficaz sobre os transistor S3 do conversor VSI	[A]
$I_{S3_{med}}$	Corrente média sobre os transistor S3 do conversor VSI	[A]
$I_{S4_{ef}}$	Corrente eficaz sobre os transistor S4 do conversor VSI	[A]
$I_{S4_{med}}$	Corrente média sobre os transistor S4 do conversor VSI	[A]
$I_{Sb_{(ef)}}$	Corrente eficaz do transistor (MOSFET) $S_b$ do conversor <i>Buck</i>	[A]
$I_{Sb_{(med)}}$	Corrente média do transistor (MOSFET) $S_b$ do conversor <i>Buck</i>	[A]
$L_b$	Indutor do conversor <i>Buck</i>	[H]
$L_g$	Indutor do do conversor VSI	[H]
$M$	Índice de modulação do conversor VSI	[V]
$P_o$	Potência de saída	[W]
$P_{in}$	Potência de entrada	[W]
$R_o$	Resistência séria da bateria	[ $\Omega$ ]
$S_1$	Interruptor (IGBT) 1 do conversor VSI	
$S_2$	Interruptor (IGBT) 2 do conversor VSI	
$S_3$	Interruptor (IGBT) 3 do conversor VSI	
$S_4$	Interruptor (IGBT) 4 do conversor VSI	
$S_b$	Interruptor do conversor <i>Buck</i>	
$T_s$	Período	[s]
$V_b$	Tensão do barramento CC	[V]
$V_g$	Tensão da rede elétrica na entrada do VSI	[V]

$V_x$	Tensão interna do conversor VSI	[V]
$V_{C_o}$	Tensão do capacitor $C_o$ do conversor <i>Buck</i>	[V]
$V_{gp}$	Tensão de pico da entrada do VSI	[V]
$V_{L_g}$	Tensão no indutor $L_g$	[V]

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>17</b>
1.1	DELIMITAÇÃO DO TEMA	17
1.2	PROBLEMA	20
1.3	HIPÓTESE	20
1.4	OBJETIVOS	20
1.4.1	Objetivo Geral	20
1.4.2	Objetivo Específico	21
1.5	JUSTIFICATIVA	21
1.6	MÉTODO DA PESQUISA	22
1.7	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	22
<b>2</b>	<b>REVISÃO DA LITERATURA</b>	<b>24</b>
2.1	CARREGADORES DE BATERIAS - ALGUMAS DAS SOLUÇÕES PROPOSTAS	24
2.1.1	Carregador proposto por (BRADLEY, 1981)	24
2.1.2	Carregador proposto por (B.J. MASSERANT, 1997)	25
2.1.3	Carregador proposto por (K.W. KLONTZ, 1993)	26
2.2	POSSÍVEIS CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS PARA UTILIZAÇÃO NO PRIMEIRO ESTÁGIO DO CARREGADOR DE BATERIAS	27
2.2.1	Conversor <i>Boost</i>	27
2.2.2	Conversor <i>Boost interleaved</i>	28
2.2.3	Conversor <i>Boost bridgeless</i>	29
2.2.4	Conversor VSI ( <i>Voltage Source Inverter</i> ) atuando como retificador	31
2.3	POSSÍVEIS CONVERSORES CC-CC MONOFÁSICOS PARA UTILIZAÇÃO NO SEGUNDO ESTÁGIO DO CARREGADOR DE BATERIAS	32
2.3.1	Conversor <i>Buck</i>	32
2.3.2	Conversor SEPIC	33
2.3.3	Conversor <i>Forward</i>	34
2.3.4	Outros conversores isolados para o segundo estágio	35
2.4	CONCLUSÃO	36
<b>3</b>	<b>BATERIAS ELÉTRICAS</b>	<b>38</b>
3.1	HISTÓRIAS DAS BATERIAS ELÉTRICAS	38
3.1.1	Princípio de funcionamento das baterias	39
3.1.2	Baterias de Chumbo-Ácido	41
3.1.3	Baterias de Íon-Lítio	42
3.1.4	Associações de baterias	46
3.2	MODELO MATEMÁTICO DAS BATERIAS	48
3.3	MÉTODOS DE CARREGAMENTO	51
3.3.1	Método duplo nível de tensão para carregamento de baterias de chumbo-ácido	51
3.3.2	Método CC-CV para carregamento de baterias de Íon-Lítio	52
3.3.3	Banco de baterias proposto	52
3.3.4	Potência do carregador de baterias	54
3.4	CONCLUSÃO	55
<b>4</b>	<b>ANÁLISE ESTÁTICA DOS CONVERSORES VSI E <i>BUCK</i></b>	<b>56</b>

4.1	ANÁLISE DO CARREGADOR DE BATERIAS SOB ESTUDO . . . . .	56
4.1.1	Análise do Conversor VSI atuando como retificador . . . . .	56
4.1.1.1	Semiciclo positivo da tensão de entrada . . . . .	58
4.1.1.2	Semiciclo negativo da tensão de entrada . . . . .	64
4.1.1.3	Dimensionamento do Indutor $L_g$ . . . . .	67
4.1.1.4	Dimensionamento dos interruptores . . . . .	71
4.1.1.5	Dimensionamento do capacitor de barramento $C_b$ . . . . .	76
4.1.2	Análise do Conversor <i>Buck</i> . . . . .	78
4.1.2.1	Modos de operação do <i>Buck</i> em MCC . . . . .	79
4.1.2.2	Equacionamento do conversor <i>Buck</i> . . . . .	80
4.1.2.3	Dimensionamento do indutor $L_b$ . . . . .	82
4.1.2.4	Dimensionamento do capacitor $C_o$ . . . . .	83
4.1.2.5	Dimensionamento do interruptor $S_b$ . . . . .	84
4.1.2.6	Dimensionamento do diodo $D_b$ . . . . .	85
4.2	CONCLUSÃO . . . . .	86
<b>5</b>	<b>ANÁLISE DINÂMICA DOS CONVERSORES VSI E BUCK . . . . .</b>	<b>87</b>
5.1	ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR VSI ATUANDO COMO RETIFICADOR . . . . .	87
5.1.1	Malha de corrente . . . . .	87
5.1.2	Malha de tensão . . . . .	90
5.1.3	Malha de controle do conversor VSI . . . . .	93
5.1.3.1	Controlador PI da malha de tensão . . . . .	94
5.1.3.2	Controlador PI da malha de corrente . . . . .	95
5.2	ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR <i>BUCK</i> EM MCC . . . . .	97
5.2.1	Malha de corrente . . . . .	98
5.2.2	Malha de tensão . . . . .	100
5.2.3	Malha de controle do conversor <i>Buck</i> . . . . .	101
5.2.3.1	Controlador PI da malha de tensão . . . . .	102
5.2.3.2	Controlador PI da malha de corrente . . . . .	103
5.3	CONCLUSÃO . . . . .	103
<b>6</b>	<b>PROJETO DO CONVERSOR . . . . .</b>	<b>105</b>
6.1	DISTORÇÕES DA REDE ELÉTRICA . . . . .	105
6.2	HARMÔNICOS E FATOR DE POTÊNCIA . . . . .	106
6.3	<i>PHASE-LOCKED LOOPS</i> (PLL) . . . . .	106
6.3.1	Simulações do PLL . . . . .	109
6.4	PROJETO DO CONVERSOR . . . . .	109
6.4.1	Projeto do conversor VSI . . . . .	110
6.4.1.1	Cálculo da indutância $L_g$ . . . . .	110
6.4.1.2	Cálculo do capacitor de barramento $C_b$ . . . . .	111
6.4.1.3	Cálculo dos esforços sobre os interruptores . . . . .	111
6.4.2	Projeto do conversor <i>Buck</i> . . . . .	112
6.4.2.1	Cálculo do indutor $L_b$ . . . . .	113
6.4.2.2	Cálculo da capacitância $C_o$ . . . . .	113
6.4.2.3	Cálculos dos esforços sobre o interruptor $S_b$ . . . . .	113
6.4.2.4	Cálculos dos esforços sobre o diodo $D_b$ . . . . .	114
6.4.3	Escolha dos componentes para a simulação . . . . .	114
6.5	CONCLUSÃO . . . . .	116



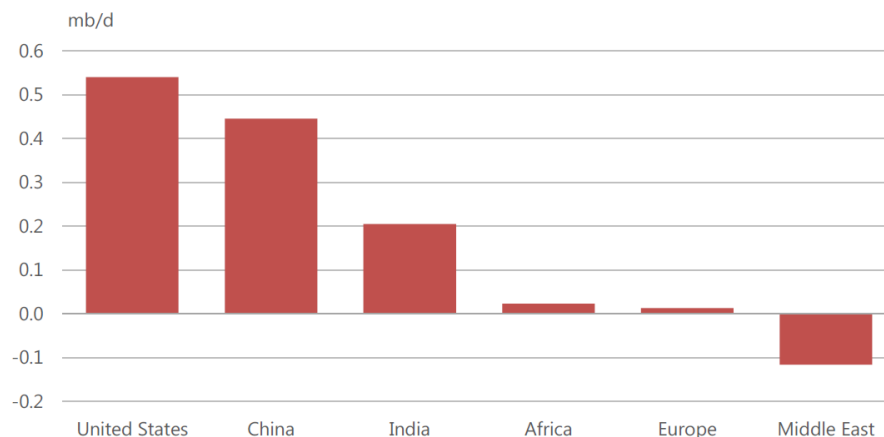
<b>7</b>	<b>SIMULAÇÕES DO CARREGADOR EM ESTUDO . . . . .</b>	<b>117</b>
7.1	SIMULAÇÃO DOS ESTÁGIOS RETIFICADOR E CC-CC NO LTSPICE	117
7.1.1	Retificador VSI . . . . .	117
7.1.2	Conversor <i>Buck</i> . . . . .	121
7.1.3	Rendimento dos conversores sob estudo . . . . .	123
7.2	SIMULAÇÃO DO CARREGADOR COMPLETO DO PSIM . . . . .	124
7.3	CONCLUSÃO . . . . .	128
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>129</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>132</b>
	<b>ANEXO A – ANEXOS . . . . .</b>	<b>136</b>
	<b>ÍNDICE REMISSIVO . . . . .</b>	<b>142</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Atualmente, a maioria dos veículos utilizam combustível fóssil como fonte energética. Desde 1973 o consumo de petróleo vem crescendo cada vez mais, tornando os grandes países dependentes da vasta exploração desse recurso (BARAN, 2012). Estudos da *International Energy Agency* (IEA, 2019) mostram a ocorrência de um crescimento de 1,3% da demanda global por petróleo, liderados principalmente pelas grandes potências econômicas como Estados Unidos e China. Além disso, o consumo de energia global aumentou, em 2018, quase o dobro da taxa média de crescimento desde 2010, impulsionado, principalmente, por uma economia global robusta que necessita, ano após ano, de maiores quantidades de energia.

**Figura 1 – Crescimento da demanda de petróleo por região (mb / d), 2017-18**



**Fonte: IEA (2019).**

O consumo de petróleo por região, entre os anos de 2017 e 2018, representado na Figura 1, mostra que nesse período, houve o crescimento da utilização do petróleo como fonte de energia, principalmente nos países industrializados.

A ampla queima de combustível fóssil como o diesel e a gasolina, emitem gases e vapores como o Dióxido de Carbono, o Monóxido de Carbono, Óxidos Nítricos, Dióxido de Nitrogênio, Óxidos Sulfurosos, e diversos hidrocarbonetos que causam não só a poluição do meio ambiente como também problemas de saúde na população, como: problemas respiratórios, doenças cardiovasculares, perda de memória, entre outros (GUIMARÃES, 2004).

Outras pesquisas como a apresentada por (CLÍNICAS UNICAMP, 2012) relatam o fator cancerígeno da fumaça expelida pelos motores a diesel, além de ser um fator importante nos casos de asma.

A introdução dos carros elétricos e híbridos no mundo vem solucionar alguns dos problemas apresentados, como a diminuição do uso de petróleo como fonte energética, a atenuação das emissões de gases poluentes, além de proporcionarem maior eficiência energética e manutenções mais fáceis e menos frequentes. Dessa forma, aliado à crescente conscientização dos problemas climáticos do mundo, países vêm investindo em políticas de diminuição e até restrição de emissões de gases de efeito estufa, adotando tecnologias de baixo carbono (ALTOS ESTUDOS, 2010).

Para os veículos híbridos, aqueles que utilizam motores a combustão e elétrico em conjunto, as emissões são restritas a apenas quando o motor a combustão está operando. Já os totalmente elétricos, as emissões de gases de efeito estufa é nula em sua utilização, sendo ainda mais silenciosos que os automóveis convencionais (BARAN, 2012).

No Brasil, os carros elétricos estão ganhando espaço no mercado automobilístico, mas se deparam com barreiras como os problemas energéticos e custo de implementação e aquisição, como mostra a pesquisa do INAE (Instituto Nacional de Altos Estudos) (ALTOS ESTUDOS, 2010).

A Associação Brasileira do Veículo Elétrico (ABVE) mostra que no Brasil, as vendas de veículos eletrificados em 2020 tiveram um aumento de 66,5% em relação a 2019, chegando, pela primeira vez, a 1% do mercado total de veículos (ABVE, 2021). A Figura 2 apresenta o número de vendas/emplacamento de veículos elétricos no Brasil de 2012 a 2020. Enquanto 2012 o número foi de 117 veículos, em 2020 tiveram 19745 veículos, representando um aumento de mais de 16800%.

Um dos desafios da implementação dos veículos elétricos é a bateria e como carregá-la de forma rápida e eficiente. Enquanto um motorista necessita de cerca de 2 a 5 minutos para encher o tanque de seu carro à combustão, um carro elétrico não pode receber uma recarga total de suas baterias nesse intervalo de tempo, visto que existem alguns limitantes nesse processo, que serão melhor explicados nos capítulos seguintes.

As baterias de veículos elétricos são, em sua maioria, construídas com íon-lítio pela vantagem de oferecerem maior capacidade de energia em um menor volume e

Figura 2 – Vendas/emplacamentos de veículos elétricos (VEs) no Brasil

Vendas/emplacamentos de veículos elétricos (VEs) no Brasil													
2012 a dezembro 2020													
	Jan	Fev	Mar	Abr	Mai	Jun	Jul	Ago	Set	Out	Nov	Dez	Total Ano
2012	9	16	7	3	13	23	5	3	2	2	18	16	117
2013	45	22	53	50	12	29	65	45	23	39	52	56	491
2014	93	61	65	53	94	52	61	79	71	53	87	86	855
2015	72	56	61	73	72	74	74	100	82	55	65	62	846
2016	58	64	60	137	41	91	48	59	79	93	159	202	1091
2017	178	157	227	176	208	238	268	627	384	243	240	350	3296
2018	272	254	367	367	302	382	262	262	286	405	374	437	3970
2019	370	287	336	290	357	716	960	867	1264	1989	2013	2409	11858
2020	1568	2053	1570	442	601	1334	1668	1943	2113	2273	2231	1949	19745
TOTAL													42269

FONTE: Renavam/Anfavea/ABVE.

VEs=veículos híbridos não plug-in (HEV) + veículos híbridos plug-in (PHEV) + veículos elétricos 100% a bateria (BEV). Automóveis e comerciais leves. Exclui ônibus, caminhões, motos e levíssimos.

Fonte: ABVE (2021).

massa, qualidades primordiais para o ramo automobilístico, quando comparadas com as tradicionais baterias de chumbo-ácido.

Para carregar as baterias é necessário utilizar um carregador apropriado, que consiste em um conversor eletrônico que realiza o tratamento da energia da rede para entregar níveis de tensão e corrente adequados às baterias. Os carregadores para veículos elétricos e híbridos *plug-in* (maior grau de hibridização) são classificados em duas categorias: *on-board* e *off-board* com unidirecionalidade ou bidirecionalidade do fluxo de potência (MURAT YILMAZ, 2013). Os carregadores *on-board* estão situados dentro dos carros e por esse motivo possuem algumas limitações quanto a massa, tamanho e velocidade de carregamento. Já os carregadores *off-board* ficam em postos de abastecimento pelo fato de serem mais volumosos e com capacidades de carregamento para baterias de maior potência. Carregadores unidirecionais permitem apenas o carregamento das baterias enquanto os bidirecionais permitem que as baterias forneçam energia para rede, estratégia para que o automóvel possa ajudar o Sistema

Elétrico de Potência a suprir a demanda de energia em horários de pico, além de poder compensar reativos na rede e funcionar como filtro ativo (C. G. BIANCHIN R. DEMONTI, 2015).

Diante desse cenário, o presente trabalho tem como objetivo estudar uma topologia para carregamento de baterias *off-board* de carros totalmente elétricos.

## 1.2 PROBLEMA

Os carregadores de baterias para carros elétricos precisam ser eficientes, de baixo volume e massa e possuem alta densidade de potência. Além disso, devem garantir baixa distorção harmônica de corrente de forma a diminuir os impactos na rede elétrica e possuir um alto fator de potência a fim de maximizar a utilização da potência da rede (MURAT YILMAZ, 2013). O problema de engenharia a ser resolvido é a análise e projeto de um conversor CA-CC com correção de fator de potência para carregamento de baterias de carros elétricos.

## 1.3 HIPÓTESE

Este trabalho tem como premissa o emprego das topologias VSI (*Voltage Switch Inverter*) atuando como retificador e *Buck* para carregamentos de baterias de Íon-Lítio, utilizando o modo de carregamento CC-CV (Corrente constante - Tensão constante). Essa é uma proposta promissora para suprir os níveis de tensão e corrente da bateria, além de proporcionar a correção do fator de potência.

## 1.4 OBJETIVOS

### 1.4.1 Objetivo Geral

O trabalho tem como objetivo geral estudar as topologias VSI como retificador e *Buck* para carregamento de baterias *off-board* de carros totalmente elétricos de 50 kWh de capacidade energética utilizando o modo de carregamento CC-CV (corrente constante - tensão constante), com correção de fator de potência, frequência de comutação de 50 kHz e potência nominal de 5 kW.

Devido às dificuldades de implementação ocasionadas pela pandemia da COVID-19, apenas as simulações serão mostradas, ficando, para trabalhos futuros, a implementação em laboratório do carregador.

#### 1.4.2 Objetivo Específico

Os objetivos específicos são:

- Revisar os conceitos teóricos dos conversores VSI como retificador e *Buck*;
- Apresentar os conceitos eletroquímicos das baterias assim como suas formas de modelamento e carregamento;
- Analisar qualitativamente e quantitativamente as topologias VSI e *Buck*;
- Realizar a análise dinâmica do conversor para implementação de um sistema de controle de acordo com o método de carregamento CC-CV;
- Revisar as formas de sincronismo com a rede elétrica com a implementação de um PLL (*Phase Locked Loop*);
- Validar os equacionamentos matemáticos através de simulações em malha fechada utilizando o programa PSIM e em malha aberta utilizando o programa LTSpice;

#### 1.5 JUSTIFICATIVA

A grande utilização de combustíveis fósseis como fonte energética dos automóveis vem provocando grandes problemas ambientais e de saúde para a humanidade. O emprego dos carros elétricos e híbridos vem para mitigar alguns desses problemas como a diminuição de emissões de carbono à atmosfera.

O estudo de carregadores de baterias para veículos eletrificados é primordial para o avanço tecnológico desta área. Assim, os carregadores se tornam, dia após dia, mais eficientes, mais robustos, permitindo um carregamento mais veloz das baterias.

Portanto, esse trabalho é importante não somente para a divulgação e conhecimento acadêmico, mas também para o meio social e ambiental.

## 1.6 MÉTODO DA PESQUISA

Para o desenvolvimento do carregador de baterias foi realizado, primeiramente, os estudos dos conversores presentes na literatura para melhor compreensão das técnicas utilizadas atualmente. Em seguida, foram efetuados os estudos das baterias elétricas e suas formas de modelamento e carregamento com objetivo de compreender as características eletroquímicas das baterias e como carregá-las de forma segura e eficiente. Após, foram realizadas as análises matemáticas dos conversores VSI e *Buck*. Posteriormente, as análises dinâmicas dos conversores para implementação de malhas de controle foram estudadas e implementadas. Por fim, o carregador foi simulado para comprovação do funcionamento e dos equacionamentos.

## 1.7 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O segundo capítulo traz a revisão bibliográfica contendo as principais topologias encontradas na literatura para carregamento de baterias.

No terceiro capítulo estão apresentados um breve histórico das baterias elétricas, as principais tecnologias existentes de baterias, a modelagem elétrica das células e os métodos de carregamento mais utilizados de acordo com a tecnologia escolhida.

No quarto capítulo são realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor em estudo.

O quinto capítulo traz a análise dinâmica dos conversores durante o regime transitório com o projeto de malhas de controle e seus respectivos compensadores.

O sexto capítulo mostra como pode ser realizado o sincronismo com a rede elétrica e quais as importâncias dessa implementação no conversor proposto. Traz também as simulações da aplicação de um PLL.

O projeto do conversor para simulação assim como as escolhas dos componentes são mostradas no sétimo capítulo.

No oitavo capítulo são apresentadas as simulações utilizando os programas PSIM e LTSpice para comprovação do funcionamento do carregador. Também apresenta-se uma comparação entre os valores calculados e encontrados em simulação para confirmar os equacionamentos matemáticos.

Por fim, o nono capítulo mostra as conclusões tiradas do estudo assim como

os trabalhos futuros.



## 2 REVISÃO DA LITERATURA

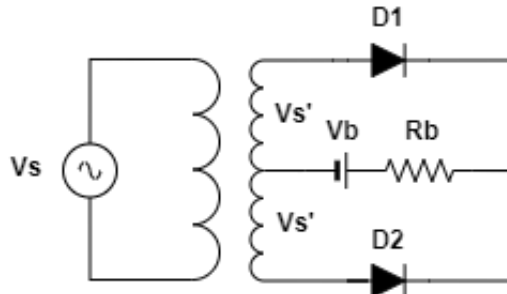
Neste capítulo serão apresentadas as principais tecnologias de carregamento de baterias presentes na literatura. O objetivo é embasar o trabalho e apresentar ao leitor diferentes técnicas utilizadas pelos pesquisadores para resolverem o problema de carregamento de baterias elétricas.

### 2.1 CARREGADORES DE BATERIAS - ALGUMAS DAS SOLUÇÕES PROPOSTAS

#### 2.1.1 Carregador proposto por (BRADLEY, 1981)

Uma das primeiras soluções para os carregamentos de baterias foi apresentada por (BRADLEY, 1981). A topologia é bastante simplificada, contendo um transformador de baixa frequência com um *tap* central, dois diodos e a bateria, representada por uma fonte de tensão em série com uma resistência, como mostra a Figura 3.

**Figura 3 – Carregador de baterias proposto por (BRADLEY, 1981)**



**Fonte: (BRADLEY, 1981).**

No circuito, quando a tensão de entrada  $V_s$  é positiva, o diodo  $D1$  conduz enquanto  $D2$  permanece bloqueado. Já no semiciclo negativo de  $V_s$ , ocorre o inverso,  $D1$  bloqueia e  $D2$  conduz, produzindo, dessa forma, uma tensão contínua sobre a carga. A presença do transformador permite a adequação dos níveis de tensão entre a rede e a célula da bateria, bastando escolher adequadamente a quantidade de enrolamentos do primário e dos dois secundários. Sendo  $N_p$  o número de enrolamentos do primário e  $N_s$  o número de enrolamentos do secundário, a tensão do secundário é dita pela Equação (1).

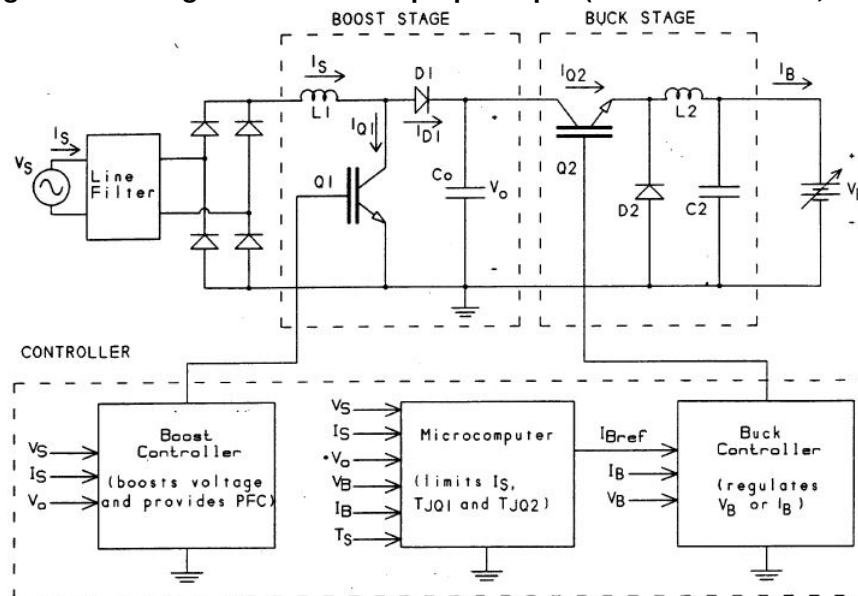
$$V_s = \frac{N_s}{N_p} \cdot V_p \quad (1)$$

A ideia é adequar os níveis de tensão com um transformador aplicando uma tensão contínua à carga. Parece muito simplificado, mas a proposta de implementar tecnologias para carregamento de baterias de carros elétricos para a época foi bastante revolucionária. Já haviam pensadores com o propósito de alterar a fonte energética dos veículos com intuito de reduzir as emissões de gases poluentes promovidos pela queima interna do combustível fóssil. No entanto, a topologia não apresenta controle dinâmico dos níveis de corrente e tensão, necessários para o carregamento adequado das baterias, além de não permitir a correção do fator de potência.

### 2.1.2 Carregador proposto por (B.J. MASSERANT, 1997)

A topologia proposta por (B.J. MASSERANT, 1997) é muito similar com a que será discutida e analisada neste trabalho. A Figura 4 mostra a arquitetura proposta. Trata-se de um conversor monofásico de dois estágios, os quais foram chamados pelo autor de "estágio *Boost*" e "estágio *Buck*".

**Figura 4 – Carregador de baterias proposto por (B.J. MASSERANT, 1997)**



**Fonte: (B.J. MASSERANT, 1997).**

O circuito, alimentado pela rede, possui uma ponte retificadora de onda completa para retificar a tensão de entrada. O estágio *Boost* realiza a elevação do nível de tensão de 127 V ou 220 V de uma rede elétrica convencional, para 400 V contínuos. Além disso, esse estágio também promove a correção do fator de potência. Já o estágio

*Buck* é responsável pelo controle de corrente e tensão de carregamento das baterias, possuindo uma malha de controle que estabelece os valores de  $V_b$  e  $I_b$ .

Todo o sistema de controle é realizado por um microcontrolador, que recebe os sinais analógicos do circuito, sendo eles: a tensão de entrada  $V_s$ , a corrente de entrada  $I_s$ , a tensão do barramento CC  $V_o$  (resultado do estágio *Boost*), a tensão da bateria  $V_b$ , a corrente da bateria  $I_b$  e a temperatura do dissipador de calor  $T_s$ ; e os utilizam como parâmetros para alterar a comutação das chaves semicondutoras modificando a dinâmica do conversor.

Com o objetivo de fornecer a maior quantidade de corrente possível para as baterias, de forma a carregá-las mais rapidamente, os únicos parâmetros limitantes são: a corrente de entrada  $I_s$  e a temperatura das junções dos IGBTs. Para isso, o autor utiliza um controle de malha fechada no qual limita as temperaturas de junção para não excederem os valores máximos, alcançando, ao final, uma diminuição de 26% no tempo de recarga de baterias do tipo *NiFe*.

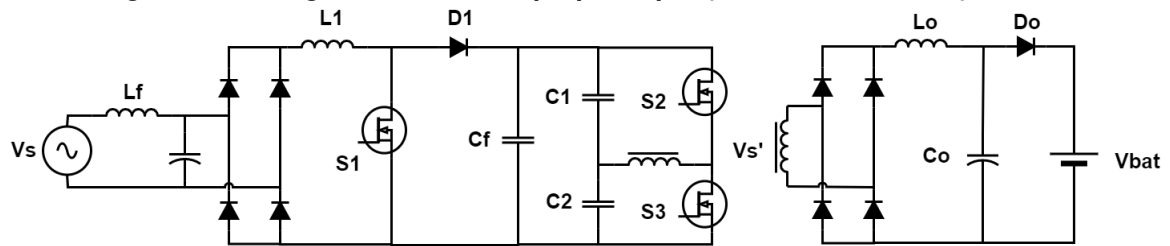
A dinâmica de controle do sistema se inicia com a medição da corrente  $I_s$ . Se o valor da corrente for maior que  $I_{SMAX}$  então a referência  $I_{Bref}$  é diminuída. Caso contrário, o sistema mede  $V_s$ ,  $V_o$ ,  $V_b$ ,  $I_b$  e  $T_s$  e então calcula as perdas do estágio *Boost* definindo  $T_{JQ1}$ . Se essa a temperatura de junção for maior que o valor máximo permitido  $T_{JMAX}$ , o valor de  $I_b$  é decrescido. Caso contrário, são calculadas as perdas do estágio *Buck* definindo  $T_{JQ2}$ . Novamente, se essa temperatura exceder  $T_{JMAX}$  o valor de  $I_b$  é diminuído. Caso contrário, o valor de  $I_b$  é incrementado e toda a dinâmica de controle é repetida até a estabilidade.

### 2.1.3 Carregador proposto por (K.W. KLONTZ, 1993)

Uma terceira topologia de carregamento de baterias foi apresentada por (K.W. KLONTZ, 1993) e é mostrada na Figura 5. Assim como a de Masserant, são utilizados dois estágios. O estágio de entrada é formado por um conversor CA-CC do tipo *Boost*, responsável pela correção do fator de potência e da elevação do nível de tensão da rede para o barramento CC. O segundo estágio é composto por um conversor CC-CC do tipo *Half-Bridge* isolado em alta frequência com retificador em ponte completa. O autor utiliza comutação suave do tipo ZVS (*Zero-Voltage-Switching*) nas chaves  $S_2$  e  $S_3$  de forma a diminuir as perdas por comutação do conversor,

umentando, assim, seu rendimento.

**Figura 5 – Carregador de baterias proposto por (K.W. KLONTZ, 1993)**



**Fonte: (K.W. KLONTZ, 1993).**

Em suma, os autores utilizam, em sua maioria, conversores de dois estágios, isso porque é necessário, primeiramente, condicionar os níveis de tensão CC, além do fato de poder realizar a correção do fator de potência, e após, regular o nível de tensão de saída conforme a necessidade. Diante disso, existe um leque de conversores de energia dentro da eletrônica de potência que podem realizar as funções descritas. A seguir, são apresentadas ao leitor as diferentes topologias que podem ser utilizadas.

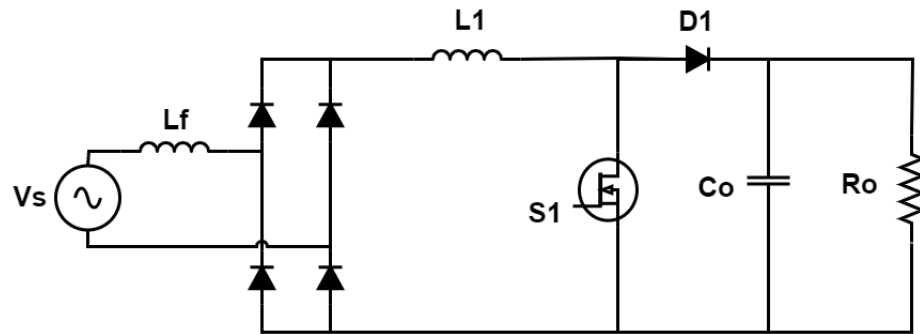
## 2.2 POSSÍVEIS CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS PARA UTILIZAÇÃO NO PRIMEIRO ESTÁGIO DO CARREGADOR DE BATERIAS

### 2.2.1 Conversor *Boost*

A Figura 6 mostra o conversor *Boost*, um dispositivo eletrônico elevador de tensão extremamente difundido na eletrônica de potência. A topologia *Boost* é uma das mais utilizadas para realização da correção do fator de potência, isso porque possui poucos componentes, facilidade no controle, possibilidade de regulação da tensão de saída, além de possuir alta eficiência (FERNANDO BELTRAME, 2010). Trata-se de um conversor CC-CC cuja função é, a partir de uma tensão de entrada, elevar o seu valor na saída de acordo com a razão cíclica empregada sobre o interruptor (IVO BARBI, 2008).

O conversor possui duas etapas de operação no modo de condução contínua. Na primeira etapa, a chave  $S_1$  está em condução permitindo o carregamento do indutor  $L_1$  enquanto o capacitor  $C_o$  alimenta a carga. Na segunda etapa, a chave se abre permitindo que a energia armazenada no indutor seja, através do diodo  $D_1$ , transmitida ao capacitor, que se carrega. O capacitor possui a função de reduzir as ondulações na

Figura 6 – Conversor *Boost* com ponte de completa de diodos



Fonte: Autoria própria.

carga (IVO BARBI, 2008). O ganho do conversor *Boost*, isto é, a razão da tensão de saída pela entrada, é descrita pela Equação (2) no modo de condução contínua.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2)$$

A variável  $D$  é a razão entre o tempo em que a chave fica aberta pelo período de operação. Essa razão é chamada de *duty cycle* ou razão cíclica.

Quando sua razão cíclica se aproxima de zero, têm-se na saída um valor próximo da entrada e quando se aproxima de 1 seu valor tende ao infinito. No entanto, isso não ocorre, uma vez que é necessário considerar as perdas nos componentes. Logo, o valor máximo da razão cíclica que garante que não haja degradação severa dos níveis de rendimento do conversor é próximo de 0,8 (IVO BARBI, 2008).

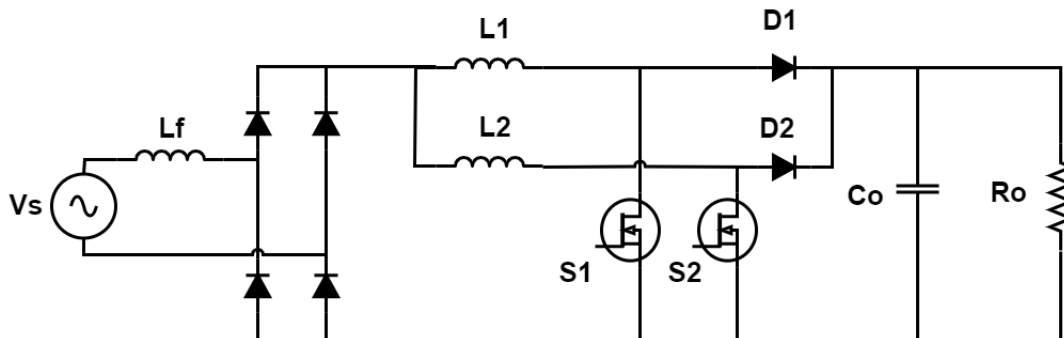
Como vantagem, o conversor *Boost* é de fácil implementação, possui poucos componentes ativos, além do seu sistema de controle ser simples.

### 2.2.2 Conversor *Boost interleaved*

Os conversores CC-CC podem ser associados em paralelo, dando origem aos chamados conversores *interleaved*. Esses conversores possuem algumas vantagens como: diminuição do *ripple* de corrente sobre os capacitores, resposta transiente mais rápida à mudança de carga e rendimento mais elevado. São utilizados geralmente em aplicações que necessitam de mínimas ondulações de corrente (SIMON ANG, 2005). Além disso, a corrente sobre os interruptores, que possuem a mesma frequência de comutação, mas com disparos defasados, é dividida entre eles, distribuindo os esforços de corrente (JESIEL DA LUZ FERRO, 2018).

A Figura 7 traz o conversor *Boost Interleaved*. Os dois conversores *Boost* compartilham a fonte de entrada  $V_{in}$  e o capacitor de saída  $C_o$ . A corrente que flui de  $V_{in}$  se divide igualmente entre os dois indutores,  $L_1$  e  $L_2$ , no entanto ficam  $180^\circ$  defasadas, produzindo o cancelamento de componentes harmônicas da ondulação de corrente. Quanto maior for a quantidade de conversores em paralelo, maior será o cancelamento de harmônicos e menor sua ondulação. Esse fenômeno pode ser melhor visualizado na Figura 8, na qual em (a) são utilizados apenas duas fases (número de indutores na entrada) e em (b) são utilizados múltiplas fases. É possível analisar através dos gráficos, que a corrente que circula pelo capacitor de saída será muito menor em (b) do que em (a) devido ao cancelamento dos harmônicos da ondulação de corrente. Se comparado à topologia *Boost* convencional, a diferença é ainda maior.

Figura 7 – Conversor *Boost interleaved*



Fonte: Autoria própria.

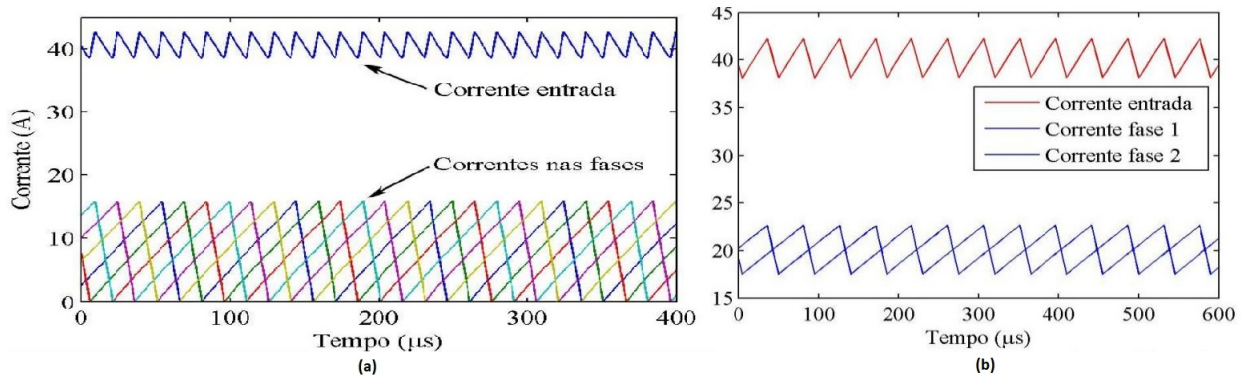
Os pulsos de comando das chaves  $S_1$  e  $S_2$  ficam  $180^\circ$  defasados, e a razão cíclica de cada chave é uma função da tensão de saída. As desvantagens dessa arquitetura residem no fato do sistema de controle ser mais complexo e possuir mais componentes, encarecendo o produto final (POMILIO, 2021).

### 2.2.3 Conversor *Boost bridgeless*

O conversor *Boost bridgeless*, apresentado na Figura 9, também é uma boa alternativa de conversor CA-CC para se aplicar no primeiro estágio do carregador de baterias. Isso porque o conversor apresenta um menor número de semicondutores no caminho da corrente quando comparado às topologias citadas anteriormente, minimizando as perdas por condução.

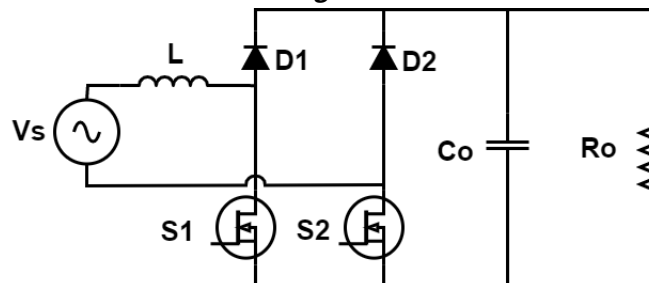
Nessa topologia, cada semicondutor opera em meio ciclo da rede, levando à

**Figura 8 – Corrente de entrada e corrente nos indutores de um conversor *Boost Interleaved* de (a) duas fases e (b) múltiplas fases**



Fonte: (POMILIO, 2021).

**Figura 9 – Conversor *Boost bridgeless***



Fonte: Autoria própria.

diminuição dos esforços de correntes sobre os mesmos. Além disso, o indutor *Boost* localizado no lado CA permite uma redução das perdas nos componentes magnéticos (FERNANDO BELTRAME, 2010). Em modo de condução contínua, MCC, o conversor *Boost bridgeless* possui quatro etapas de operação, sendo duas no semiciclo positivo da rede e duas no semiciclo negativo.

Na primeira etapa,  $S_1$  está conduzindo assim como o diodo antiparalelo de  $S_2$ , permitindo o carregamento da indutância  $L$ . A carga é alimentada pelo capacitor  $C_o$ . Na segunda etapa,  $S_1$  bloqueia, fazendo com que a corrente flua através de  $D_1$  e do diodo antiparalelo de  $S_2$  para a carga. Já no semiciclo negativo, ocorre o contrário. Na terceira etapa, a chave  $S_2$  conduz, juntamente com o diodo antiparalelo de  $S_1$ , carregando a indutância  $L$ . O capacitor  $C_o$  alimenta a carga. Na quarta e última etapa, as duas chaves estão bloqueadas, permitindo que a corrente flua através de  $D_2$  e do diodo antiparalelo de  $S_1$  até a carga.

No semiciclo positivo, o terra da fonte alternada e do barramento CC (sobre o capacitor  $C_o$ ) estão diretamente conectados, ou seja, com diferença de potencial nula. No semiciclo negativo, existe uma diferença de potencial entre os terras, sendo

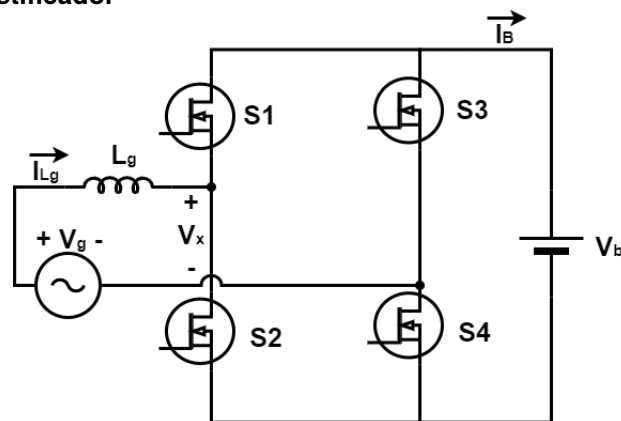
igual à tensão do barramento quando  $S_2$  está bloqueado. Essa diferença de potencial entre os terras é uma das desvantagens da topologia, visto que uma tensão igual do barramento CC comuta em alta frequência, o que gera ruídos no conversor (FERNANDO BELTRAME, 2010). Por consequência, faz-se necessário a utilização de uma melhor medição do sinal de tensão de saída para o controle, encarecendo e aumentando a complexidade do controle.

#### 2.2.4 Conversor VSI (*Voltage Source Inverter*) atuando como retificador

Outra possibilidade de topologia é apresentada na Fig. 10. Trata-se do inversor de tensão, também conhecido na literatura como VSI (*Voltage Source Inverter*), atuando como retificador. A topologia é bidirecional, isto é, o fluxo de potência pode fluir para ambos os sentidos, da fonte para a carga ou da carga para a fonte. Na maioria das aplicações é utilizada uma tensão contínua na entrada, obtendo na saída uma tensão CA com amplitude e frequência seguindo uma referência de controle. Exemplos típicos de sua aplicação são: controle de velocidade de motores CA, geração de energias renováveis como fotovoltaica e eólica, entre outros.

Outra possibilidade de atuação, e a que mais interessa para o presente trabalho, é como retificador, possuindo como fonte CA a rede elétrica e como saída uma fonte CC. Dentre as vantagens encontram-se a utilização reduzida de componentes ativos e passivos, poder executar a elevação de tensão, permitir a retificação da corrente e também a implementação da correção do fator de potência.

**Figura 10 – Conversor VSI (*Voltage Source Inverter*) atuando como retificador**



Fonte: Autoria própria.



Outra vantagem importante é a possibilidade de utilização em sistemas de maiores potências, visto que a presença dos interruptores permite a divisão dos esforços de corrente. Por se tratar de uma topologia amplamente conhecida na literatura e pelas vantagens anteriormente citadas, esse conversor foi escolhido e será melhor apresentado nos capítulos seguintes.

## 2.3 POSSÍVEIS CONVERSORES CC-CC MONOFÁSICOS PARA UTILIZAÇÃO NO SEGUNDO ESTÁGIO DO CARREGADOR DE BATERIAS

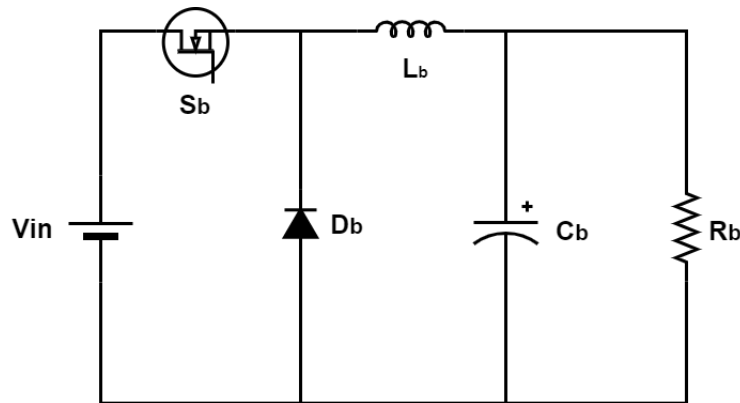
O segundo estágio do carregador tem como objetivo adequar os níveis de tensão e corrente para a bateria de acordo com a escolha de carregamento, as quais serão apresentadas no Capítulo 3. A tensão de carregamento do *pack* de baterias depende do arranjo das células de bateria, podendo estar ligadas em série e/ou paralelo. O Capítulo 3 trará uma melhor explicação sobre as baterias e suas ligações.

Primeiramente, para a escolha do conversor CC-CC, é preciso identificar os níveis de tensão e a potência da aplicação. No presente trabalho, a tensão de carregamento das baterias será de 200 V, menor do que a tensão do barramento CC. Dessa forma, um conversor do tipo abaixador é necessário. A seguir, serão apresentadas algumas das topologias mais utilizadas na literatura de conversores que permitem a operação como abaixadores de tensão.

### 2.3.1 Conversor *Buck*

O primeiro conversor é o *Buck*, apresentado na Figura 11. A topologia, não isolada, é bastante simples, possuindo duas etapas de operação em modo de condução contínua.

Na primeira etapa de operação, a chave  $S_b$  está fechada, permitindo que a fonte  $V_{in}$  transfira energia ao indutor  $L_b$ , o qual se carrega, além de alimentar a carga. Na segunda etapa de operação, a chave  $S_b$  bloqueia e o diodo  $D_b$  entra em condução, permitindo que o indutor se descarregue sobre a carga. A segunda etapa acaba quando a chave retorna a conduzir (IVO BARBI, 2008). O ganho estático do conversor no modo de condução contínua é mostrado pela Equação (3), em que  $D$  representa a razão

Figura 11 – Conversor *Buck*

Fonte: Autoria própria.

cíclica.

$$\frac{V_o}{V_i} = G_{Buck} = D \quad (3)$$

Assim, como a razão cíclica nunca ultrapassa o valor unitário, a tensão de saída é sempre menor ou igual à tensão de entrada, o que dá ao conversor a característica de abaixador de tensão.

### 2.3.2 Conversor SEPIC

A segunda topologia, mostrada na Figura 12, corresponde ao conversor SEPIC. Do inglês *Single-Ended Primary Inductor Converter*, o SEPIC possui uma característica de transferência do tipo abaixadora-elevadora de tensão.

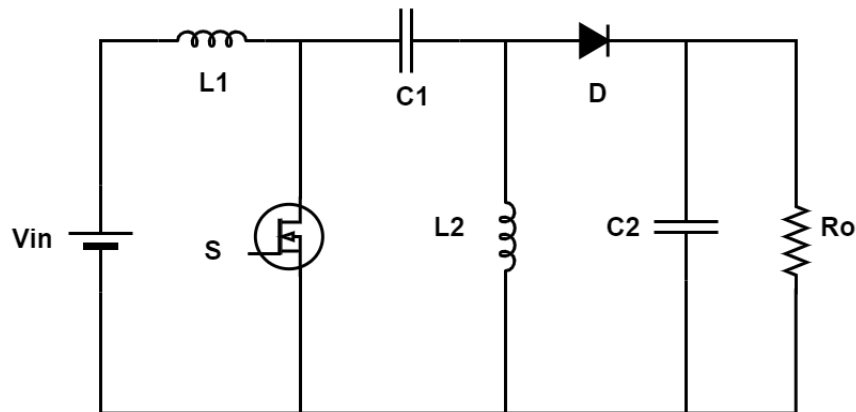
Em modo de condição contínua o conversor SEPIC apresenta duas etapas de funcionamento. Em primeiro momento a chave  $S$  está conduzindo e o diodo  $D$  está bloqueado. O indutor  $L_2$  armazena energia e o capacitor  $C_2$  alimenta a carga  $R_o$ . No segundo estágio de seu funcionamento, a chave  $S$  é aberta e o diodo  $D$  entra em condução. A energia armazenada no indutor  $L_1$  na etapa anterior é então transferida para o capacitor  $C_1$  e para a carga (IVO BARBI, 2008).

O ganho estático desse conversor em modo de condução contínua é expressado pela Equação (4).

$$\frac{V_o}{V_i} = G_{SEPIC} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (4)$$

Observa-se que para valores de  $D < 0,5$  o conversor trabalha como abaixador

Figura 12 – Conversor SEPIC

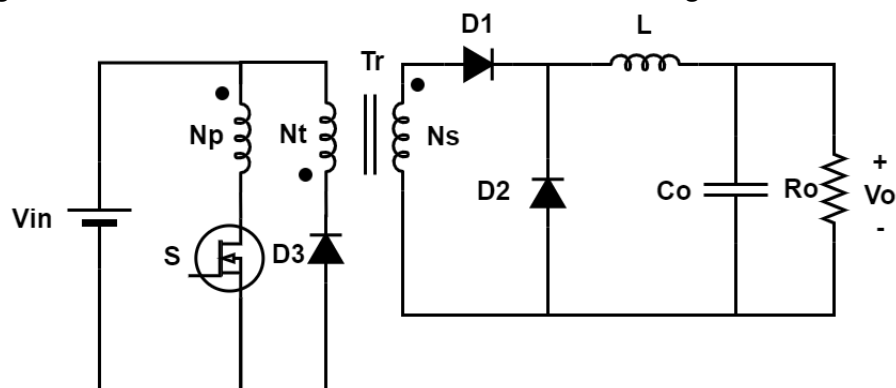


Fonte: Autoria própria.

de tensão e para valores de  $D > 0,5$  como elevador de tensão.

### 2.3.3 Conversor *Forward*

O *Forward* é um conversor isolado do tipo abaixador de tensão. A Figura 13 mostra essa topologia.

Figura 13 – Conversor *Forward* com enrolamento desmagnetizante

Fonte: Autoria própria.

Uma das particularidades desse conversor é a presença de uma indutância desmagnetizante, que previne a saturação do transformador. Assim, em cada ciclo de comutação ocorre a desmagnetização através do enrolamento auxiliar  $N_t$  e do diodo  $D_3$ .

Em modo de condução contínua, o *Forward* apresenta três etapas de operação. A primeira etapa se inicia com a condução da chave  $S$ , permitindo a transferência de potência do primário para o secundário do transformador. O diodo  $D_1$  conduz possibilitando o carregamento da indutância  $L$ . Já o diodo  $D_2$  permanece bloqueado nessa

etapa. A segunda etapa se inicia com o fechamento da chave  $S$ . O diodo  $D_1$  bloqueia e  $D_2$  começa a conduzir. Nessa etapa, através da condução de  $D_3$ , ocorre a desmagnetização do transformador. A indutância  $L$  descarrega-se sobre a carga  $R_o$ . Na terceira e última etapa, a desmagnetização se termina. O diodo  $D_2$  permanece conduzindo, assim como a indutância continua a se descarregar sobre a carga. Essa etapa se finaliza com a entrada em condução da chave  $S$  (SIMON ANG, 2005).

Sendo  $n$  a relação de transformação do transformador, tem-se na Equação (5) o ganho estático do conversor *Forward* em MCC.

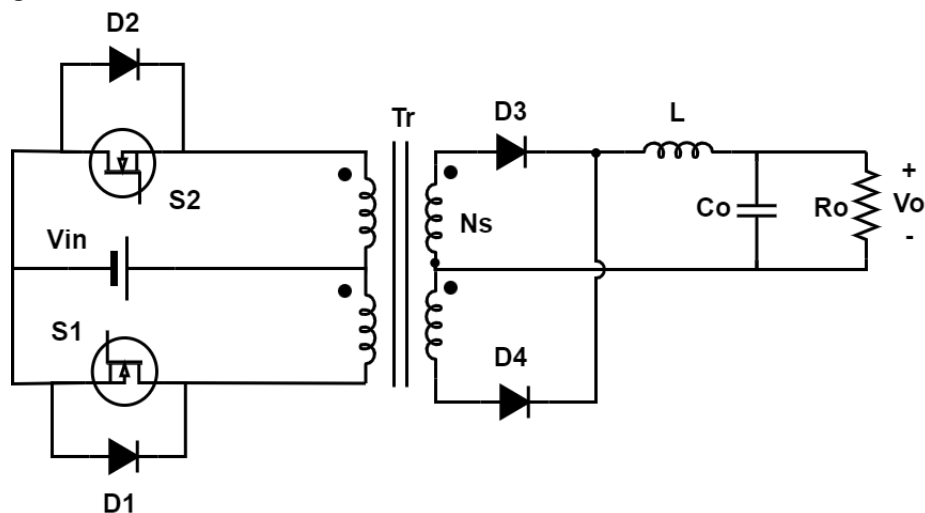
$$\frac{V_o}{V_{in}} = G_{Forward} = n.D \quad (5)$$

#### 2.3.4 Outros conversores isolados para o segundo estágio

A literatura apresenta ainda outros conversores isolados abaixadores de tensão comumente utilizados para o controle do nível de tensão e corrente de saída. Esses conversores não serão detalhados nesse trabalho uma vez que apresentam um maior número de componentes e resultam em circuitos mais complexos. São eles:

- O conversor *Push-Pull*, Figura 14;

**Figura 14 – Conversor *Push-Pull***

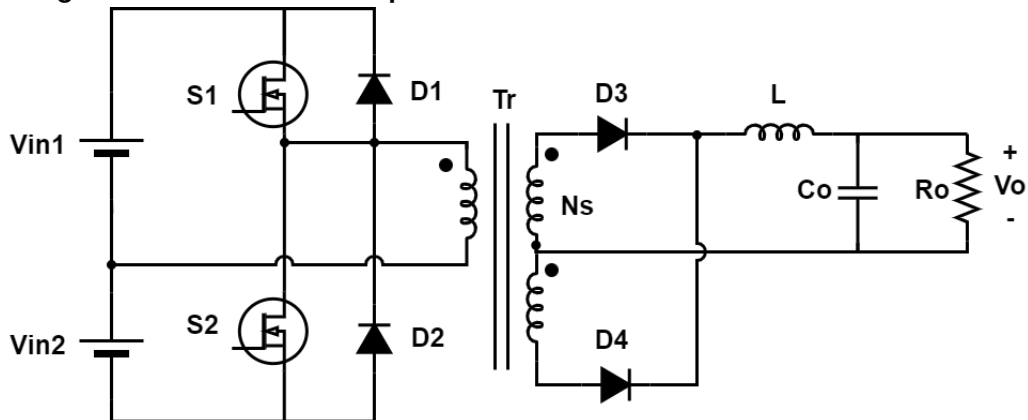


**Fonte: Autoria própria.**

- O conversor Meia-ponte, Figura 15;
- O conversor Ponte-completa, Figura 16.

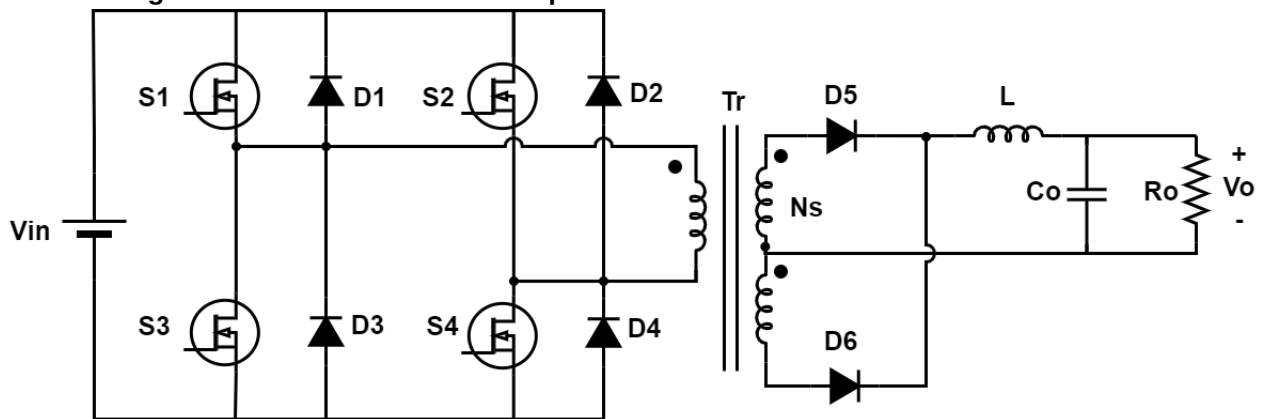
Diante de todos os conversores abaixadores de tensão, o presente trabalho utilizará a topologia *Buck* convencional, Figura 11, por se tratar de uma arquitetura ex-

Figura 15 – Conversor Meia-ponte



Fonte: Autoria própria.

Figura 16 – Conversor Ponte-completa



Fonte: Autoria própria.

tremamente simples, com poucos componentes, apenas uma indutância, um interruptor e um diodo. Além disso, seu controle é simples e de fácil implementação.

## 2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados alguns dos carregadores presentes na literatura assim como possíveis topologias para serem utilizadas nos dois estágios de potência. Para o primeiro estágio, responsável pela retificação da corrente e elevação do nível de tensão, foi escolhido o retificador baseado no VSI uma vez que ele permite a correção do fator de potência e fluxo bidirecional de energia. Com isso, tem-se a possibilidade de operação com o elevado fator de potência ou então com injeção de potência reativa na rede, permitindo que o carregador atue também como compensador de reativos.

Para o segundo estágio, responsável pela adequação dos níveis de tensão e

corrente que irão para as baterias, foi escolhido o conversor *Buck* por se tratar de uma topologia simples, amplamente conhecida e de fácil controle.

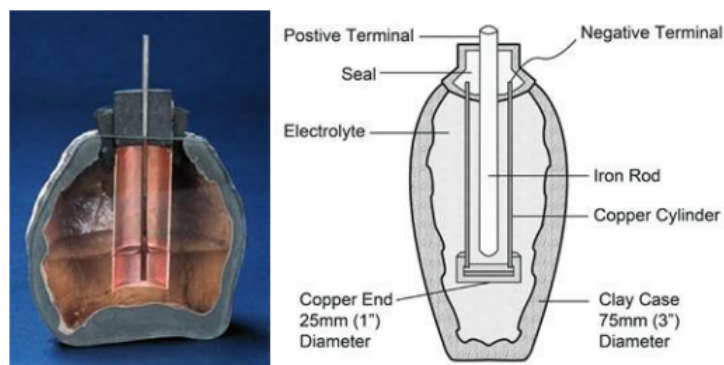
Nos próximos capítulos, serão analisados a fundo o funcionamento das topologias escolhidas.

### 3 BATERIAS ELÉTRICAS

#### 3.1 HISTÓRIAS DAS BATERIAS ELÉTRICAS

As baterias estão presentes na humanidade há mais tempo do que se imagina. O primeiro protótipo documentado, encontrado em 1936 aos redores da cidade de Bagdá, Iraque, foi desenvolvido a cerca de 250 a.C. Recebida o nome de Bateria de Bagdá, o protótipo constituía de uma jarra de barro cheia de vinagre, na qual era inserida uma barra de ferro rodeada por um cilindro de cobre podendo produzir uma tensão de até 1,1 V (BUCHMANN, 2011), (LAFUENTE, 2011). Os pesquisadores acreditam que esse objeto, ilustrado na Figura 17, era utilizado para aplicar metais preciosos, como o ouro, em superfícies.

**Figura 17 – Bateria de Bagdá**



**Fonte: (BUCHMANN, 2011).**

Por volta de 1800, o italiano Alessandro Volta, motivado pelos descobrimentos do médico e físico italiano Luigi Galvani, que mostrou que os músculos de sapos se contraíam quando tocados por objeto metálicos, desenvolveu um dispositivo, depois chamado de pilha de Volta, que gerava eletricidade pelo contato entre diferentes metais (JARDIM, 2018). Volta percebeu, posteriormente, que quando colocadas várias células voltaicas, umas sobre as outras, a tensão era incrementada (BUCHMANN, 2011).

Em 1859 o físico Francês Gaston Planté inventou a primeira bateria recarregável, denominada bateria de chumbo ácido, usada até hoje para armazenamento da energia elétrica (BUCHMANN, 2011). A Tabela 1 traz a evolução das baterias no decorrer do tempo.

Apenas em 1970 que os estudos de baterias de níquel-metal começaram. Inici-

Ano	Autor	Descrição
1600	Gilbert (UK)	Estudos sobre o princípio da eletrólise.
1791	Galvani (Itália)	Descobrimto da eletricidade em animais.
1800	Volta (Itália)	Invenção da primeira célula de tensão elétrica.
1802	Cruikshank (UK)	Primeira bateria elétrica de produção em série.
1820	Ampere (França)	Geração de eletricidade através de magnetismo.
1833	Faraday (UK)	Publicação da lei de Faraday.
1836	Daniell (UK)	Invenção da célula de Daniell.
1839	Grove (UK)	Invenção da célula de combustível.
1859	Planté (França)	Invenção da bateria de chumbo-ácido.
1868	Leclanché (França)	Invenção da célula de Leclanché.
1888	Gassner (USA)	Conclusão da célula seca (sólida).
1899	Jugner (Suécia)	Invenção das baterias de níquel-cádmio.
1901	Edison (USA)	Invenção das baterias de níquel-ferro.
1932	Shlecht e Ackermann (GER)	Invenção da placa de pólo sintetizado.
1947	Neumann (França)	Selado exitoso das baterias de níquel cádmio.
1960	Union Carbide (USA)	Desenvolvimento das primeiras baterias alcalinas.
1970	_____	Desenvolvimento das baterias de chumbo-ácido com válvula.
1990	_____	Comercialização das baterias de níquel metal hidreto.
1991	Sony (Japão)	Disponibilização no mercado das baterias de lítio íon.

**Tabela 1 – Linha do tempo das baterias elétricas**

**Fonte: (LAFUENTE, 2011).**

almente, problemas de instabilidade no processo de carregamento foram evidenciados e corrigidos, posteriormente, com a substituição do metal lítio por íons de lítio, dando origem às baterias Íon-Lítio. Essas baterias são as mais utilizadas atualmente para armazenamento de energia em equipamentos e sistemas que demandam grande energia, já que essas baterias possuem uma capacidade energética bastante elevada em um volume pequeno quando comparadas às outras tecnologias, como a chumbo-ácido.

### 3.1.1 Princípio de funcionamento das baterias

Para entender como funciona uma bateria, é necessário conhecer melhor o que ocorre internamente nessas estruturas. O termo pilha refere-se às estruturas constituídas de dois eletrodos e um eletrólito. Seu princípio de funcionamento está nas reações químicas entre os polos positivo, chamado de catodo, e o negativo, o anodo. Enquanto o catodo é pobre em concentração de elétrons, o terminal do anodo é rico nessas estruturas. O eletrólito pode ser líquido, sólido ou pastoso (NERILSO BOCCHI, 2000).

A pilha mais conhecida e mais fácil de ser implementada é da Pilha de Daniell, ilustrada na Figura 18 inicialmente desenvolvida pelo físico e químico britânico John Frederic Daniell. O experimento é bastante simples: em um recipiente de vidro é colocada



uma barra de zinco mergulhada em uma solução de sulfato de zinco. Em outro recipiente é colocada uma barra de cobre metálico mergulhado em uma solução de sulfato de cobre. Os dois recipientes são então interligados por uma ponte salina que permite o intercâmbio dos íons de um recipiente ao outro. Os eletrodos são conectados a uma lâmpada que mostra a passagem da corrente elétrica (QUÍMICA, 2021)

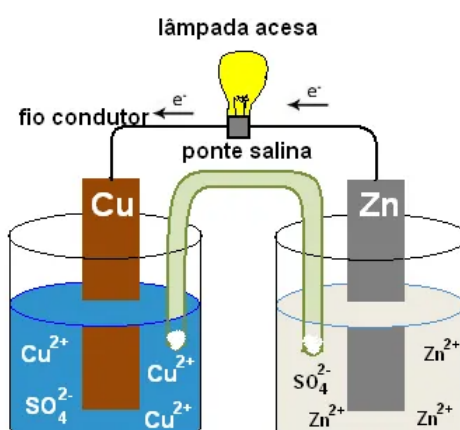
Devido ao zinco ser mais reativo que o cobre, a placa de zinco sofre oxidação, doando dois elétrons para o cátion de zinco da solução. Os elétrons então fluem através da lâmpada. Já a placa de cobre sofre o processo de redução, em que os elétrons doados pelo zinco, são recebidos pelos íons de cobre ( $Cu^{2+}$ ). Enquanto o zinco, eletrodo negativo, perde massa no processo, o cobre, eletrodo positivo, ganha massa. O fluxo de elétrons resultante das reações químicas permite que a lâmpada se acenda.

A Equação (7) mostra a semirreação no anodo enquanto a Equação (6) mostra a semirreação no catodo.



A pilha de Daniell produz cerca de 1,5 V, capaz de alimentar pequenos circuitos que demandam pouca potência (NERILSO BOCCHI, 2000).

**Figura 18 – Pilha de Daniell**



**Fonte:** (QUÍMICA, 2021).

O termo bateria é o conjunto de pilhas que podem ser agrupadas em série e/ou paralelo. Quando agrupadas em paralelo, as tensões das pilhas se mantêm as mesmas, mas suas correntes se somam. Já no agrupamento em série, ocorre o oposto,

a corrente permanece a mesma, mas as tensões se somam. Com essas propriedades é possível criar um banco de baterias que satisfaça às necessidades de projeto. As associações de baterias serão melhor explicadas posteriormente.

### 3.1.2 Baterias de Chumbo-Ácido

Existem três tipos principais de baterias de chumbo-ácido: a automotiva, industrial e selada, sendo que a automotiva é a mais utilizada. São empregadas para alimentarem os circuitos elétricos dos automóveis como: ignição, faróis, portas de carregamento, vidro elétrico, sistema de som e todo e qualquer circuito elétrico do automóvel (NERILSO BOCCHI, 2000). Distintivamente da pilha de Daniell, que possui materiais diferentes como eletrodos, a bateria de chumbo-ácido utiliza o chumbo em ambos. Enquanto o polo positivo é constituído de placas de chumbo recoberto com dióxido de chumbo, o negativo é composto por chumbo esponjoso. Ambos eletrodos são imersos em uma solução de ácido sulfúrico dissolvido em água (WESTBROOK, 2001).

Conforme a bateria se descarrega, o ácido sulfúrico é consumido e a água é produzida. No carregamento da bateria de chumbo-ácido, o sulfato de chumbo é convertido novamente em chumbo no anodo e dióxido de chumbo no catodo (NERILSO BOCCHI, 2000). As baterias de chumbo-ácido fornecem um potencial de 12 V, compostas de seis vasos ligados em paralelo, cada um contendo seis anodos e cinco catodos, sendo que os anodos ficam nas extremidades.

A tecnologia de chumbo-ácido é pouco utilizada em veículos elétricos uma vez que, como apresentado por (LAFUENTE, 2011), são grandes, precisam de reposição periódica de eletrólitos, a instalação deve ser obrigatoriamente na vertical, além de estarem sujeitas ao desprendimento de hidrogênio no ar. Além disso, o chumbo é um metal pesado e extremamente tóxico, podendo acarretar sérios riscos ao meio ambiente se descartados de forma incorreta. Já a reciclagem desses materiais é, muitas vezes, realizada de forma errônea, levando à contaminação da atmosfera com óxidos de enxofre (NERILSO BOCCHI, 2000).

**Figura 19 – Bateria de Chumbo-Ácido - (a) composição e (b) exemplo comercial**



**Fonte: (a) (NERILSO BOCCHI, 2000), (b) intelbras.com.br.**

### 3.1.3 Baterias de Íon-Lítio

A bateria de Íon-Lítio, ilustrado na Figura 20, é a tecnologia mais utilizada atualmente para armazenamento de energia elétrica onde é preciso grande quantidade de energia armazenada em um pequeno volume. Isso porque essas baterias possuem uma maior densidade energética quando comparadas às de Chumbo-ácido. Podem ser vistas em *pack* de baterias de carros elétricos, nos *laptops*, aparelhos elétricos sem fio, celulares, entre outros (LAFUENTE, 2011).

**Figura 20 – Bateria de Íon lítio modelo 18650**



**Fonte: Google imagens.**

Como explicado anteriormente, essas baterias utilizam íons de lítio em sua composição, o que dá o nome à bateria. Os eletrodos são formados por compostos de intercalação que são estruturas estáticas compostas por uma matriz e por espécies convidadas. Esses últimos podem modificar as propriedades físico-químicas do material quando associadas com a matriz. O grafite é o material comumente utilizado no anodo por possuir a estrutura lamelar, permitindo a entrada e saída de íons lítio (NERILSO

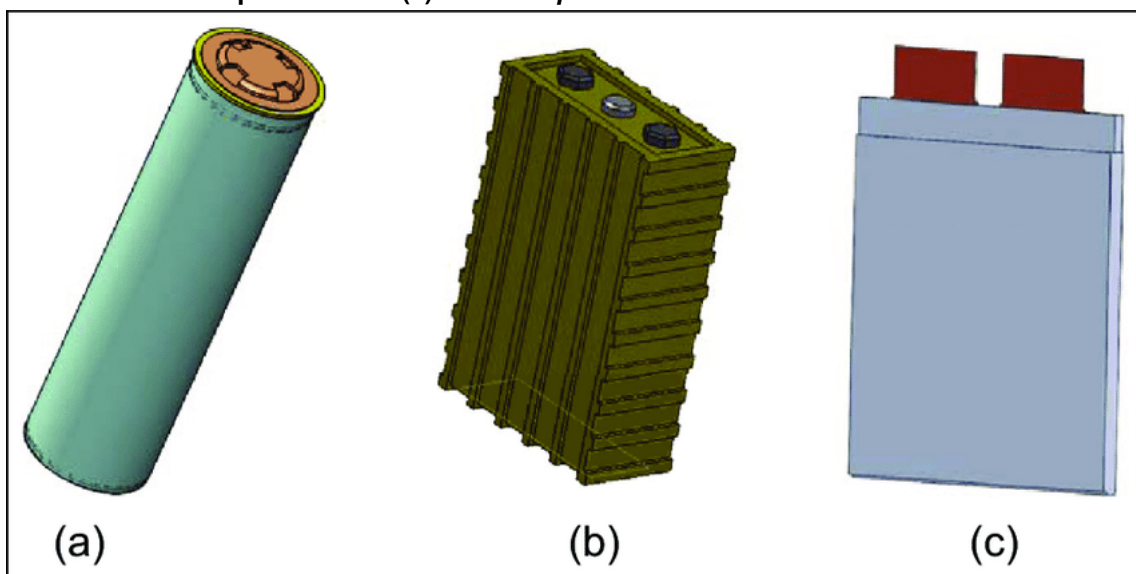
BOCCHI, 2000). Já no catodo, é utilizado, geralmente, um óxido de estrutura lamelar como o óxido de cobalto.

Os íons, dissolvidos em um solvente não aquoso, migram interiormente, durante a descarga, do anodo para o catodo, enquanto os elétrons fluem externamente pela carga conectada. Essas baterias fornecem um potencial na faixa de 2,7 a 4,2 V.

As vantagens das baterias de Íon-Lítio é que possuem massa, tamanho e custos reduzidos (NERILSO BOCCHI, 2000). Além disso, detêm alta densidade energética, cargas e descargas rápidas, suportam descarga profundas (descarregamento de 80 a 100% da sua carga) e maior vida útil (MOURA, 2021).

Os formatos mais encontrados no mercado são: cilíndricos, prismáticos e bolsa ou *pouch*, ilustrados na Figura 21.

**Figura 21 – Design das células de baterias de Íon-Lítio: (a) cilíndrico, (b) prismático e (c) bolsa ou *pouch***



Fonte: (BUDE-MEIWES et al., 2013).

As baterias do tipo cilíndricas são as mais encontradas no mercado por serem as mais robustas entre os outros designs. Possuem vários modelos de tamanho como o 14500, 26650 e 18650, essa última é comumente encontrada em baterias de *laptops*. A Tesla começou a produzir, a partir de 2017, um novo modelo, o 21700, possuindo maior capacidade energética que os outros modelos (TOLL, 2017).

As baterias *pouch* são leves e mais baratas de se produzirem, mas não apresentam nenhum encapsulamento que as protejam contra choques mecânicos. Outro problema muito comum desse formato é o estufamento da bateria, que ocorrem devido a pequenos curtos internos que produzem gases que inflam a célula (TOLL, 2017).

As baterias do tipo prismática são similares às do tipo *pouch*, mas apresentam uma estrutura externa que as protegem de choques mecânicos. A presença de terminais mais robustos permite uma conexão mais eficaz com outras células. Podem ser encontradas no mercado com capacidade entre 20 Ah a 100 Ah ou mais, usadas para armazenamento da energia elétrica em casas ou veículos elétricos (TOLL, 2017).

Existem ainda outras tecnologias de baterias no mercado como a Níquel-Cádmio, Níquel-hidreto metálico, Sódio-Níquel Cloreto, entre outros (BUDDE-MEIWES et al., 2013), mas que não serão apresentadas nesse documento por não ser o objetivo do trabalho. O Quadro 1 traz as diferentes tecnologias de baterias, suas tensões nominais e o custo de cada uma.

**Quadro 1 – Diferentes tecnologias de baterias, suas tensões nominais e custo**

Technology	Nominal voltage (V)	Costs (€/kWh)
Lead–acid (SLI)	2.0	25–40 for OEM 100–180 for after-market
Nickel–cadmium	1.2	200 – 500 for OEM
Nickel–metal hydride	1.2	275 – 550 for OEM 600 for HEVs
Sodium–nickel chloride	2.5	350 – 600
Lithium-ion (LiCoO <sub>2</sub> )	3.6	200–500 for OEM 400–800 for HEVs
Lithium polymer	3.7	200–500 for OEM 400–800 for HEVs
Lithium-ion (LiFePO <sub>4</sub> )	3.25	200–500 for OEM 400–800 for HEVs
Supercapacitor	2.5–2.8	10,000–20,000
Lithium carbon capacitors	3.8–4	Early market introduction
Lithium–sulphur	2.2	Early market introduction
Rechargeable metal–air batteries	1–4 (depending on technology)	Early research state

SLI: starting, lighting and ignition; OEM: original equipment manufacturer; HEV: hybrid electric vehicle.

**Fonte: (BUDDE-MEIWES et al., 2013).**

Até o momento, foram apresentadas as diferenças químicas e construtivas das baterias mais comercializadas no mercado automobilístico. No entanto, para escolha de uma tecnologia, ou mesmo entre diferentes fornecedores de uma tecnologia específica, é necessário entender outras características, as elétricas. Um dos fatores mais importantes de uma bateria é sua capacidade. Geralmente apresentada nas unidades de *Ah* (Ampère hora) ou *mAh* (mili Ampère hora), essa grandeza determina o quanto de energia a bateria consegue armazenar. A bateria apresentada na Figura 20 possui uma capacidade de 2000 mAh e tensão de 3,7 V nominal, totalizando 7,4 Wh de energia. Assim, essa única célula pode alimentar uma carga que consome 7,4 W durante 1 hora.

O nível de *cutoff* é a quantidade mínima de carga que a bateria deve possuir para manter uma carga conectada em funcionamento. Abaixo desse valor, a bateria é

considerada totalmente descarregada (FRANSOZI, 2015). Logo, quando a bateria está totalmente carregada sua tensão é igual à tensão inicial, geralmente acima do valor de tensão nominal da bateria. No caso de baterias 3,7 V, essa tensão pode chegar até 4,2 V. Quando ela se descarrega totalmente, a tensão sobre os polos é igual a tensão de *cutoff*, cerca de 2,7 V para o mesmo exemplo anterior (TOLL, 2017), (FRANSOZI, 2015).

Outra característica importante é a taxa máxima de descarga, que diz qual a corrente máxima que pode ser drenada da bateria. Pode ser dividida em duas categorias: a corrente de descarga contínua máxima e corrente máxima de descarga de pico (TOLL, 2017). A primeira diz respeito a máxima corrente que a bateria pode fornecer constantemente sem se superaquecer e danificar a célula, desde a carga total até descarga total. Já a segunda, representa a quantidade de corrente que a bateria pode fornecer em um curto período de tempo, como por exemplo durante uma arrancada brusca de um carro.

A taxa C, ou *C Rate* é a taxa na qual a bateria pode ser carregada ou descarregada em relação a sua capacidade. Supondo que uma bateria possua capacidade de 2 A (ou 2000 mAh) e a corrente máxima de descarga de 2 A, a taxa C será a razão entre a capacidade e a corrente máxima, totalizando um *C Rate* de 1 C. É equivalente dizer que uma bateria com taxa C de 1 C pode fornecer 2000 mAh por 1 hora. Se descarregada a uma taxa de 2 C, a mesma bateria poderia fornecer 4 A (ou 4000 mAh) por 30 minutos (TOLL, 2017).

A taxa máxima de carregamento é a taxa máxima que se pode carregar uma bateria. Usualmente, os fornecedores recomendam que essa taxa não ultrapasse 0,5 C, isto porque pode danificar a célula e diminuir a sua vida útil (TOLL, 2017).

O estado de carga (*State of charge* SoC) é a capacidade máxima da bateria medida em percentual. Se a bateria estiver totalmente descarregada, seu SoC será 0%, se estiver com metade da capacidade o SoC é 50% e totalmente carregada vale 100% (FRANSOZI, 2015).

Por último, mas não menos importante, é o número máximo de ciclos, que corresponde a quantidade de ciclos de carga e descarga que uma bateria pode ter durante sua vida útil. Geralmente os fornecedores de baterias mostram o número de ciclos que essa célula pode fornecer antes que ela atinja 80% da sua capacidade (TOLL, 2017).

### 3.1.4 Associações de baterias

Combinar baterias em série ou paralelo é essencial para aplicações de maiores potências, como é o caso dos veículos elétricos.

Quando associadas em série, as tensões das pilhas se somam, como mostra a Equação (8), enquanto a capacidade continua a mesma. Por exemplo, combinando 20 baterias da Figura 20 em série, terá um banco de baterias (também chamado de *pack* de baterias) de 74 V e 2000 mAh.

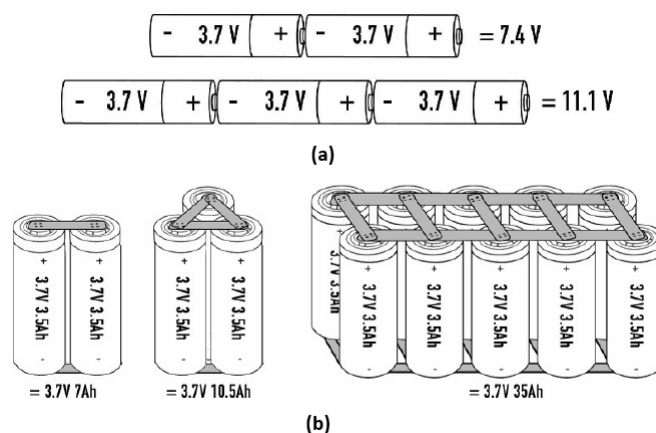
$$V_{pack} = V_{(nominal)}n^{\circ}baterias \quad (8)$$

Quando associadas em paralelo, as capacidades se somam, como mostra a Equação (9), enquanto a tensão continua a mesma. Assim, combinando 20 baterias em paralelo, tendo cada uma 2000 mAh, resultaria em um banco de baterias com capacidade total de 40 Ah.

$$Capacidade_{pack} = Capacidade_{(nominal)}n^{\circ}baterias \quad (9)$$

As duas associações podem ser feitas juntas. Conectando 20 baterias em série e posteriormente 20 conjuntos desses em paralelo, terá ao final um banco de baterias com 74 V e 40 Ah. A Figura 22 traz um exemplo de associação de baterias, sendo (a) em série e (b) em paralelo.

**Figura 22 – Associação em (a) série e (b) paralelo de baterias**



**Fonte: (TOLL, 2017).**

Para a conexão entre as baterias, é recomendada a utilização de solda do tipo ponto e tiras de níquel. A Figura 23 traz um exemplo comercial de máquina de solda,



modelo Sunkko 737G. A ligação com ferro de solda e estanho não é recomendada pois o calor intenso do ferro danifica a célula, reduzindo sua vida útil.

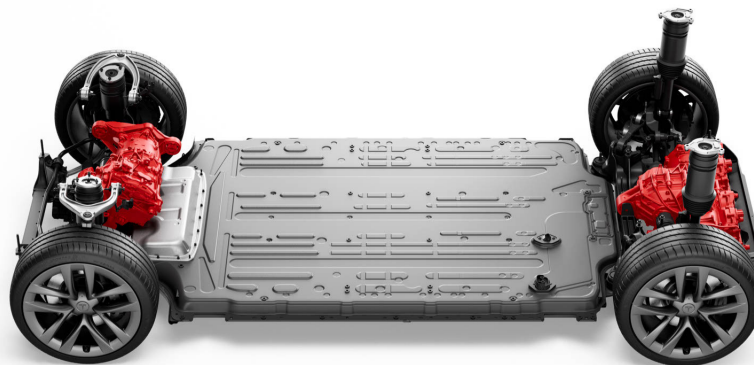
**Figura 23 – Solda ponto modelo Sunkko 737G**



Fonte: [www.sunkko.net](http://www.sunkko.net).

Um carro totalmente elétrico necessita de grande quantidade de energia armazenada em suas baterias para suprir as necessidades do veículo, logo, os *packs* de baterias são grandes e volumosos. Em sua maioria, ficam localizados na parte inferior do veículo, compondo todo o assoalho, como mostra a Figura 24, que traz o banco de baterias de um Tesla S.

**Figura 24 – Banco de baterias do Tesla S**



Fonte: [www.tesla.com/models](http://www.tesla.com/models).

A Tabela 2 traz os principais automóveis elétricos conhecido no mercado, a energia de suas respectivas baterias, a tecnologia de bateria utilizada, a tensão VCC (Tensão em corrente contínua), a autonomia em quilômetros (km) e o tempo de



carregamento para diferentes potências de carregadores. Esses dados são cruciais para definição da potência do carregador do presente trabalho.

**Tabela 2 – Características dos principais automóveis elétricos do mercado**

Modelo	Energia (kWh)	Bateria	Tensão bateria (Vdc)	Autonomia máxima (Km)	Tempo de carregamento
Tesla Model S	60 e 85	Íon-Lítio com resfriamento líquido	366	637	3-pin plug - 33 a 44 h 3.6kW - 21 a 27 h 7kW - 11 a 15 h 22kW - 5 a 6h
Tesla Model X	85, 90 e 100	Íon-Lítio com resfriamento líquido	350	547	50kW - 60 a 80 min 150kW - 30 a 30 min
	60,70 e 75		300		
Zoe E - TECH	52	Íon-Lítio	400	385	3,7kWh - 12h 7,4kWh - 6h 11kWh - 4h 22kWh - 2h 50kWh - 1,5h
Chevrolet Bolt	66	Íon-Lítio	-	416	220V /2,2 kVA - 10km por hora 220V /7,4 kVA - 10h Ultrarrápido CC - 160km em 30min
BMW i3	37.9 e 42.2	Íon-Lítio	352	359	50 kW DC - 45 min 11kW/16A /380V - 3,1 h 3.7 kW /16 A/240 V - 9,4 h 2.4 kW 10 A/240 V - 15h
JAC IEV 20	41	Ferro fosfato de lítio LFP	326	400	Lento - residencial AC - 22h Moderado AC - 10h Rápido DC - 2 h
JAC IEV 40	40	Tipo Lithium (NCA)	400	300	Lento residencial AC - 22h Lento AC - 10h Rápido DC - 2 h

Fonte: [www.tesla.com](http://www.tesla.com); [www.renault.com.br](http://www.renault.com.br); [www.chevrolet.com.br](http://www.chevrolet.com.br); [www.bwm.com](http://www.bwm.com); [www.jac.com.br](http://www.jac.com.br). Acessados em 25/09/2021.

### 3.2 MODELO MATEMÁTICO DAS BATERIAS

Com o uso crescente das baterias no dia-a-dia, cria-se uma necessidade de compreender melhor essas estruturas quando estão em operação e buscar aperfeiçoá-las. Uma das maneiras de fazer isso é por meio de modelamentos que descrevem os estados físicos de uma bateria durante diferentes condições de carga e descarga. Existem, na literatura, diversas abordagens para esse modelamento, podendo ser classificados em modelos eletroquímicos, matemáticos e elétricos (FRANSOZI, 2015) (BARBOSA, 2019).

O modelo eletroquímico descreve o estado da bateria a partir das reações químicas que ocorrem no seu interior (FRANSOZI, 2015). Esse método é utilizado com o objetivo de melhorar o projeto físico das baterias, procurando entender desde parâmetros microscópicos até macroscópicos (BARBOSA, 2019). Mesmo que esse

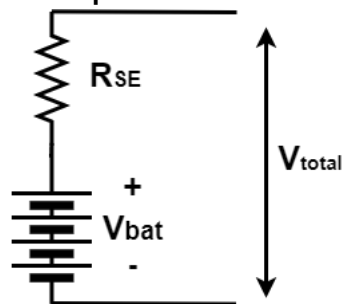
método traga resultados com bastante exatidão, sua implementação é de extrema complexidade (FRANSOZI, 2015).

O modelamento matemático é baseado em equações empíricas e abordagens estocásticas para previsão do funcionamento dessas estruturas (BARBOSA, 2019).

Por fim, o modelamento elétrico de baterias descreve, por meio de componentes eletrônicos, como fonte de tensão, capacitor, indutância e resistência, o funcionamento dessas estruturas (FRANSOZI, 2015). Existem, na literatura, diferentes modelamentos elétricos de uma bateria, cada uma com objetivos diferentes de análise.

O modelo mais simples descreve a bateria como uma fonte de tensão em série com uma resistência interna, conforme ilustra a Figura 25. Esse modelo, permite a análise de carga e descarga da bateria sem entrar a fundo em características específicas, como tempo de vida e resposta a transitórios, nem mesmo avaliar melhorias químico-físico-estruturais das células voltaicas.

**Figura 25 – Modelo elétrico simplificado**

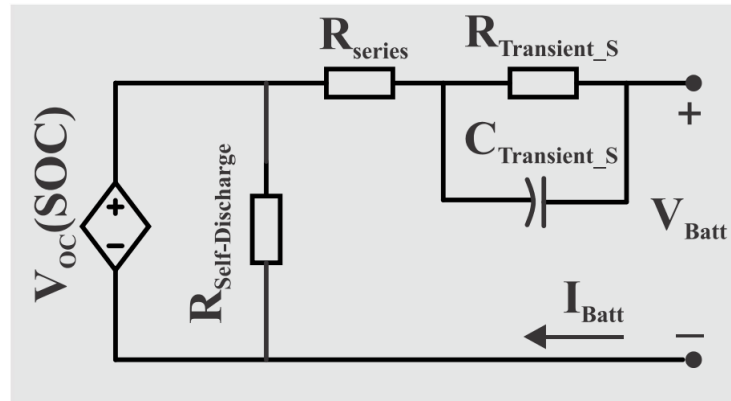


**Fonte: Autoria própria.**

O modelo baseado em Thevenin, Figura 26, pode prever a resposta da bateria para cargas transientes. É composto por uma fonte de tensão  $V_{oc}(SoC)$ , uma resistência série e uma resistência transiente em paralelo com uma capacitância transiente que preveem a resposta no transitório da bateria, por exemplo, em uma drenagem instantânea de potência para suprir uma aceleração do veículo durante uma ultrapassagem. No entanto, esse circuito não permite informações de variações de tensão na bateria, valor sempre constante, nem seu tempo de vida (FRANSOZI, 2015).

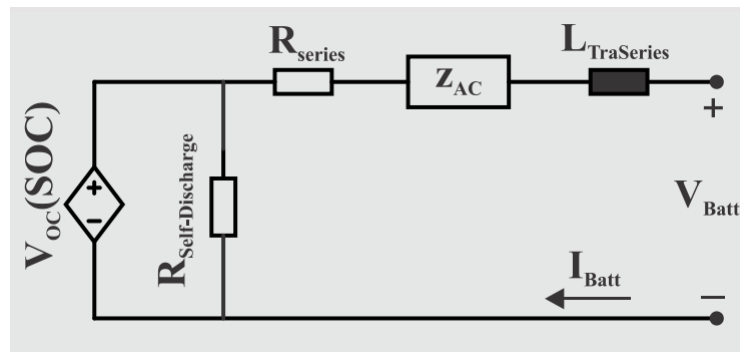
O modelo baseado em impedância, conforme mostra a Figura 27, tem por objetivo modelar o equivalente eletroquímico da bateria, definindo a impedância em CA, denominada  $Z_{AC}$ . O resistor  $R_{series}$  e a indutância  $L_{series}$  representam a resistência interna da bateria (FRANSOZI, 2015). No entanto, essa análise, além de complexa, não prevê a resposta CC nem tempo de vida da bateria (BARBOSA, 2019).

Figura 26 – Modelo elétrico baseado em Thevenin



Fonte: (BARBOSA, 2019).

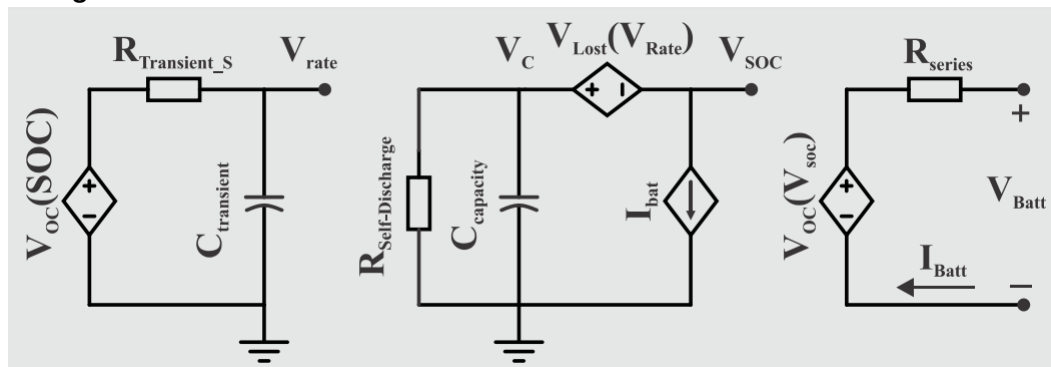
Figura 27 – Modelo elétrico baseado em impedância



Fonte: (BARBOSA, 2019).

Já o modelo elétrico baseado em *runtime*, representado na Figura 28, utiliza vários circuitos para simular o tempo de execução da bateria e a resposta para descargas contínuas (FRANSOZI, 2015). No entanto, não simula com precisão essas características para descargas variáveis (BARBOSA, 2019).

Figura 28 – Modelo elétrico baseado em *runtime*



Fonte: (BARBOSA, 2019).

Diante de todos os métodos apresentados, o que mais se encaixa nas necessidades do projeto deste documento é o modelo elétrico simples, já que não é

o objetivo do trabalho buscar melhorias para baterias, entender o que se passa nas células durante os transitórios e analisar seu tempo de vida. O único propósito é avaliar o comportamento de carga da bateria e validar o algoritmo de carregamento.

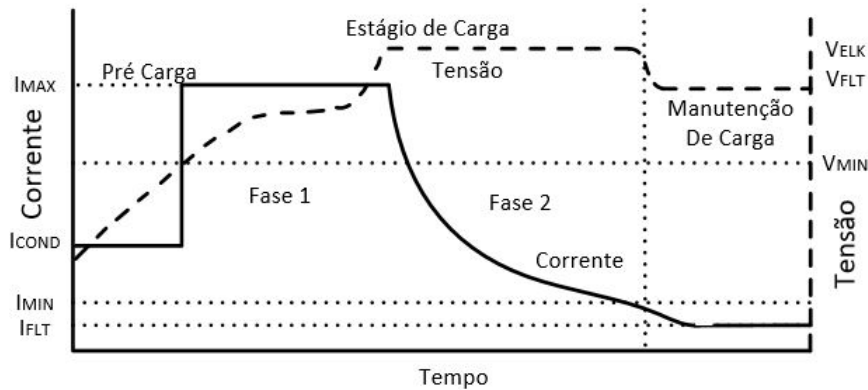
### 3.3 MÉTODOS DE CARREGAMENTO

O carregamento de baterias, de forma geral, precisa respeitar limites impostos pelas células. Caso uma bateria forneça quantidades inapropriadas de corrente ocorre a chamada subcarga, e da mesma forma, se a bateria receber excesso de carga ocorrerá a sobrecarga. Esses fenômenos indesejáveis podem alterar fisicamente a bateria, diminuindo sua vida útil (CIARLINI CHAGAS FREITAS et al., 2016). Existem diferentes métodos de carga de uma bateria, esses se diferem na forma que são empregados a tensão e corrente durante diferentes etapas. Além disso, os algoritmos de carregamento dependem da tecnologia de bateria utilizada. Para baterias de chumbo-ácido, as técnicas mais conhecidas são: método duplo nível de tensão, método duplo nível de corrente e o método de corrente pulsada, dos quais o primeiro é o mais utilizado (CIARLINI CHAGAS FREITAS et al., 2016). Já para carregamento de baterias de Íon-Lítio, o método mais empregado na literatura é o CC-CV, ou Corrente Constante - Tensão Constante (*Constant Current - Constant Voltage*) (S.S. ZHANG K. XU, 2006).

#### 3.3.1 Método duplo nível de tensão para carregamento de baterias de chumbo-ácido

Nesse método, ilustrado pela Figura 29, existem basicamente 3 etapas. Na primeira, chamada etapa de carga, aplica-se uma corrente máxima ( $I_{MAX}$ ) pré-determinada para que a tensão na bateria chegue à tensão de equalização ( $V_{ELK}$ ). Na segunda etapa, a tensão de equalização é mantida constante e a corrente diminui até atingir um valor mínimo ( $I_{min}$ ), denominado por (CIARLINI CHAGAS FREITAS et al., 2016) de corrente de retenção mínima ( $I_{FLT}$ ). Caso não ocorra a inversão de corrente constante para tensão constante, a tensão na bateria ultrapassaria a tensão de equalização, excedendo os limites permitidos pelos fabricantes, danificando a bateria. O terceiro e último estágio é denominado de manutenção de carga, no qual a bateria é mantida com tensão de flutuação constante ( $V_{FLT}$ ) para que a carga seja mantida (CIARLINI CHAGAS FREITAS et al., 2016).

**Figura 29 – Método duplo nível de tensão**



Fonte: (CIARLINI CHAGAS FREITAS et al., 2016).

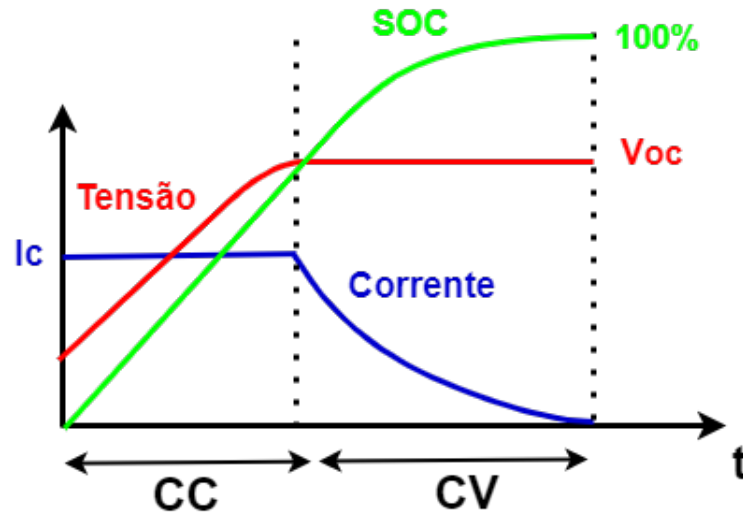
### 3.3.2 Método CC-CV para carregamento de baterias de Íon-Lítio

O método CC-CV, ilustrado pela Figura 30, é dividido em duas etapas, que dão o nome a essa técnica: a etapa de corrente constante e a etapa de tensão constante. Inicialmente, durante a etapa CC, é aplicado à bateria uma corrente constante até que a tensão atinja o valor de tensão de circuito aberto  $V_{oc}$ , no qual o estado de carga atinge 71%. Após, inicia-se a etapa CV, em que a tensão aplicada na bateria permanece constante, e igual a  $V_{oc}$ , enquanto a corrente diminui lentamente até que o restante da carga da bateria seja completado. As escolhas da corrente empregada, assim como da distribuição do tempo entre as etapas CC e CV implicarão no tempo de carregamento e na vida útil da bateria. Aplicando correntes mais elevadas, atinge-se o valor de  $V_{oc}$  mais rápido, técnica usada nos carregadores *fast charge*, mas diminui a vida útil das baterias já que ocorre um aumento da temperatura nas células. Aumentar o tempo do estágio CC provoca por outro lado uma demora no processo de carregamento (S.S. ZHANG K. XU, 2006).

### 3.3.3 Banco de baterias proposto

Diante das informações discorridas anteriormente sobre as baterias de veículos eletrificados e baseados na Tabela 2, foi escolhido o valor de 50 kWh como energia do banco de baterias, valor próximo do modelo Zoe E-TECH, da Renault. As baterias escolhidas foram as Íon-Lítio LIR18650 da marca EEMB, cujas características estão descritas no Quadro 2.

Figura 30 – Método de carregamento CC-CV



Fonte: Modificado de (S.S. ZHANG K. XU, 2006).

Quadro 2 – Especificações da bateria Íon-Lítio L1R18650 da EEMB

No.	Item		Characteristics		Remark
2.1	Model		L1R18650		
2.2	Capacity	Nominal	2000	mAh	0.5C <sub>5</sub> A
		Minimum	2000	mAh	0.5C <sub>5</sub> A
2.3	Nominal Voltage		3.7	V	
2.4	Weight		Approx. 45	g	
2.5	Internal Impedance		≤ 60	mΩ	AC charge) 1KHz(50%
2.6	Dimension (with PVC wrap)	Diameter	≤ 18.5	mm	
		Height	≤ 65.5	mm	
2.7	Standard Charge	Constant Current	1000	mA	0.5C <sub>5</sub> A (CC&CV)
		Limited Voltage	4.200±0.020	V	
		End-of Current	20	mA	0.01C <sub>5</sub> A
2.8	Fast Charge	Constant Current	2000	mA	1C <sub>5</sub> A (CC&CV)
		Limited Voltage	4.200±0.020	V	
		End-of Current	20	mA	0.01C <sub>5</sub> A
2.9	Discharge Cut-off Voltage		2.75	V	
2.10	Maximum Charge Current		2000	mA	1C <sub>5</sub> A
2.11	Maximum Pulse Discharge Current		4000	mA	2C <sub>5</sub> A
2.12	Operation Temperature	Charge	0 ~ 45	°C	
		Discharge	-20 ~ +60	°C	
2.13	Storage Temperature		-20 ~ +45	°C	
2.14	Storage Relative Humidity		60±15	%	

Fonte: [www.eemb.com](http://www.eemb.com).

A tensão nominal do banco de baterias escolhido foi de 403,3 V, totalizando 109 baterias em série. Para entregar uma energia de 50 kWh utilizando as baterias LIR18650 é necessário 62 conjuntos de baterias em paralelo.

$$V_{total} = 3,7V \cdot 109 = 403,3V \quad (10)$$

$$Capacidade_{total} = \frac{50kWh}{403,3V} = 124Ah \quad (11)$$

$$N_{bat_{paralelo}} = \frac{124Ah}{2000mAh} = 62 \quad (12)$$

Quando o banco de baterias estiver totalmente carregado, a tensão sobre cada bateria será de 4,2 V, assim para o projeto do carregador, deve ser levado em consideração que a tensão final do banco é de 457,8 V, como mostra a Equação (13)

$$V_{bat} = 4,2V \cdot 109 = 457,8V \quad (13)$$

Para o cálculo da corrente máxima de carregamento do banco de baterias, é analisado o ponto em que a potência de carregamento é máxima, isto é, na passagem de corrente constante para tensão constante. Nesse momento, a tensão das baterias é de 457,8 V, e a potência é de 5 kW, logo, a corrente máxima que deve ser empregada para que a potência não ultrapasse o valor nominal é de 10,92 A, como mostra a Equação (14).

$$I_{max_{bat}} = \frac{5000W}{457,8V} = 10,92A \quad (14)$$

#### 3.3.4 Potência do carregador de baterias

Para definir a potência nominal do carregador de baterias, é preciso inicialmente escolher o tempo desejado de carregamento. Quanto menor o tempo, maior será a potência do conversor, no entanto, vale ressaltar que se deve levar em consideração as limitações construtivas da bateria, ou seja, seria impossível criar um conversor que carregasse o *pack* de baterias em 1 minuto, já que elas aqueceriam devido à elevada corrente, levando a uma explosão e/ou vazamento das baterias. Como o objetivo não é propor um carregador do tipo *fast-charger*, será escolhido o tempo de 10 h para

carregamento total da bateria, de 0 a 100%. Logo, a potência nominal do conversor será de 5 kW.

$$Pot_{conversor} = \frac{50kWh}{10h} = 5kW \quad (15)$$

### 3.4 CONCLUSÃO

No terceiro capítulo, foram apresentados um breve histórico das baterias elétricas e as principais tecnologias utilizadas em automóveis: as baterias de Chumbo-ácido e Íon-Lítio. Discorreu-se ainda sobre o funcionamento eletroquímico dessas estruturas assim como as principais características que se deve conhecer para escolher, comparar e compreender as baterias. A Tabela 2 trouxe os principais automóveis elétricos do mercado assim como características construtivas importantes, como a tensão do *pack* de baterias, a energia e o tempo de carregamento, que ajudaram na escolha da potência do conversor em estudo.

A modelagem da bateria, que pode assumir diferentes metodologias, é um fator primordial para a decorrente implementação dos controles dos conversores. Além disso, a técnica de carregamento é a base para o controle de tensão e corrente do conversor e deve, ao final, corroborar com os dados obtidos nas simulações.

Os seguintes capítulos trarão as análises dos conversores que compõem o carregador de baterias assim como a implementação das malhas de controle.

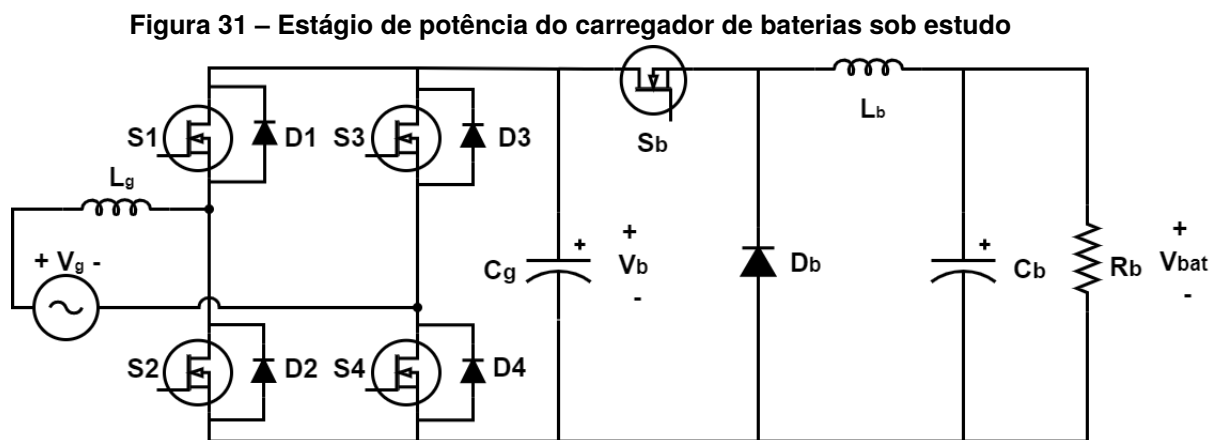


## 4 ANÁLISE ESTÁTICA DOS CONVERSORES VSI E BUCK

Neste capítulo serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor em estudo, as etapas de operação, as equações matemáticas que descrevem seu funcionamento, as equações de projeto dos componentes eletrônicos e ainda, as principais formas de onda de cada estágio.

### 4.1 ANÁLISE DO CARREGADOR DE BATERIAS SOB ESTUDO

Como apresentado na Seção 2, o carregador de baterias pode ser dividido em dois estágios. O primeiro se trata do estágio CA-CC com correção do fator de potência e o segundo, do estágio CC-CC com regulação dos níveis de tensão e corrente para o carregamento das baterias. Como primeiro estágio, foi escolhido o conversor VSI atuando como retificador e como segundo o conversor *Buck*. A Figura 31 traz a topologia completa que será estudada nesse trabalho.



Fonte: Autoria própria.

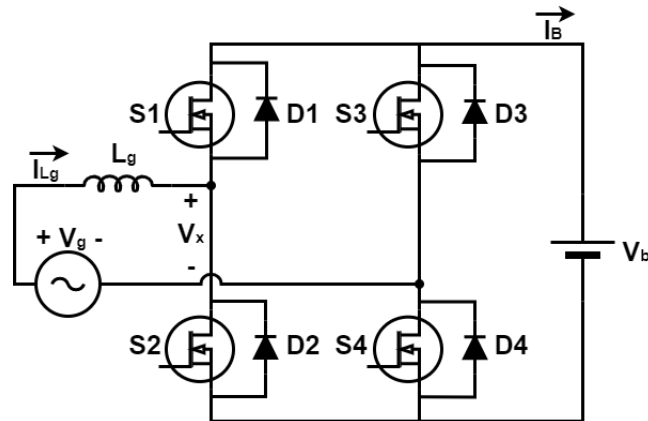
Para facilitar a compreensão, os conversores serão analisados separadamente.

#### 4.1.1 Análise do Conversor VSI atuando como retificador

O VSI, apresentado na Figura 32, é um conversor bidirecional, isto é, seu fluxo de potência pode fluir para ambos os lados. Por esse motivo é possível utilizar tal topologia como inversor de tensão (aplicação mais utilizada) ou retificador de tensão.

Para a análise do conversor, é preciso, primeiramente, escolher qual a estratégia

Figura 32 – Conversor VSI

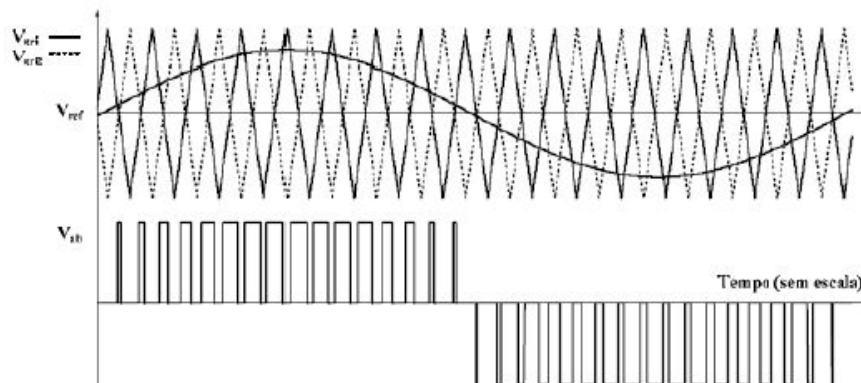


Fonte: Autoria própria.

de modulação dos interruptores. Dois métodos podem ser utilizados: o unipolar três níveis e o bipolar dois níveis.

A modulação unipolar três níveis permite a construção de uma senoide por meio de uma modulação PWM (*Pulse Width Modulation*). Nessa estratégia, dois sinais de ondas triangulares, defasados de  $180^\circ$ , são comparados com um sinal senoidal, como mostra a Figura 33.

Figura 33 – Modulação unipolar três níveis

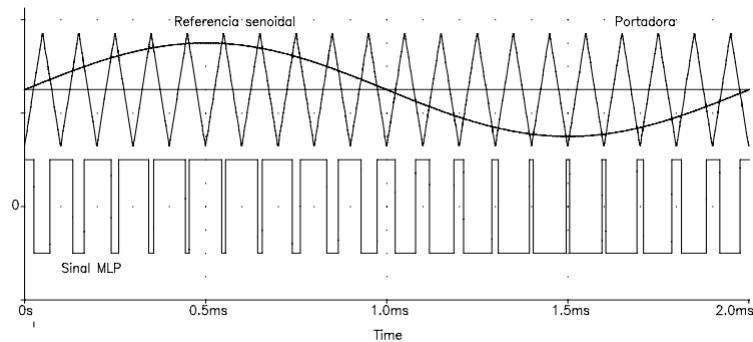


Fonte: (POMILIO, 2021).

No semiciclo positivo da senoide, os pulsos possuem valores positivos de tensão e a duração de cada pulso é dado pelos valores de tensão da senoide. Já para o semiciclo negativo os valores de tensão do pulso PWM são negativos.

Na modulação bipolar dois níveis, um sinal triangular simétrico pulsando a uma frequência que determina a frequência de chaveamento é comparada com uma senoide. Como resultado, tem-se um valor PWM em que a duração dos pulsos é descrita pelo valor de tensão da senoide naquele instante. Essa estratégia pode ser vista na Fig. 34.

**Figura 34 – Modulação bipolar dois níveis**



**Fonte: (POMILIO, 2021).**

A estratégia de modulação três níveis possui vantagens sobre a dois níveis, uma vez que proporciona uma menor distorção harmônica, isso porque após a componente espectral fundamental, aparecem componentes nas vizinhanças da frequência de chaveamento (POMILIO, 2021). Isso implica em um fator de potência mais elevado e um filtro, que elimina as componentes de alta frequência, menor. Além disso, possui menores perdas nas chaves e emissões eletromagnéticas reduzidas (GERENT, 2005). Por tais vantagens, a modulação unipolar três níveis será utilizada nesse trabalho.

Como premissa para a análise, por se tratar de uma fonte alternada de baixa frequência (60 Hz no Brasil), a tensão  $V_g$  dentro de um período de comutação pode ser considerada constante, no entanto, sua amplitude varia de acordo com o ângulo da corrente. Além disso, dentro do período de comutação, em regime permanente, a tensão média  $V_{Lg}$  é nula. Dessa forma, a razão cíclica das chaves varia de forma a manter o valor médio da tensão de  $L_g$  nulo.

Através da análise de malhas das tensões, é possível extrair o valor da tensão sobre a indutância  $L_g$ , utilizada tanto para o semiciclo positivo quanto negativo.

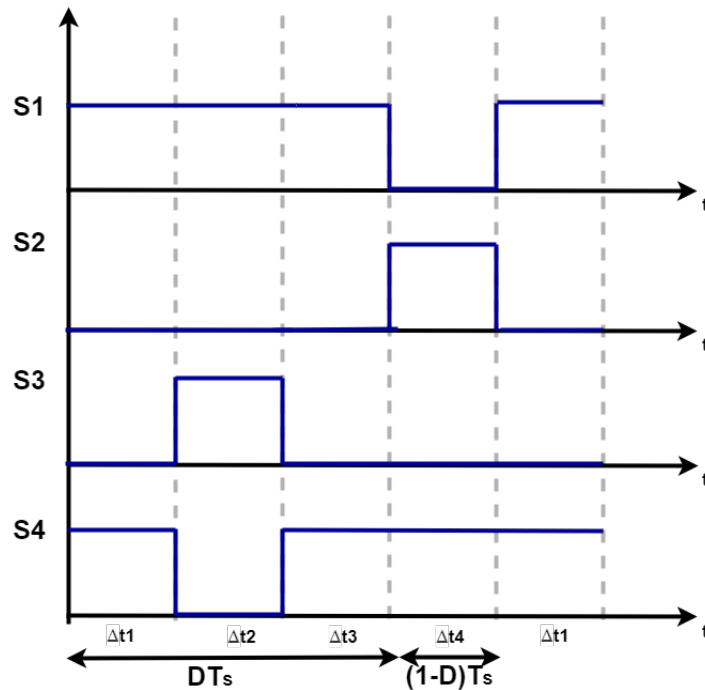
$$V_{Lg} = V_g - V_x \quad (16)$$

#### 4.1.1.1 Semiciclo positivo da tensão de entrada

No semiciclo positivo da tensão de entrada os interruptores seguem a modulação apresentada na Figura 35, em que  $D$  é a razão cíclica e  $T_s$  o período de comutação.

Os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  possuem razão cíclicas repetidas, mas  $180^\circ$  defasadas. O interruptor  $S_2$  possui razão cíclica complementar a  $S_1$  enquanto  $S_3$  é complementar

Figura 35 – Pulso de comando nos interruptores no semiciclo positivo



Fonte: Autoria própria.

a  $S_4$ . Nessa modulação, apenas dois interruptores podem conduzir ao mesmo tempo, sendo que  $S_1$  não pode conduzir com  $S_2$  nem  $S_3$  pode conduzir com  $S_4$ , já que ocasionaria um curto circuito de braço, levando a corrente a valores muito elevados, possivelmente danificando os componentes.

Analisando a Figura 35 é possível calcular os intervalos de tempo de cada etapa de operação, definidos na imagem como  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$ ,  $\Delta t_3$  e  $\Delta t_4$ .

$$\Delta t_1 = \frac{T_s}{2} - (1 - D)T_s \quad (17)$$

$$\Delta t_2 = (1 - D)T_s \quad (18)$$

$$\Delta t_3 = \Delta t_1 \quad (19)$$

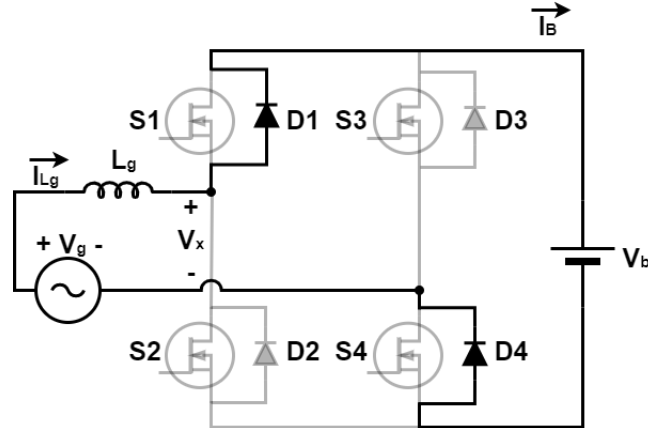
$$\Delta t_4 = \Delta t_2 \quad (20)$$

Existem, no semiciclo positivo, quatro etapas de operação, as quais são apresentadas a seguir.

Na **primeira etapa**, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  conduzem, através de seus diodos

antiparalelos  $D_1$  e  $D_4$ , respectivamente, caracterizando a transferência de energia de  $L_g$  para o barramento  $V_g$ . A Figura 36 mostra a primeira etapa.

**Figura 36 – Primeira etapa de operação no semiciclo positivo**



Fonte: Autoria própria.

Analisando matematicamente essa etapa, a tensão  $V_x$  pode ser expressada conforme a Equação (21).

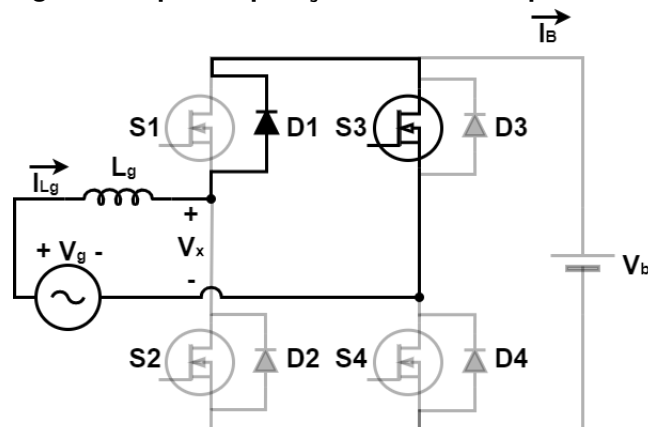
$$V_x(t) = V_b \quad (21)$$

Utilizando a Equação (16), é possível encontrar o valor de  $V_{Lg}$  no intervalo  $\Delta t_1$ :

$$V_{Lg}(t) = V_g - V_b \quad (22)$$

Na **segunda etapa**, os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  conduzem, permitindo o carregamento da indutância  $L_g$ . O diodo  $D_1$ , antiparalelo de  $S_1$ , conduz enquanto  $D_3$  se mantém bloqueado devido ao sentido da corrente. Figura 37 mostra essa etapa.

**Figura 37 – Segunda etapa de operação no semiciclo positivo**



Fonte: Autoria própria.

A tensão  $V_x$  é dada pela Equação (23).

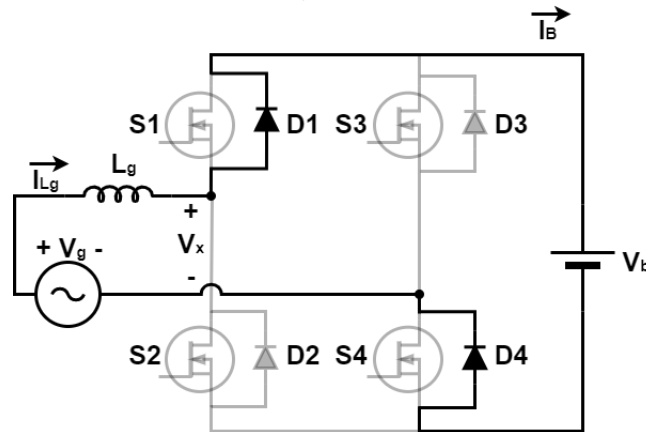
$$V_x(t) = 0 \quad (23)$$

Através da Equação (16) é possível encontrar o valor de  $V_{Lg}$  no intervalo  $\Delta t_2$ .

$$V_{Lg}(t) = V_b \quad (24)$$

Na **terceira etapa**, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  conduzem, permitindo a transferência de energia do indutor  $L_g$  para o barramento  $V_g$  através dos diodos  $D_1$  e  $D_4$ . A Figura 38 mostra a terceira etapa.

Figura 38 – Terceira etapa de operação no semiciclo positivo



Fonte: Autoria própria.

A tensão  $V_x$  é dada pela Equação (25).

$$V_x(t) = V_b \quad (25)$$

Através da Equação (16) é possível encontrar o valor de  $V_{Lg}$  no intervalo  $\Delta t_3$ .

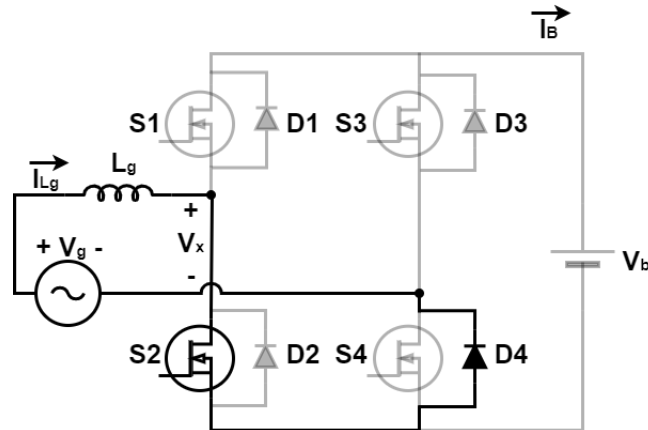
$$V_{Lg}(t) = V_g - V_b \quad (26)$$

Na **quarta etapa**, os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  conduzem, permitindo o carregamento da indutância  $L_g$ . O diodo  $D_2$  bloqueia enquanto  $D_4$  conduz. A Figura 39 mostra a quarta etapa de operação.

A tensão  $V_x$  é dada pela Equação (27)

$$V_x(t) = 0 \quad (27)$$

Figura 39 – Quarta etapa de operação no semiciclo positivo



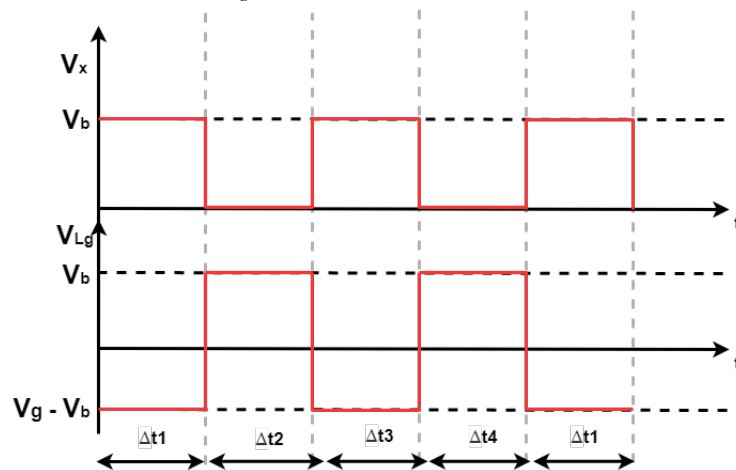
Fonte: Autoria própria.

Através da Equação (16) é possível encontrar o valor de  $V_{Lg}$  no intervalo  $\Delta t_4$ .

$$V_{Lg}(t) = V_b \quad (28)$$

Por meio das equações encontradas, é possível plotar as formas de onda das tensões  $V_x$  e  $V_{Lg}$  para cada etapa de operação do semiciclo positivo, representados na Figura 40. Da mesma forma, a corrente que flui pelo indutor  $L_g$  é apresentada na Figura 41.

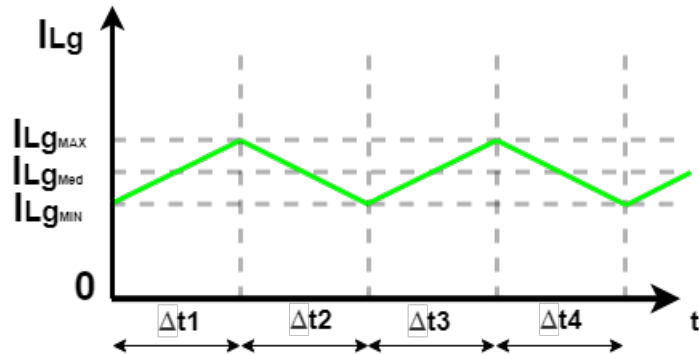
Figura 40 – Tensões  $V_x$  e  $V_{Lg}$  no semiciclo positivo



Fonte: Autoria própria.

É possível notar que a tensão  $V_{Lg}$  possui frequência duas vezes maior do que a frequência de comutação do sistema. Essa é uma das vantagens da utilização da modulação unipolar três níveis, já que com o dobro da frequência no indutor os esforços de filtragem são menores, resultando em um menor volume para o indutor.

Figura 41 – Corrente  $I_{Lg}$  no semiciclo positivo



Fonte: Autoria própria.

Em regime permanente senoidal, a tensão média do indutor  $L_g$  é nula, conforme a Equação(29).

$$V_{Lg(med)T_s} = 0 \quad (29)$$

Sendo o valor médio de uma função  $f(t)$  definida pela Equação (30), pode-se calcular a tensão média de  $V_{Lg}$  através no semiciclo positivo. Como a frequência de  $V_{Lg}$  é duplicada, apenas um período será analisado. Assim, tem-se:

$$f(t)_{(med)} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (30)$$

$$V_{Lg(med)T_s} = \frac{1}{\frac{T_s}{2}} \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_{Lg} dt \quad (31)$$

Através das Equações (29) e (31) obtém-se:

$$\frac{1}{\frac{T_s}{2}} \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_{Lg} dt = 0 \quad (32)$$

Simplificando,

$$V_b = \frac{V_g}{(2D - 1)} \quad (33)$$

Portanto, através da Equação (34), é possível conhecer o valor da razão cíclica para o semiciclo positivo.

$$D = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_g}{V_b} \quad (34)$$



Como  $V_b$  é uma constante, a razão cíclica  $D$  terá a forma senoidal de  $V_{Lg}$ , descrito pela Equação (35).

$$V_g = V_{gp} \sin \theta \quad (35)$$

$$D(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{gp}}{V_b} \sin \theta \quad (36)$$

A relação  $\frac{V_{gp}}{V_b}$  é comumente chamada de índice de modulação, expressada pela letra  $M$ .

$$M = \frac{V_{gp}}{V_b} \quad (37)$$

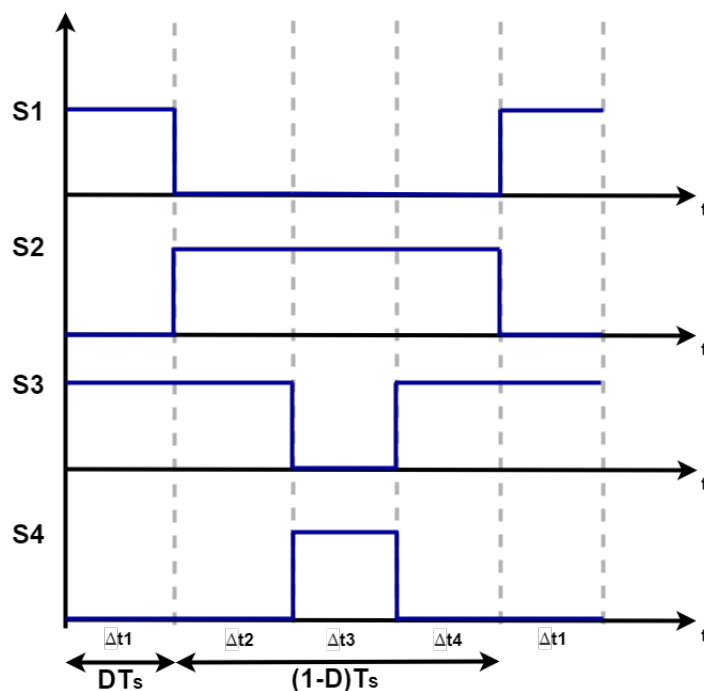
Portanto, o valor da razão cíclica é apresentado na Equação (38).

$$D(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M \sin \theta \quad (38)$$

#### 4.1.1.2 Semiciclo negativo da tensão de entrada

Para o semiciclo negativo, a análise é realizada de forma análoga ao semiciclo positivo. Dessa forma, ficam definidas na Figura 42 a modulação dos interruptores.

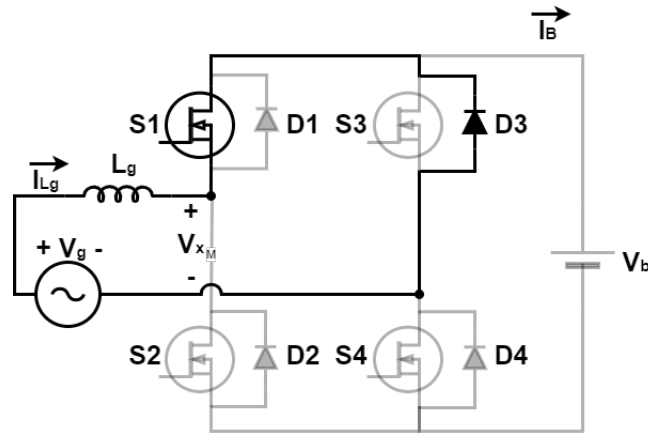
**Figura 42 – Pulsos de comando dos interruptores no semiciclo negativo**



Fonte: Autoria própria.

Na **primeira etapa** de operação, representado na Figura 43, os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  conduzem, permitindo o carregamento da indutância  $L_g$ . O diodo  $D_1$ , antiparalelo de  $S_1$  bloqueia enquanto  $D_3$ , antiparalelo de  $S_3$  conduz.

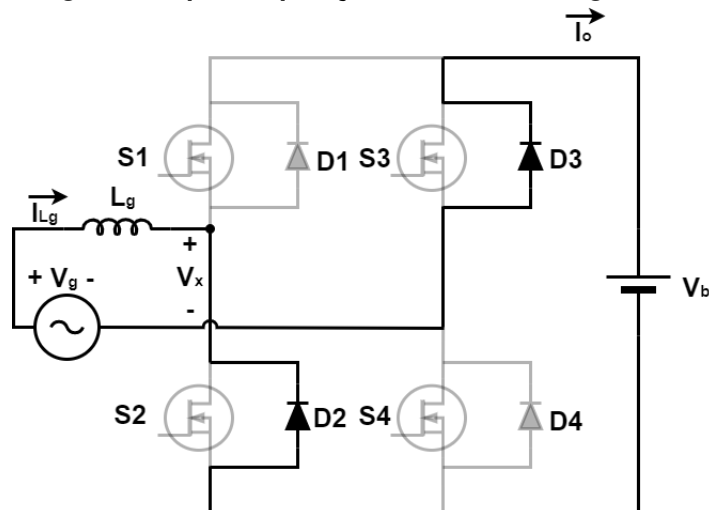
Figura 43 – Primeira etapa de operação do semiciclo negativo



Fonte: Autoria própria.

Na **segunda etapa** de operação, representado na Figura 44, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  conduzem, a transferência de energia da indutância  $L_g$  para o barramento  $V_g$ . O diodo  $D_3$ , antiparalelo de  $S_3$ , conduz, enquanto  $D_2$  bloqueia.

Figura 44 – Segunda etapa de operação do semiciclo negativo

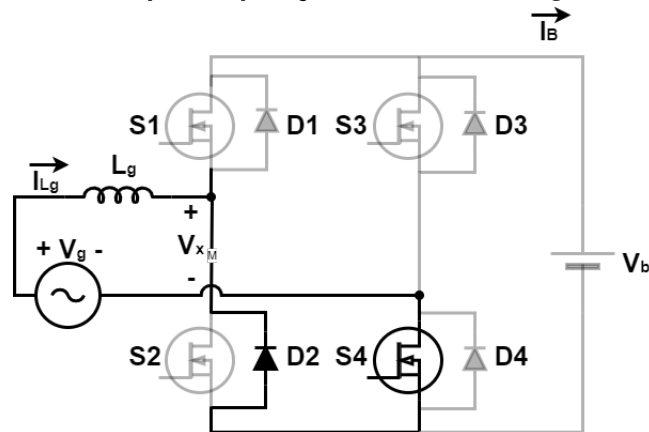


Fonte: Autoria própria.

Na **terceira etapa** de operação, ilustrada na Figura 45, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  conduzem, permitindo o carregamento da indutância  $L_g$ . O diodo  $D_3$ , antiparalelo de  $S_3$ , conduz, enquanto  $D_2$  bloqueia.

Na **quarta etapa** de operação, ilustrada na Figura 46, os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  conduzem, permitindo o descarregamento da indutância  $L_g$  sobre a carga. O diodo  $D_3$ ,

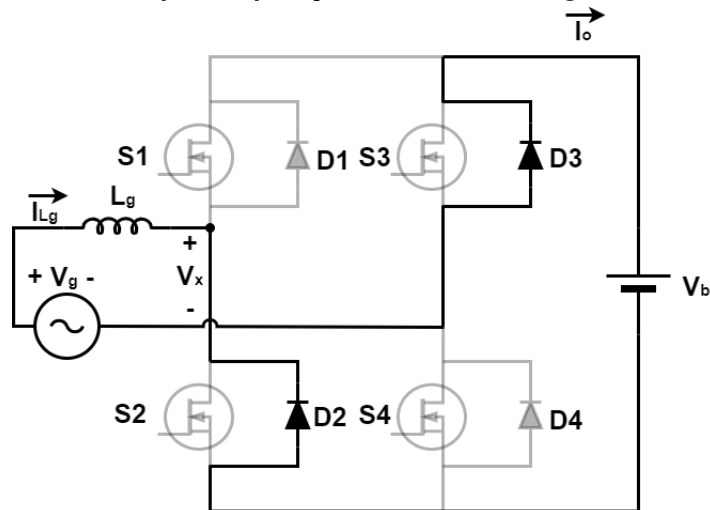
Figura 45 – Terceira etapa de operação do semiciclo negativo



Fonte: Autoria própria.

antiparalelo de  $S_3$ , conduz, enquanto  $D_2$  bloqueia.

Figura 46 – Quarta etapa de operação do semiciclo negativo



Fonte: Autoria própria.

A Figura 47 apresenta as formas de onda das tensões de  $V_x$  e  $V_{Lg}$  para o semiciclo negativo.

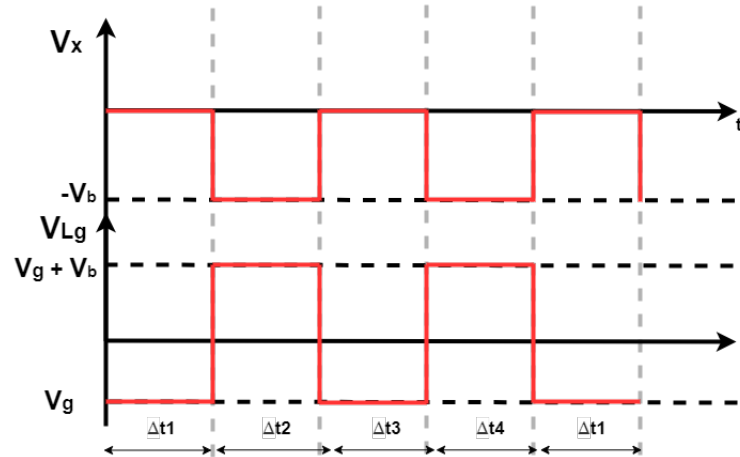
Aplicando a Equação (30) em  $V_{Lg}$ , Figura 47, obtém-se o valor médio de tensão sobre o indutor no semiciclo negativo.

$$V_b = \frac{-V_g}{(1 - 2D)} \quad (39)$$

Isolando  $D$ , obtém-se:

$$D = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_g}{V_b} \quad (40)$$

Figura 47 – Tensões  $V_x$  e  $V_{Lg}$  no semiciclo negativo



Fonte: Autoria própria.

Comparando as Equações (40) com (33) conclui-se que para os dois semiciclos da tensão de entrada o valor da razão cíclica é o mesmo.

#### 4.1.1.3 Dimensionamento do Indutor $L_g$

Para o dimensionamento do indutor  $L_g$ , utiliza-se da Equação (16) e da Equação (41), que definem a tensão  $V_{Lg}$ .

$$V_{Lg} = L_g \frac{dI_{Lg}}{dt} \quad (41)$$

Substituindo a Equação (35) na Equação (41), obtém-se:

$$L_g \frac{dI_{Lg}}{dt} = V_{gp} \sin \theta - V_x \quad (42)$$

$$\Delta I_{Lg} = \frac{V_{gp} \sin \theta - V_x}{L_g} \Delta t \quad (43)$$

A variável  $\Delta t$  é o intervalo de tempo analisado. Nesse caso, será investigado o intervalo  $\Delta t_1$ , definido na Equação (17). Substituindo  $\Delta t_1$ , encontra-se:

$$\Delta I_{Lg} = \frac{V_{gp} \sin \theta - V_x}{L_g} \left[ T_s \left( \frac{2D - 1}{2} \right) \right] \quad (44)$$

Substituindo a razão cíclica, definida pela Equação (34), na Equação (44) e

simplificando, obtém-se:

$$\Delta I_{Lg} = \left[ \frac{T_s V_{gp}^2 \sin^2 \theta}{2L_g V_b} \right] - \left[ \frac{T_s V_x V_{gp} \sin \theta}{2V_b L_g} \right] \quad (45)$$

Na primeira etapa, o valor de  $V_x = V_b$ , logo:

$$\Delta I_{Lg} = \left[ \frac{T_s V_{gp}^2 \sin^2 \theta}{2L_g V_b} \right] - \left[ \frac{T_s V_b V_{gp} \sin \theta}{2V_b L_g} \right] \quad (46)$$

Dividindo os dois lados da equação por  $V_b$  e simplificando, encontra-se:

$$\frac{2L_g \Delta I_{Lg}}{T_s V_b} = \frac{V_{gp}^2}{V_b^2} \sin^2 \theta - \frac{V_{gp}}{V_b} \sin \theta \quad (47)$$

$$\frac{2L_g \Delta I_{Lg}}{T_s V_b} = M^2 \sin^2 \theta - M \sin \theta \quad (48)$$

Logo, a Equação (49) define a ondulação de corrente no indutor.

$$\Delta I_{Lg} = (M \sin \theta - M^2 \sin^2 \theta) \left( \frac{T_s V_b}{2L_g} \right) \quad (49)$$

Essa ondulação de corrente é função do ângulo  $\theta$ , ou seja, ela varia dependendo do valor do ângulo. Para um bom projeto dos componentes, é necessário encontrar o valor do ângulo crítico, em que a ondulação assume seu valor máximo. Tal ângulo será chamado de ângulo crítico, ou  $\theta_c$ . Encontrar o ponto crítico de uma função, ou ponto estacionário, é o mesmo que dizer que a derivada primeira da função em relação à variável em estudo é nula. Assim, derivando a Equação (49) em relação a  $\theta$  e igualando a zero, encontra-se:

$$\frac{\partial \Delta I_{Lg}}{\partial \theta} = M \cos(\theta_c) [1 - 2M \sin \theta_c] = 0 \quad (50)$$

Visto que a Equação (49) é uma função apenas senoidal, ela é, obrigatoriamente, simétrica de  $0$  à  $\frac{\pi}{2}$  em relação a  $\frac{\pi}{2}$  à  $\pi$ . Assim,  $\theta_c$  será analisado apenas para o primeiro quadrante.

$$0 \leq \theta_c \leq \frac{\pi}{2} \quad (51)$$

Resolvendo a Equação (50), chega-se a dois possíveis resultados, sendo

definidos a seguir.

$$1 - 2M \sin \theta_c = 0 \quad (52)$$

$$\cos(\theta_c) = 0 \quad (53)$$

Solucionando a Equação (52), encontra-se:

$$\theta_{c1} = \arcsin\left(\frac{1}{2M}\right) \quad (54)$$

Em que o índice de modulação deve ser maior ou igual a  $\frac{1}{2}$ ,  $M \geq \frac{1}{2}$ , já que para valores menores, o resultado seria um número complexo, fugindo do objetivo dessa análise.

Solucionando a Equação (53), obtém-se:

$$\theta_{c2} = \frac{\pi}{2} \quad (55)$$

Esses dois valores encontrados dizem que tais pontos são críticos, isto é, podem ser pontos de máximo ou de mínimo. A análise em questão busca o valor do ângulo onde ocorre a maior ondulação, ou seja, onde ocorre um ponto de máximo. Para descobrir qual valor é um ponto de máximo, basta realizar a derivada segunda da função em relação à variável em análise e igualar a zero. Se o resultado for menor que zero, o ponto é de máximo, se maior que zero, é um ponto de mínimo e caso o valor dê nulo, encontra-se uma indefinição.

$$\frac{\partial^2 \Delta I_{Lg}}{\partial \theta_c^2} = -M \sin(\theta_c) - 2M^2 \cos 2\theta_c = 0 \quad (56)$$

Serão analisados os dois valores de  $\theta$ , encontrados nas Equações (54) e (55).

Para  $\theta_{c1} = \frac{\pi}{2}$ :

$$\frac{\partial^2 \Delta I_{Lg}}{\partial \theta_{c1}^2} = -M + 2M^2 \quad (57)$$

Logo, o resultado da Equação (57) pode possuir três valores diferentes:

$$\begin{aligned}
 \text{Se } M < \frac{1}{2} &\rightarrow \text{ ponto de máximo} \\
 \text{Se } M > \frac{1}{2} &\rightarrow \text{ ponto de mínimo} \\
 \text{Se } M = \frac{1}{2} &\rightarrow \text{ ponto de indefinição}
 \end{aligned}
 \tag{58}$$

Como apresentado anteriormente,  $M$  deve assumir valores maiores ou igual a  $\frac{1}{2}$ , logo,  $\theta_{c1}$  é um ponto de mínimo, já que para  $M = \frac{1}{2}$  encontra-se uma indefinição. Para  $\theta_{c2} = \arcsin\left(\frac{1}{2M}\right)$ :

$$\frac{\partial^2 \Delta I_{Lg}}{\partial \theta_{c2}^2} = -M \sin \left[ \arcsin \left( \frac{1}{2M} \right) \right] - 2M^2 \cos \left[ 2 \arcsin \left( \frac{1}{2M} \right) \right]
 \tag{59}$$

$$\frac{\partial^2 \Delta I_{Lg}}{\partial \theta_{c2}^2} = -\frac{1}{2} - 2M^2 \cos \left[ 2 \arcsin \left( \frac{1}{2M} \right) \right]
 \tag{60}$$

Utilizando o índice de modulação  $M = 1$ , valor máximo para  $M$ , a Equação (60) assume um valor menor que zero, logo é um ponto de máximo.

$$\frac{\partial^2 \Delta I_{Lg}}{\partial \theta_{c2}^2} = -\frac{3}{2}
 \tag{61}$$

Quando utilizado  $M = \frac{1}{2}$ , valor mínimo para que o resultado pertença aos números reais, a Equação (60) assume um valor igual a zero, logo é um ponto de indefinição. Portanto, chega-se na resposta de que o ângulo onde ocorre a maior ondulação é em  $\theta_{c2} = \arcsin\left(\frac{1}{2M}\right)$ . Para facilitar a compreensão, a Figura 48 ilustra o gráfico da Equação (48) para  $M = 0,7$  e para  $M = 0,2$ .

Agora, a partir da Equação (48) e da Equação (54) define-se o valor da indutância  $L_g$ .

$$L_g = (M \sin \theta_c - M^2 \sin^2 \theta_c) \left( \frac{T_s V_b}{2 \Delta I_{Lg}} \right)
 \tag{62}$$

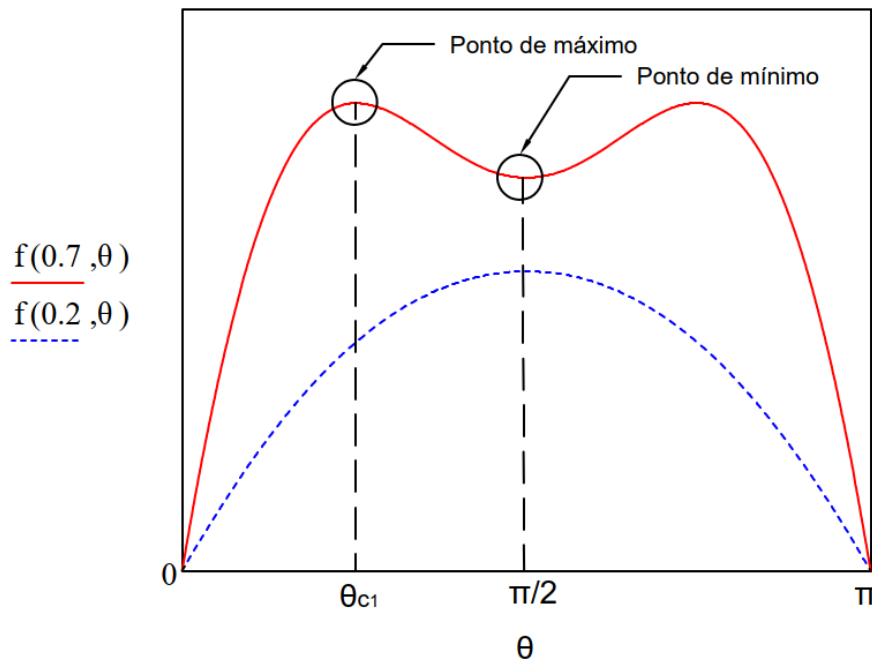
A ondulação da corrente é definida na Equação (63).

$$\Delta I_{Lg} = \Delta I_{Lg\%} I_{Lgp} \sin \theta_c
 \tag{63}$$

O valor de  $\Delta I_{Lg\%}$  é escolhido pelo projetista. Deve-se escolher um valor baixo, entre 10% e 20% da corrente média do indutor. Valores muito elevados trarão ondulações

**Figura 48 – Resposta da Equação (48) para  $M = 0,7$  e  $M = 0,2$**

$$f(M, \theta) = M \sin(\theta) - M^2 \sin^2(\theta)$$



**Fonte: Autoria própria.**

muito altas prejudicando o controle, o dimensionamento e o funcionamento dos outros componentes. Valores pequenos elevará o valor da indutância e, conseqüentemente, seu volume.

O valor da corrente de pico,  $I_{Lgp}$ , pode ser encontrada através da análise das potências.

$$P_{in} = P_o = \frac{1}{2} I_{Lgp} V_{gp} \quad (64)$$

$$I_{Lgp} = \frac{2P_o}{V_{gp}} \quad (65)$$

Reescrevendo a Equação (63), tem-se:

$$\Delta I_{Lg} = \Delta I_{Lg\%} \frac{2P_o}{V_{gp}} \sin \theta_c \quad (66)$$

#### 4.1.1.4 Dimensionamento dos interruptores

Para o dimensionamento dos interruptores é preciso conhecer os esforços de tensão e corrente sobre os mesmos. Quando os interruptores se abrem, a corrente



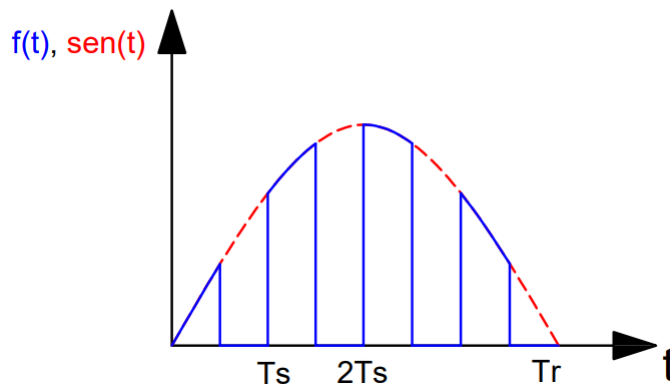
sobre eles são nulas e a tensão é igual à tensão do barramento CC.

$$V_{max_{Sx}} = V_b \quad (67)$$

Para a análise dos esforços de corrente, primeiramente, é preciso entender como calcular um valor médio e eficaz de uma função em alta frequência que segue uma função de baixa frequência, já que os interruptores comutarão em alta frequência, mas a corrente que flui sobre eles possui baixa frequência (frequência da rede elétrica).

A Figura 49 representa uma função no tempo  $f(t)$  comutando em alta frequência e uma função  $sen(t)$  em baixa frequência. A representação possui poucas comutações em um ciclo para que seja mais fácil visualizar o efeito, no entanto, na prática, a comutação de  $f(t)$  é centenas ou milhares de vezes maior que  $sen(t)$ .

**Figura 49 – Onda senoidal em baixa e alta frequência**



**Fonte: Autoria própria.**

O valor médio de uma função no tempo pode ser calculado através da Equação (68)

$$F_{(med)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} f(t), dt \quad (68)$$

De forma análoga à "Soma de Riemann", que diz que a integral de uma curva pode ser aproximada pela somatória infinitesimal de formas retangulares que constroem a região calculada, pode-se afirmar que:

$$F_{(med)} = \frac{1}{T_r} \sum_{k=1}^n \int_{(k-1)T_s}^{k.T_s} f(t), dt \quad (69)$$

Em que  $n$  é a quantidade de comutações entre 0 e  $T_r$ . No caso da Figura 49,  $n = 4$ .

Para o cálculo do valor médio quase instantâneo, isto é, para apenas uma comutação (por exemplo, de 0 até  $T_s$ ), têm-se:

$$f_{(med)}^* = \frac{1}{T_r} \int_{(k-1)T_s}^{k.T_s} f(t), dt \quad (70)$$

A função  $f_{(med)}^*$  é o valor médio pontual e não global.

Isolando a integral, obtém-se:

$$\int_{(k-1)T_s}^{k.T_s} f(t), dt = T_r \cdot f_{(med)}^* \quad (71)$$

Substituindo a Equação (71) na Equação (69), encontra-se:

$$F_{(med)} = \frac{1}{T_r} \sum_{k=1}^n T_r \cdot f_{(med)}^* \quad (72)$$

Dessa forma, a Equação (72) diz que o valor médio total da função é a soma dos valores médios quase instantâneos. Tomando  $n \rightarrow \infty$  é possível aproximar-se do valor real do valor médio. Essa hipótese é equivalente a dizer que  $T_s$  tende a um valor infinitesimal de tempo, chamado de  $d\tau$  e que  $k.T_s$  tende a  $\tau$ . A variável  $\tau$  nada mais é que a representação do tempo para valores de  $n$  infinitos. Assim, a Equação (72) para  $n \rightarrow \infty$  pode ser escrita da seguinte maneira:

$$F_{(med)} = \frac{1}{T_r} \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^n T_r \cdot f_{(med)}^* \quad (73)$$

O limite de  $n \rightarrow \infty$  de um somatório é a mesma coisa que aplicar a integral, assim:

$$F_{(med)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} f_{med}^*(\tau), d\tau \quad (74)$$

Em suma, a Equação (74) diz que para calcular um valor médio total basta calcular o valor médio quase instantâneo através da integral em alta frequência e após, integrar os valores em baixa frequência.

Para o cálculo do valor eficaz da função é realizado a mesma análise. Assim, tem-se:

$$f_{(ef)}^* = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_{(k-1)T_s}^{k.T_s} f(t)^2, dt} \quad (75)$$

$$F_{(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} f_{ef}^*(\tau)^2, d\tau} \quad (76)$$

Como premissa para a análise dos esforços de corrente nos interruptores, será realizada a aproximação por baixa ondulação, isto é, a ondulação de corrente no indutor será descartada visto que possui um valor muito pequeno. Além disso, considera-se a utilização de chaves do tipo IGBT por motivos práticos. Dessa forma, a análise dos esforços será feita separadamente para os interruptores e seu respectivo diodo antiparalelo.

Analisando a modulação das chaves no semiciclo positivo e negativo, Figura 35 e Figura 42, e aplicando os conceitos anteriormente apresentados para obtenção do valor médio de corrente para a chave  $S_1$ , obtêm-se:

$$i_{S1_{med}}^*(\theta) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{S1}(t) dt \quad (77)$$

$$i_{S1_{med}}^*(\theta) = \frac{1}{T_s} I_{Lg} D(\theta) T_s \quad (78)$$

A corrente  $I_{Lg}$  que flui pelo indutor é descrita na Equação (79).

$$I_{Lg} = I_{Lgp} \sin \theta \quad (79)$$

Substituindo Equação (40) e a Equação (79) na Equação (78), encontra-se:

$$i_{S1_{med}}^*(\theta) = I_{Lgp} \sin \theta \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M \sin \theta \right] \quad (80)$$

$$i_{S1_{med}}^*(\theta) = \frac{I_{Lgp}}{2} (\sin \theta + M \sin \theta^2) \quad (81)$$

Para aplicar a Equação (74) é necessário definir os limites de integração. Como a análise é sobre o interruptor  $S_1$ , a corrente apenas irá passar pelo transistor durante o semiciclo negativo, pois no semiciclo positivo a corrente flui pelo seu diodo antiparalelo. Dessa forma, ele conduz de  $\pi$  a  $2\pi$ , enquanto seu diodo conduz de 0 a  $\pi$ . Definido isso, aplica-se a Equação (74), que traz o valor médio da corrente para a chave  $S_1$ .

$$I_{S1_{med}} = -\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left( \frac{I_{Lgp}}{2} (\sin \theta + M \sin \theta^2) \right) d\theta \quad (82)$$

Substituindo a Equação (65) na Equação (82) e simplificando, encontra-se:

$$I_{S1_{med}} = -\frac{\sqrt{2}P_o(\pi M - 4)}{8\pi} \quad (83)$$

O negativo da equação foi colocado para adequar o sentido da corrente para a convenção adotada. Integrando agora a Equação (81) de 0 à  $\pi$ , encontra-se, o valor médio de corrente que flui pelo diodo  $D_1$ , expresso pela Equação (84).

$$I_{D1_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{I_{Lgp}}{2} (\sin \theta + M \sin \theta^2) \right) d\theta \quad (84)$$

$$I_{D1_{med}} = \frac{\sqrt{2}P_o(\pi M + 4)}{8\pi V_{gef}} \quad (85)$$

Para definir o valor da corrente eficaz em  $S_1$  e  $D_1$ , utiliza-se a Equação (76). Assim, a Equação (87) traz a corrente eficaz em  $S_1$  e a Equação (89) traz a corrente eficaz em  $D_1$ .

$$I_{S1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left( \frac{I_{Lgp}^2}{2} (\sin \theta^2 + M \sin \theta^3) \right) d\theta} \quad (86)$$

$$I_{S1_{ef}} = \frac{\sqrt{\frac{P_o^2 \cdot (24M - 9\pi)}{V_{gef}^2}}}{6 \cdot \sqrt{\pi}} \quad (87)$$

$$I_{D1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{I_{Lgp}^2}{2} (\sin \theta^2 + M \sin \theta^3) \right) d\theta} \quad (88)$$

$$I_{D1_{ef}} = \frac{\sqrt{\frac{P_o^2 \cdot (24M + 9\pi)}{V_{gef}^2}}}{6 \cdot \sqrt{\pi}} \quad (89)$$

Para os interruptores e seus diodos antiparalelo restantes, os cálculos de corrente média e eficaz são realizados da mesma maneira que para  $S_1$  e seu diodo  $D_1$ . Os resultados das correntes são idênticos, visto que a modulação aplicada permite a divisão da corrente entre os interruptores, levando cada interruptor a processar a mesma quantidade de potência.

$$I_{S1_{med}} = I_{S2_{med}} = I_{S3_{med}} = I_{S4_{med}} \quad (90)$$

$$I_{S1_{ef}} = I_{S2_{ef}} = I_{S3_{ef}} = I_{S4_{ef}} \quad (91)$$

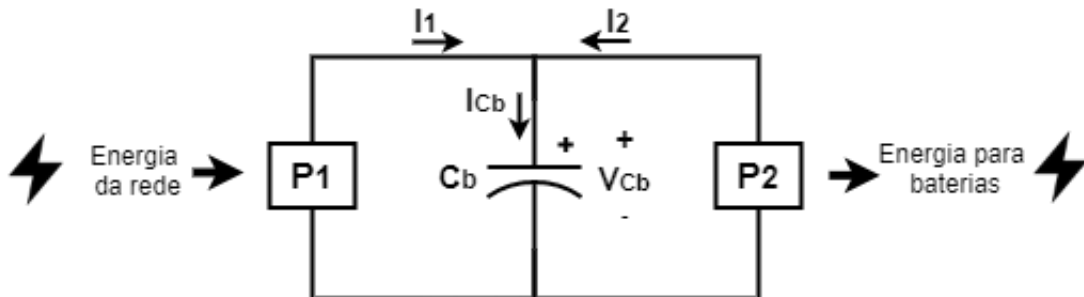
$$I_{D1_{med}} = I_{D2_{med}} = I_{D3_{med}} = I_{D4_{med}} \quad (92)$$

$$I_{D1_{ef}} = I_{D2_{ef}} = I_{D3_{ef}} = I_{D4_{ef}} \quad (93)$$

#### 4.1.1.5 Dimensionamento do capacitor de barramento $C_b$

O dimensionamento do capacitor de barramento  $C_b$  é feito através da análise das potências sobre ele. Na Figura 50 a potência  $P_1$  representa o estágio VSI e  $P_2$  representa o estágio *Buck*. Como a análise matemática é feita para um sistema considerando rendimento unitário, a potência de entrada deve ser igual a de saída.

**Figura 50 – Potências sobre o capacitor de barramento  $C_b$**



Fonte: Autoria própria.

A potência  $P_1$  é definida pela Equação (94).

$$P_1 = P_g = V_{gp} \sin(\omega t) \cdot I_{gp} \sin(\omega t) \quad (94)$$

$$P_g = V_{gp} \cdot I_{gp} \sin^2(\omega t) \quad (95)$$

Utilizando da igualdade trigonométrica presente na Equação (96), pode-se reescrever a Equação (95).

$$\sin^2(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\omega t) \quad (96)$$

$$P_g = \frac{1}{2} V_{gp} \cdot I_{gp} + \frac{1}{2} V_{gp} \cdot I_{gp} \cos(2\omega t) \quad (97)$$

A parcela  $\frac{1}{2}V_{gp} \cdot I_{gp}$  representa a potência média. A corrente sobre o capacitor é descrita pela Equação (98).

$$I_{Cb} = I_1 + I_2 = \frac{P_1}{V_{Cb}} + \frac{P_2}{V_{Cb}} \quad (98)$$

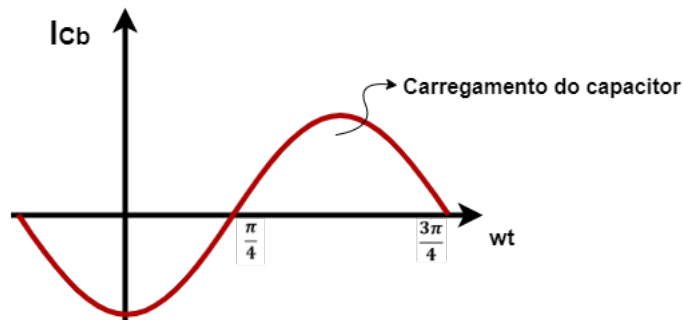
Substituindo a Equação (97) na Equação (98), têm-se:

$$I_{Cb} = \frac{V_{gp}I_{gp}}{2V_{Cb}}(1 - \cos(2\omega t)) - \frac{P_o}{V_{Cb}} \quad (99)$$

$$I_{Cb} = -\frac{P_o}{V_{Cb}}\cos(2\omega t) \quad (100)$$

Analisando a Figura 51 , que representa a corrente  $I_{Cb}$ , pode-se calcular a corrente média do capacitor dentro do período em que ele se carrega, isto é, de  $\frac{\pi}{4}$  até  $\frac{3\pi}{4}$ .

Figura 51 – Corrente  $I_{Cb}$



Fonte: Autoria própria.

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt} \quad (101)$$

$$dV_{Cb} = \frac{1}{C_b} I_{Cb} dt \quad (102)$$

$$\int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} dV_{Cb} = \frac{1}{C_b} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} \frac{P_o}{V_{Cb}} \frac{-\cos(2\omega t)}{\omega} d(\omega t) \quad (103)$$

Resolvendo a integral e isolando a componente  $C_b$ , chega-se na equação que define o valor da capacitância.

$$C_b = \frac{P_o}{\Delta V_{Cb} \cdot V_{Cb} \cdot 2\pi f_{rede}} \quad (104)$$

A variação  $\Delta V_{Cb\%}$ , expressa na Equação (105), é um parâmetro de projeto e deve apresentar valores baixos, entre 1% e 10% da tensão sobre o capacitor, já que  $V_{Cb}$  precisa ser o mais constante possível. Escolher valores muito baixos remete em valores de capacitâncias elevadas, e conseqüentemente, em capacitores grandes e mais caros.

$$\Delta V_{Cb} = \Delta V_{Cb\%} V_{Cb} \quad (105)$$

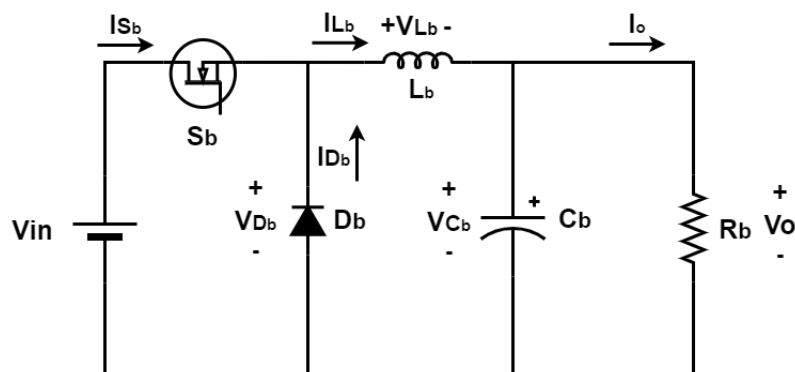
#### 4.1.2 Análise do Conversor *Buck*

O conversor *Buck* foi brevemente apresentado no Capítulo 2. Nesta seção, será apresentada a análise estática do conversor visando obter as expressões que permitem dimensionar os componentes e entender seu funcionamento.

A estrutura do conversor está representada na Figura 52. O *Buck* pode operar em dois modos de condução: modo de condução contínua (MCC) e modo de condução descontínua (MCD). O MCC ocorre quando a corrente do indutor nunca se anula dentro de um período de comutação. Já no MCD, a corrente do indutor vai à zero antes do final de um ciclo. O *Buck* possui duas etapas de operação em MCC e três em MCD. No presente trabalho, o conversor *Buck* estará operando em modo de condução contínua.

Para análise, a carga será considerada uma resistência e não uma bateria (fonte de tensão mais resistência série), isso porque a resistência é utilizada apenas para simular uma carga que drena uma corrente constante. A utilização da modelagem elétrica da bateria é inserida ao circuito durante a análise dinâmica, na qual o valor da resistência série é levado em consideração.

Figura 52 – Conversor *Buck*

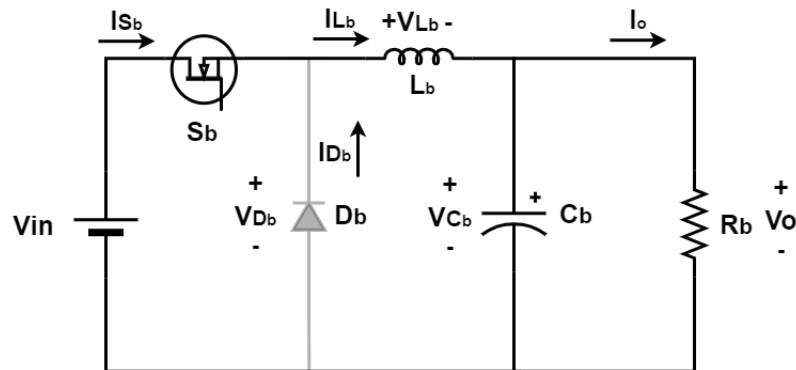


Fonte: Autoria própria.

#### 4.1.2.1 Modos de operação do *Buck* em MCC

Na **primeira etapa** de operação, o interruptor  $S_b$  conduz e o diodo  $D_b$  bloqueia, permitindo que a corrente flua pelo indutor, o qual se carrega, e para a carga. A Figura 53 mostra a primeira etapa de operação.

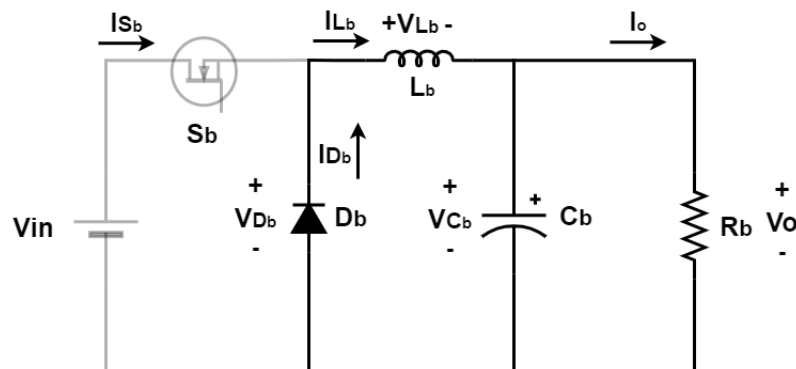
**Figura 53 – Primeira etapa de operação do conversor *Buck***



Fonte: Autoria própria.

A **segunda etapa** de operação, ilustrada na Figura 54, inicia-se com a abertura do interruptor  $S_b$  e a condução do diodo  $D_b$ . A corrente flui do indutor que se descarrega sobre o capacitor e a carga. A segunda etapa acaba quando o interruptor volta a conduzir, dando início à primeira etapa novamente.

**Figura 54 – Segunda etapa de operação do conversor *Buck***

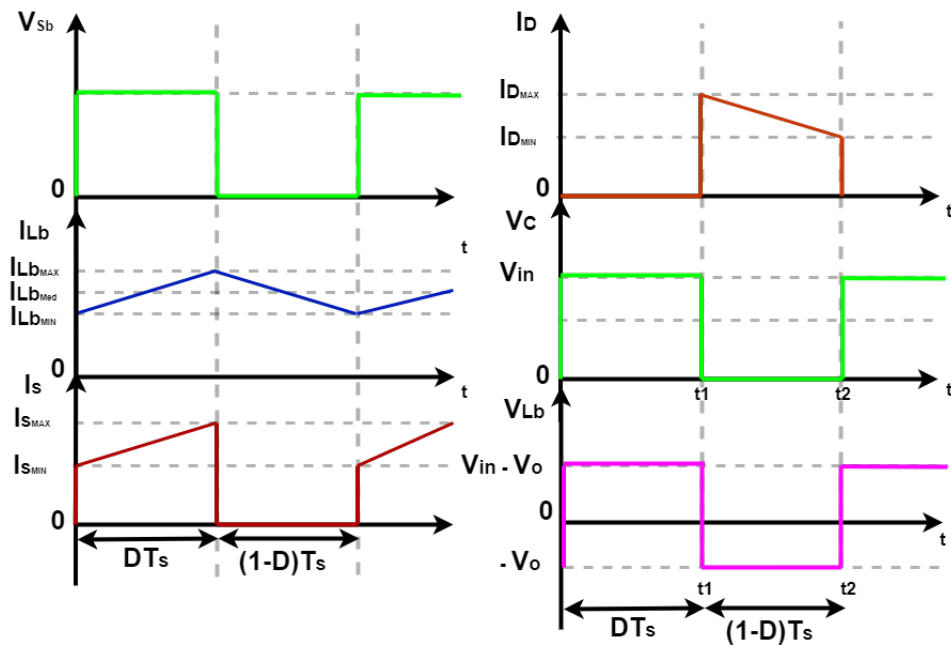


Fonte: Autoria própria.

A Figura 55 traz as principais formas de onda do conversor *Buck* em MCC.



Figura 55 – Principais formas de onda do conversor *Buck*



Fonte: Autoria própria.

#### 4.1.2.2 Equacionamento do conversor *Buck*

Aplicando a análise de malha da primeira etapa, Figura 54, conclui-se que:

$$V_{Lb} = V_{in} - \quad (106)$$

A corrente  $I_o$  é definida pela Equação (107),

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (107)$$

Através da análises das correntes, a corrente  $I_{Cb}$  pode ser calculada pela Equação (108) .

$$I_{Cb} = I_{Lb} - I_o = I_{Lb} - \frac{V_o}{R_o} \quad (108)$$

Analisando a segunda etapa de operação, Figura 54, pode-se definir, através da análise de malha das tensões, a tensão do indutor.

$$V_{Lb} = -V_o \quad (109)$$

A corrente  $I_{Cb}$  para a segunda etapa de operação é idêntica à descrita pela Equação (108).

Sabendo que a tensão média no indutor é nula em regime permanente, tem-se:

$$V_{Lb(med)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{Lg} dt = 0 \quad (110)$$

A integral de uma curva dentro de um período  $T_s$  nada mais é que a somatória das áreas dessa curva no período. Aplicando esse conceito na curva de corrente da Figura 55, obtém-se:

$$V_{Lb(med)} = (V_{in} - V_o) \cdot D - V_o \cdot (1 - D) = 0 \quad (111)$$

$$(V_{in} - V_o) \cdot D = V_o \cdot (1 - D) \quad (112)$$

Sendo o ganho estático a razão entre a tensão de saída pela a tensão de entrada, conclui-se que:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (113)$$

Através da Equação (113), pode-se justificar o porquê da topologia ser chamada de abaixadora de tensão, já que a tensão de saída é sempre menor ou igual à tensão de entrada. Dessa forma, alterando a razão cíclica  $D$  é possível escolher a tensão de saída.

Pelo princípio da conservação de energia, para um conversor ideal, toda potência de entrada se converte em potência de saída. Sendo assim, pode-se concluir que:

$$P_{in} = P_o \quad (114)$$

$$V_o \cdot I_o = V_{in} \cdot I_{in}$$

Logo,

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{1}{D} \quad (115)$$

Assim, ao contrário da tensão, a corrente é inversamente proporcional a razão cíclica. Quanto menor a tensão de saída, maior será  $I_o$ .

#### 4.1.2.3 Dimensionamento do indutor $L_b$

Para o dimensionamento do indutor do conversor *Buck*, será utilizada a equação da tensão do indutor, representado pela Equação (116).

$$V_{Lb} = L_b \frac{di_{Lb}}{dt} \quad (116)$$

Aplicando a Equação (106) na Equação (116), tem-se:

$$V_{in} - V_o = L_b \frac{di_{Lb}}{dt} \quad (117)$$

Isolando a corrente  $i_{Lb}$ , obtém-se:

$$di_{Lb} = \frac{V_{in} - V_o}{L_b} dt \quad (118)$$

Integrando ambos os lados, tem-se:

$$I_{Lb_{MAX}} = \frac{V_{in} - V_o}{L_b} \cdot T_s + I_{Lb_{MIN}} \quad (119)$$

A variação de corrente  $\Delta I_{Lb}$  é definida pela Equação (120),

$$\Delta I_{Lb} = I_{Lb_{MAX}} - I_{Lb_{MIN}} \quad (120)$$

Portanto, através da Equação (121) calcula-se o valor da indutância  $L_b$ , em que  $f_s$  é a frequência de comutação.

$$L_b = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_{Lb}} \quad (121)$$

A ondulação de corrente é definida na Equação (122).

$$\Delta I_{Lb} = \Delta I_{Lb\%} \cdot I_{Lb_{med}} \quad (122)$$

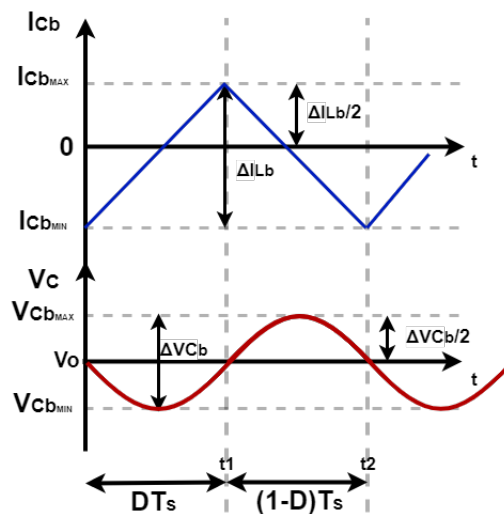
A corrente média de saída do conversor *Buck* é definida através da potência de operação.

$$I_{Lb_{med}} = \frac{P_o}{V_o} \quad (123)$$

#### 4.1.2.4 Dimensionamento do capacitor $C_o$

O capacitor  $C_o$  tem a função de filtrar as ondulações de tensão de forma a entregar à carga uma tensão o mais constante possível. A corrente do indutor, expressada na Figura 55, é composta por uma componente média  $I_{Lb_{med}}$  e uma componente variante, com ondulação  $\Delta I_{Lb}$ . O valor médio é entregue à carga  $R_o$  enquanto as ondulações são filtradas pelo capacitor. Dessa forma, em um circuito ideal, toda a ondulação de corrente passa pelo capacitor, como mostra a Figura 56.

**Figura 56 – Tensão e corrente sobre o capacitor  $C_o$  do conversor *Buck***



**Fonte: Autoria própria.**

Diante disso, é possível equacionar o capacitor para o conversor *Buck*. Sabendo que a carga do capacitor é a integral da corrente no tempo, tem-se:

$$Q = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{C_o} dt \quad (124)$$

$$Q = \frac{C}{\Delta V_{C_o}} \quad (125)$$

Então:

$$Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (126)$$

Aplicando a Equação (125) na Equação (126) e isolando a variável  $C_o$ , a equa-

ção que define o valor de capacitância do conversor *Buck*.

$$C_o = \frac{\Delta I_{Lb}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_{C_o}} \quad (127)$$

Por fim, a ondulação de tensão sobre o capacitor é definida na Equação (128).

$$\Delta V_{C_o} = \Delta V_{C_o\%} \cdot V_{C_o} \quad (128)$$

#### 4.1.2.5 Dimensionamento do interruptor $S_b$

Assim como para o conversor VSI, são calculados os esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, nesse caso, no interruptor  $S_b$  e no diodo  $D_b$ .

Para a escolha do interruptor, é necessário o conhecimento dos valores da tensão máxima, da corrente média e corrente eficaz. Ao analisar as formas de onda da Figura 55, pode-se extrair que a tensão máxima no componente é quando essa está bloqueada, assumindo o valor da tensão de entrada.

$$V_{Sb_{MAX}} = V_{in} \quad (129)$$

Analisando ainda a Figura 55, mais especificamente a corrente no interruptor  $S_b$ , pode-se encontrar o valor da corrente média.

$$I_{Sb_{(med)}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{Sb} dt \quad (130)$$

Quando o interruptor está fechado, a corrente que flui por ele é a mesma corrente do indutor, já quando está aberto, a corrente é nula. Para facilitar os cálculos, a corrente no interruptor pode ser aproximada, eliminando as ondulações de corrente do indutor, já que essas são muito pequenas quando comparadas ao valor médio. Assim, têm-se:

$$I_{Sb_{(med)}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{Lb_{(med)}} dt \quad (131)$$

$$I_{Sb_{(med)}} = \frac{1}{T_s} \cdot I_{Lb_{(med)}} \cdot DT_s \quad (132)$$

Dessa forma, fica definida pela Equação (133) o valor da corrente média no

interruptor  $S_b$ .

$$I_{Sb(med)} = I_{Lb(med)} \cdot D \quad (133)$$

Para o cálculo da corrente eficaz é utilizado a Equação (134):

$$I_{Sb(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i^2, dt} \quad (134)$$

Logo, a corrente eficaz no interruptor  $S_b$  é apresentada pela Equação (135).

$$I_{Sb(ef)} = I_{Lb(med)} \cdot \sqrt{D} \quad (135)$$

A Equação (136) traz a corrente máxima no interruptor.

$$= I_{Lbmed} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (136)$$

#### 4.1.2.6 Dimensionamento do diodo $D_b$

Para o diodo  $D_b$ , assim como o interruptor  $S_b$ , sua tensão máxima é a tensão de entrada.

$$V_{DbMAX} = V_{in} \quad (137)$$

A corrente média, eficaz e máxima no diodo é encontrada de forma análoga ao interruptor. A corrente média do diodo é expressado pela Equação (138),

$$= I_{Lb(med)} \cdot (1 - D) \quad (138)$$

A corrente eficaz é apresentada pela Equação (139),

$$= I_{Lb(med)} \cdot \sqrt{(1 - D)} \quad (139)$$

A Equação (140) traz a corrente máxima no diodo.

$$I_{DbMAX} = I_{Lbmed} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} \quad (140)$$

## 4.2 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as análises estáticas do conversor VSI atuando como retificador e do *Buck*, assim como as equações necessárias para os cálculos e escolha dos elementos ativos e passivos. No próximo capítulo, será analisada a dinâmica dos conversores durante o regime transitório e a definição das malhas de controle.

## 5 ANÁLISE DINÂMICA DOS CONVERSORES VSI E BUCK

Anteriormente, apresentaram-se as análises em regime permanente dos conversores VSI, atuando como retificador, e *Buck* de forma a compreender o funcionamento de ambas topologias. No entanto, é sabido que os conversores estão sujeitos a perturbações de tensão e corrente e é necessário que estes consigam manter os níveis de tensão e/ou corrente na saída conforme a referência imposta. Dessa forma, não é possível operar com os conversores em malha aberta, sendo necessário a implementação de malhas de controle.

Assim como a análise em regime permanente, a análise dinâmica será realizada separadamente para ambas topologias. Ao final, serão apresentados as malhas de controle finais e os controladores calculados com auxílio da ferramenta SISOTOOL do Matlab.

### 5.1 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR VSI ATUANDO COMO RETIFICADOR

A malha de controle do conversor VSI irá controlar o nível de tensão do barramento CC no regime transitório através da alteração dos níveis de corrente no indutor  $L_g$ . Devido à presença do indutor  $L_g$  e do capacitor  $C_g$ , esse circuito seria de segunda ordem, no entanto, ao analisar a evolução da corrente no indutor e da tensão no capacitor, percebe-se que a corrente evolui muito mais rapidamente que a tensão no capacitor. Dessa maneira, a dinâmica de ambos é desacoplada, permitindo que grandes alterações de corrente no indutor demore a serem "vistas" pelo capacitor. Devido a esse fenômeno, é possível analisar separadamente as malhas de controle.

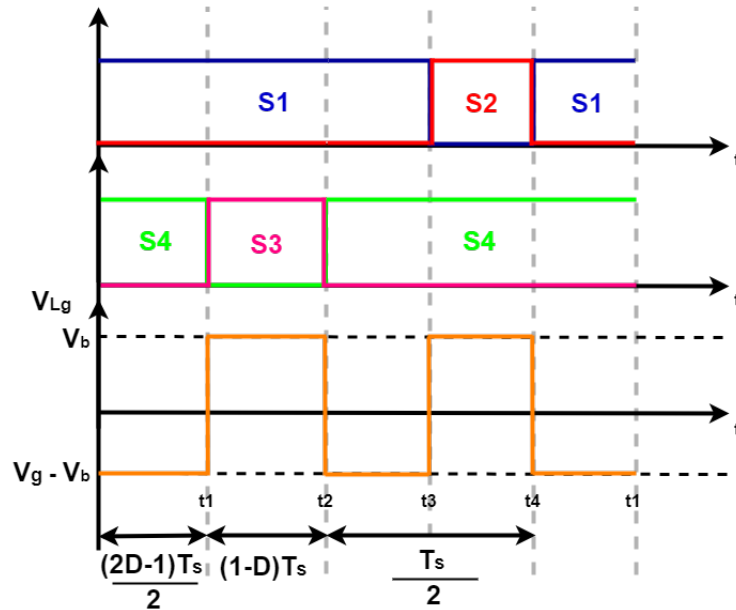
#### 5.1.1 Malha de corrente

Diferentemente do regime permanente, em que a corrente média do diodo é nula, no regime transitório essa afirmação não é válida. A partir desse pressuposto é que a análise da malha de corrente é realizada.

A Figura 57 traz novamente as modulações dos interruptores e a forma de onda da tensão sobre o indutor  $L_g$  no semiciclo positivo para facilitar ao leitor a compreensão dos próximos passos matemáticos.



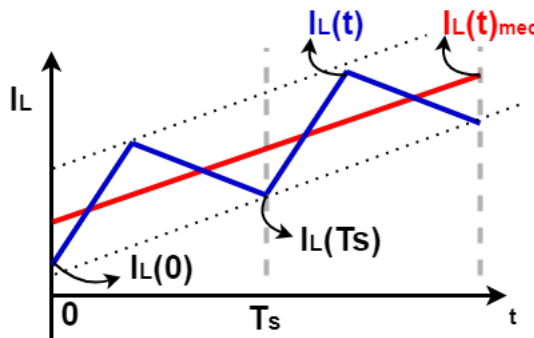
Figura 57 – Modulação e tensão  $V_{Lg}$  do conversor VSI para o semiciclo positivo



Fonte: Autoria própria.

A corrente do indutor no regime transitório evolui de forma similar à função  $I_L$  da Figura 57. O valor  $I_L(0)$  é diferente de  $I_L(T_s)$  devido ao crescimento do valor médio da corrente. Para ser possível a definição do controle, é primordial o conhecimento do crescimento da função da corrente de um ponto ao outro.

Figura 58 – Evolução de uma função qualquer com ondulações



Fonte: Autoria própria.

Analisando a Figura 58 e aplicando à Equação (116) que descreve a tensão sobre um indutor, têm-se:

$$I_{Lg}(T_s) - I_{Lg}(0) = \frac{1}{L_g} \int_0^{T_s} V_{Lg} dt \quad (141)$$

Isolando a integral da Equação (116), obtém-se:

$$\int_0^{T_s} V_{Lg} dt = V_{Lg(med)} T_s \quad (142)$$

Substituindo a Equação (142) na Equação (141), encontra-se:

$$\frac{I_{Lg}(T_s) - I_{Lg}(0)}{T_s} = \frac{1}{L_g} V_{Lg(med)} \quad (143)$$

Sendo a inclinação da curva  $I_{Lg}(t)_{med}$  a derivada da mesma, obtém-se:

$$\frac{dI_{Lg}}{dt} = \frac{I_{Lg}(T_s) - I_{Lg}(0)}{T_s} \quad (144)$$

Substituindo a Equação (144) na Equação (143), encontra-se:

$$\frac{dI_{Lg(med)}}{dt} = \frac{1}{L_g} V_{Lg(med)} \quad (145)$$

Calculando o valor médio da tensão através da Figura 57, obtém-se:

$$V_{Lg(med)} = \frac{1}{\frac{T_s}{2}} \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_{Lg} \quad (146)$$

$$V_{Lg(med)} = -V_b 2d + V_b + V_g \quad (147)$$

Aplicando a Equação (147) na Equação (145), chega-se em:

$$L_g \frac{dI_{Lg(med)}}{dt} = -V_b 2d + V_b + V_g \quad (148)$$

A razão cíclica no regime transitório é dinâmica, diferentemente dos valores de tensão  $V_g$  e  $V_b$  que são constantes. Assim, pode-se definir a variável  $d$  como sendo a soma de duas parcelas:  $D$ , que representa a parcela constante de regime permanente e  $\hat{d}$  que representa a parcela variável de regime transitório.

$$d = D + \hat{d} \quad (149)$$

Dessa forma, pode-se reescrever a Equação (148) aplicando a Equação (149).

$$L_g \frac{dI_{Lg(med)}}{dt} = -V_b 2(D + \hat{d}) + V_b + V_g \quad (150)$$

$$L_g \frac{dI_{Lg(med)}}{dt} = [-2V_b D + V_b + V_g] + [-2V_b \hat{d}] \quad (151)$$

A parcela  $(-2V_b D + V_b + V_g)$  é chamada de termo CC, pois não varia no tempo, sendo sempre constante. Já a parcela  $(-2V_b \hat{d})$  é chamada de termo CA, pois varia no tempo. Como o objetivo é entender o que se passa no regime transitório, apenas a parcela CA interessa. Assim, pode-se eliminar a parcela CC.

Assim como para a razão cíclica, a corrente também pode ser definida como uma constante mais uma variante.

$$I_{Lg(med)} = I_{Lg} + \hat{i}_{Lg} \quad (152)$$

$$\frac{dI_{Lg(med)}}{dt} = 0 + \frac{d\hat{i}_{Lg}}{dt} \quad (153)$$

Substituindo a Equação (153) na Equação (149) e aplicando Laplace, encontra-se a função de transferência que relaciona a corrente do indutor e a razão cíclica.

$$\frac{\hat{i}_{Lg}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-2V_b}{sL_g} \quad (154)$$

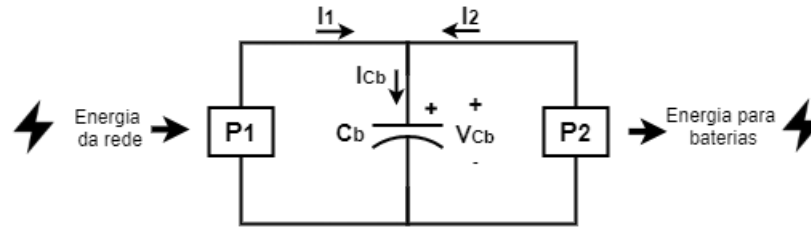
Assim, para diminuir o nível de corrente  $I_{Lb}$  basta aumentar a razão cíclica na taxa  $\frac{-2V_b}{sL_g}$ .

### 5.1.2 Malha de tensão

A análise da dinâmica da tensão do barramento CC pode ser realizada através das análises das potências sobre o capacitor de barramento  $C_g$ . A Figura 59 traz duas fontes de potência:  $P_1$ , representando o estágio VSI e  $P_2$  representando o estágio *Buck*. Dessa forma, aumentar a potência  $P_1$  e  $P_2$  é entregar níveis de corrente  $I_1$  e  $I_2$  maiores ao barramento.

Supondo que  $P_1$  aumente, isto é, forneça mais energia ao sistema, a malha de tensão irá aumentar o pico de corrente de  $I_1$  da malha de corrente. Dessa forma, não ocorre a alteração da razão cíclica já que essa é dedicada para a construção da senoide. Logo, para alterar o nível de tensão do barramento deve-se alterar o nível de corrente de pico da entrada.

Figura 59 – Potências sobre o capacitor de barramento  $C_g$



Fonte: Autoria própria.

Uma das premissas para a análise é tomar a corrente  $I_1$  puramente senoidal, sem adição de harmônicos, já que é um dos objetivos desse conversor.

A potência  $P_1$  pode ser definida como:

$$P_1 = V_{gef} \cdot I_{gef} \cdot \cos(\phi) \quad (155)$$

O  $\cos(\phi)$  é o fator de deslocamento no regime senoidal. Como o objetivo é drenar uma corrente da rede em fase com a tensão, será considerado que o  $\cos(\phi)$  é unitário. Além disso, o conversor não será utilizado como compensador de reativos, assim, não injetará reativos na rede.

Pode-se expressar a Equação (155) em função da corrente de pico, obtendo:

$$P_1 = V_{gef} \cdot \frac{I_{gp}}{\sqrt{2}} \quad (156)$$

Pela análise de nó das correntes, obtém-se:

$$I_{Cb} = I_1 + I_2 \quad (157)$$

A corrente  $I_1$  é definida pela Equação (158).

$$I_1 = \frac{P_1}{V_b} \quad (158)$$

Substituindo a Equação (156) na Equação (158), têm-se:

$$I_1 = I_{gp} \cdot \frac{V_{gef}}{\sqrt{2}V_b} \quad (159)$$

A corrente  $I_2$  é definida na Equação (160), em que o sinal negativo diz que o *Buck* está consumindo energia.

$$I_2 = \frac{-P_o}{V_b} \quad (160)$$

A corrente média de  $I_{C_b}$  dentro de um período  $T_s$  é definido pela Equação (161).

$$I_{C_b(med)T_s} = I_{gp} \cdot \frac{V_{gef} - P_o}{\sqrt{2}V_b V_b} \quad (161)$$

A corrente no capacitor é definida pela Equação (162).

$$I_{C_b} = C_b \frac{dV_{C_b}}{dt} = C_b \frac{dV_b}{dt} \quad (162)$$

Aplicando a Equação (161) na Equação (162), obtém-se:

$$C_b \frac{dV_b}{dt} = I_{gp} \cdot \frac{V_{gef} - P_o}{\sqrt{2}V_b V_b} \quad (163)$$

Para ajudar na visualização dos próximos passos, define-se uma função  $f$  auxiliar na Equação (164).

$$f(V_b, I_{gp}) = I_{gp} \cdot \frac{V_{gef} - P_o}{\sqrt{2}V_b V_b} \quad (164)$$

Adicionando perturbações à Equação (163) e utilizando a função  $f$  auxiliar da Equação (164), encontra-se:

$$C_b \frac{d\hat{v}_b}{dt} = \frac{\partial f \hat{v}_b}{\partial t} + \frac{\partial f \hat{i}_{gp}}{\partial t} \quad (165)$$

A Equação (165) não é linear visto que tanto  $I_{gp}$  como  $V_b$  variam no tempo. Uma forma de linearizar a equação é tomar o valor de  $V_b$  constante já que a tensão de barramento possui pouca variação. Assim o valor de  $\hat{v}_b$  é nulo, obtendo, dessa maneira, a equação linear com as perturbações apenas em  $I_{gp}$ .

$$C_b \frac{d\hat{v}_b}{dt} = \frac{V_{gef}}{\sqrt{2}V_b} \hat{i}_{gp} \quad (166)$$

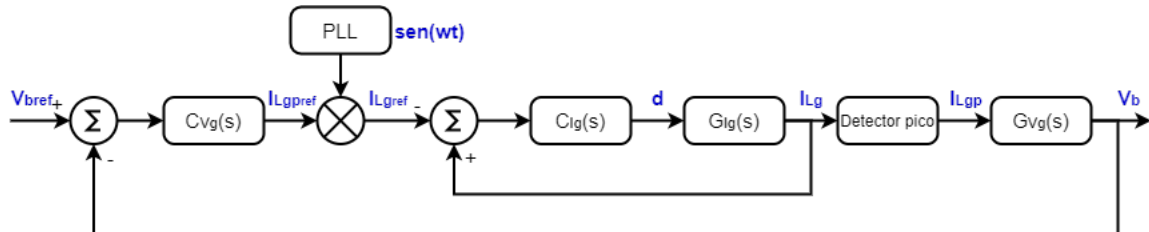
Aplicando a Transformada de Laplace na Equação (166) e simplificando, encontra-se a função de transferência que relaciona a tensão  $V_b$  do barramento com a corrente de pico  $I_{gp}$  da entrada.

$$G_{V_b}(s) = \frac{\hat{v}_b(s)}{\hat{i}_{gp}(s)} = \frac{V_{gef}}{s\sqrt{2}C_b V_b} \quad (167)$$

### 5.1.3 Malha de controle do conversor VSI

Anteriormente, foram apresentados os cálculos das funções de transferência que serão utilizadas no controle do conversor VSI. A Figura 60 ilustra a malha de controle completa que será utilizada no conversor.

**Figura 60 – Malha de controle do conversor VSI**



**Fonte: Autoria própria.**

Existem duas malhas que compõem a malha de controle, a de corrente e a de tensão. A malha de controle da corrente é a malha interna, formada por um compensador, denominado  $C_{I_g}(s)$ , e a planta  $G_{I_g}$ , que é a função de transferência entre a corrente e a razão cíclica expressa na Equação (154). Essa malha possui uma resposta mais rápida quando comparada a da tensão, isso porque a corrente varia mais rapidamente que a tensão do barramento CC que tende a permanecer o mais estável possível. A malha externa é a malha de tensão composta pelo controlador  $C_{V_g}(s)$ , por um multiplicador que recebe o valor do PLL, um detector de pico que, como o próprio nome já diz, detecta o pico da corrente  $I_{L_g}$  e da planta  $G_{V_g}$  expressa na Equação (167).

Para o projeto de ambos controladores, será utilizado a ferramenta *SISOTOOL* do MatLab que permite de forma rápida e visual a escolha dos parâmetros dos compensadores.

O controlador pode ser de vários tipos: P (Proporcional), PI (Proporcional Integrador), PD (Proporcional Derivativo) e PID (Proporcional Integrador Derivativo). A escolha de qual controlador utilizar depende muito da aplicação. Os controladores proporcionais são amplificadores com ganho ajustável, utilizados basicamente para que o sistema atinja o regime permanente de maneira mais rápida. O integrador é utilizado para levar o erro de regime permanente a zero além da diminuição do percentual de sobressinal do sistema. Já o derivativo é utilizado para aumentar a velocidade de resposta do sistema. Na maioria das vezes, o ganho derivativo é baixo já que é sensível à ruídos, podendo "estragar" o controle se aplicado valores muito elevados (OGATA,

2014).

No presente trabalho será utilizado o controlador PI por proporcionar um tempo de resposta menor e um erro estacionário nulo. Além disso, o controlador PI é fácil manipulação uma vez que se trata de um controlador de primeira ordem.

### 5.1.3.1 Controlador PI da malha de tensão

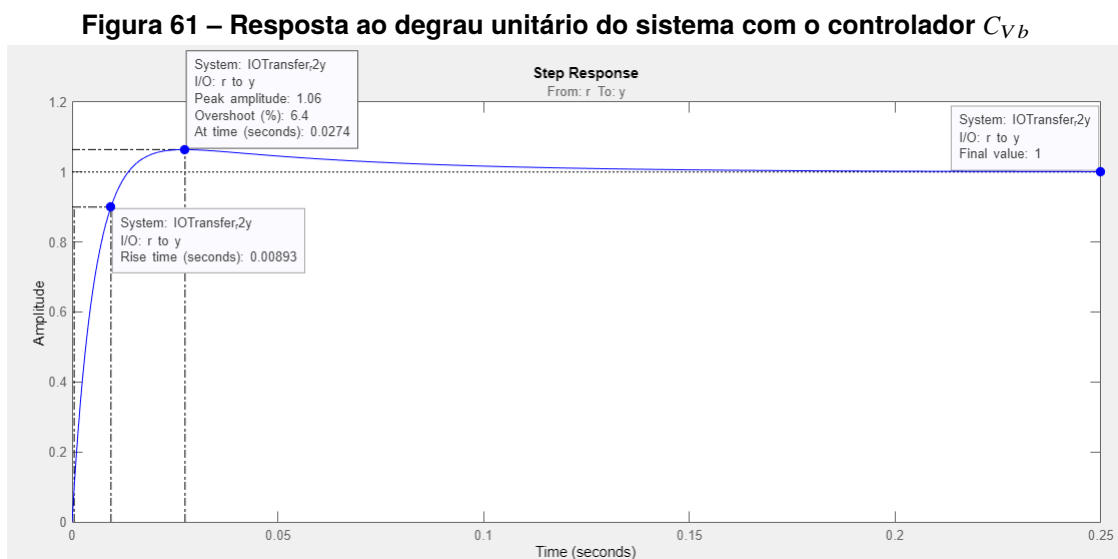
Para a malha de tensão foi utilizado um filtro do tipo passa-baixa de 12 Hz, uma década abaixo da frequência de 120 Hz da tensão de barramento como mostra a Equação (168).

$$FPB_{tensao_{VSI}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot 12}\right)} \quad (168)$$

O controlador PI projetado no SISOTOOL é apresentado na Equação (169).

$$C_{Vb_{VSI}} = \frac{0,3423 \cdot (s + 18)}{s} \quad (169)$$

A resposta ao degrau unitário de tensão do controlador é apresentada na Figura 61.



Fonte: Autoria própria.

### 5.1.3.2 Controlador PI da malha de corrente

Para a malha de corrente foi utilizado um filtro passa baixa de 12500 Hz ( $\frac{1}{4}$  da frequência de comutação) para filtrar as altas frequências como mostra a Equação (170).

$$FPB_{correnteVSI} = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot 12500}\right)} \quad (170)$$

No conversor VSI, a fonte de tensão  $V_g$  interfere na corrente  $I_{Lg}$ , isto é, mesmo que as chaves não comutassem, uma corrente no indutor seria visualizada. A Equação (172) traz o valor de corrente em um circuito formado apenas por  $V_g$  e  $I_{Lg}$ .

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot 60Hz \cdot 484\mu H = 0,182\Omega \quad (171)$$

$$I_{Lg}(V_g) = \frac{220V \cdot \sqrt{2}}{0,182\Omega} = 1704A \quad (172)$$

Dessa forma, caso a fonte não seja levada em consideração para o cálculo do controlador, uma perturbação de 1704 A será vista.

O controlador PI projetado pelo SISOTOOL para a malha de corrente do conversor VSI é apresentado na Equação (173).

$$C_{IbVSI} = 0,014423 \cdot \frac{(s + 5943)}{s} \quad (173)$$

A resposta ao degrau unitário do controlador é apresentada na Figura 62. O sistema apresenta um percentual de sobressinal de 19,3 % e um tempo de subida de 33,7 $\mu$ s. Plotando o diagrama de Bode, como mostra a Figura 63, da perturbação causada pela fonte, encontrou-se um valor de -61,9 dB na frequência de 60 Hz, resultado em um ganho de  $0,8 \cdot 10^{-3}$ , como mostra a Equação (176).

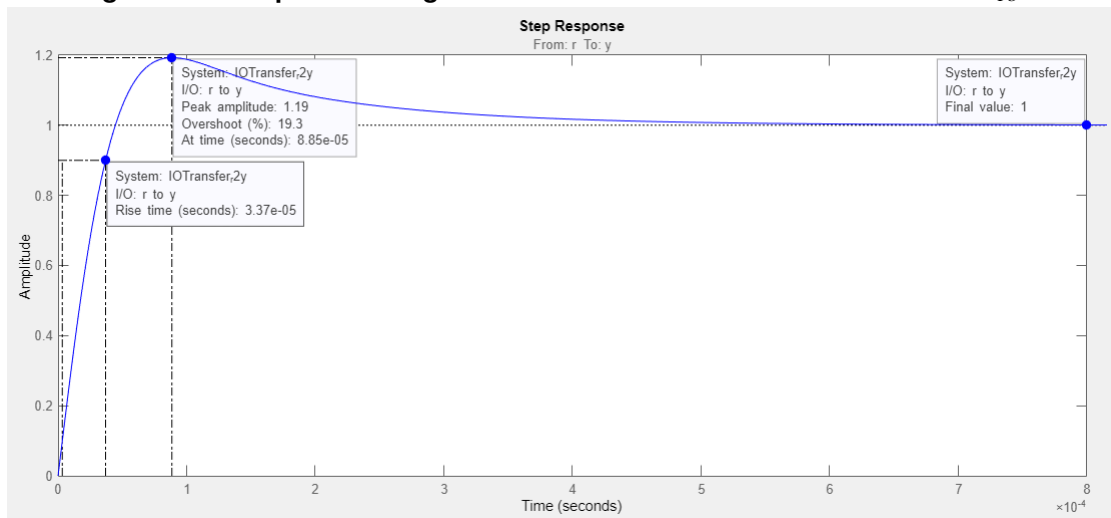
$$G_{dB} = 20 \log_{10}(G_{absoluto}) \quad (174)$$

$$G_{absoluto} = 10^{\left(\frac{G_{dB}}{20}\right)} \quad (175)$$

$$G_{absoluto} = 10^{\left(\frac{-61,9dB}{20}\right)} = 0,8 \cdot 10^{-3} \quad (176)$$

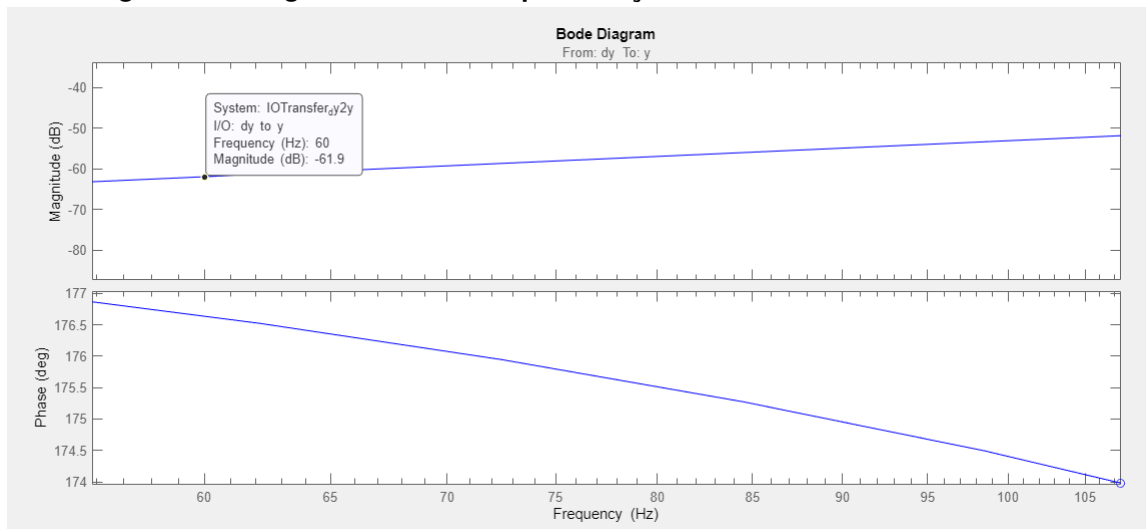


**Figura 62 – Resposta ao degrau unitário do sistema com o controlador  $C_{1b}$**



Fonte: Autoria própria.

**Figura 63 – Diagrama de Bode da perturbação**



Fonte: Autoria própria.

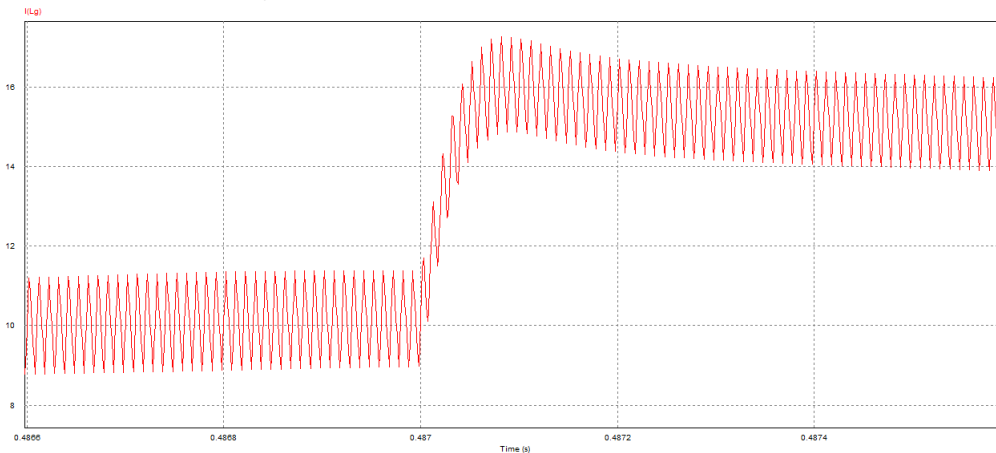
Aplicando o ganho da Equação (176) na perturbação de corrente da Equação (172) encontra-se o valor de perturbação final de 1,35 A, muito menor do que os 1704 A. Dessa forma, é importante que seja considerado as perturbações vindas da fonte senoidal.

$$I_{Lg_{perturbao}} = 1704A \cdot 0,8 \cdot 10^{-3} = 1,35A \quad (177)$$

A Figura 64 traz a simulação da resposta da corrente  $I_{Lg}$  ajustada em 10 A à um degrau de corrente de 5 A. Assim como previsto na Figura 62, a corrente apresentou um percentual de sobressinal de aproximadamente 15%, próximo dos 19,8 % esperados e o tempo de subida da simulação é de  $31\mu s$  próximo dos  $33,7\mu s$ . Assim, conclui-se que

o controlador projetado permite a operação adequada do conversor.

**Figura 64 – Simulação no PSIM da resposta da malha de corrente  $C_{Ib}$**



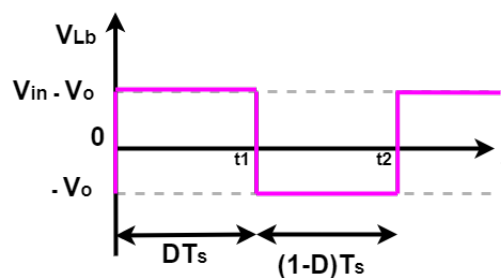
**Fonte: Autoria própria.**

## 5.2 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR *BUCK* EM MCC

A malha de controle do conversor *Buck* irá controlar os níveis de tensão e corrente de saída no regime transitório. Esse controle é necessário pois a tensão e corrente de saída precisam seguir o método CC-CV para o carregamento das baterias. Assim como no conversor VSI, a malha de corrente é mais rápida que a malha de tensão, assim pequenas variações de corrente demoram a serem visualizadas pela malha de tensão. Portanto, serão analisadas separadamente ambas as malhas. Para tais análises, as duas etapas de operação serão novamente equacionadas, mas levando em consideração que os valores de tensão e corrente são variáveis no tempo.

A tensão sobre o indutor  $L_b$  é novamente apresentada para facilitar a compreensão do leitor.

**Figura 65 – Tensão sobre o indutor  $L_b$  do conversor *Buck***



**Fonte: Autoria própria.**

### 5.2.1 Malha de corrente

A análise da malha de corrente começa com o cálculo da tensão média do indutor dentro de um período de comutação  $T_s$ . Assim, tem-se:

$$v_{Lb(med)T_s} = \frac{1}{T_s} [(v_{in} - v_o)dT_s + (1 - d)T_s(-v_o)] \quad (178)$$

Simplificando:

$$v_{Lb(med)T_s} = v_{in}d - V_o \quad (179)$$

Em regime transitório, a razão cíclica pode ser expressada como uma componente CC e uma componente CA, como mostra a Equação (180)

$$d = D + \hat{d} \quad (180)$$

Aplicando a Equação (180) na Equação (179), obtém-se:

$$v_{Lb(med)T_s} = v_{in}\hat{d} + (V_{in}D - V_o) \quad (181)$$

A parcela  $v_{in}\hat{d}$  representa a parte transitória, ou CA, e  $(V_{in}D - V_o)$  representa a parcela em regime permanente, ou CC. Como o objetivo é analisar o que ocorre no regime transitório, a componente CC é desprezada, obtendo:

$$v_{Lb(med)T_s} = v_{in}\hat{d} \quad (182)$$

A Equação (183) mostra a tensão sobre o indutor  $L_b$  no regime transitório.

$$V_{Lb(med)} = L_b \frac{d\hat{i}_{Lb}}{dt} \quad (183)$$

Substituindo a Equação (182) na Equação (183), tem-se:

$$L_b \frac{d\hat{i}_{Lb}}{dt} = v_{in}\hat{d} \quad (184)$$

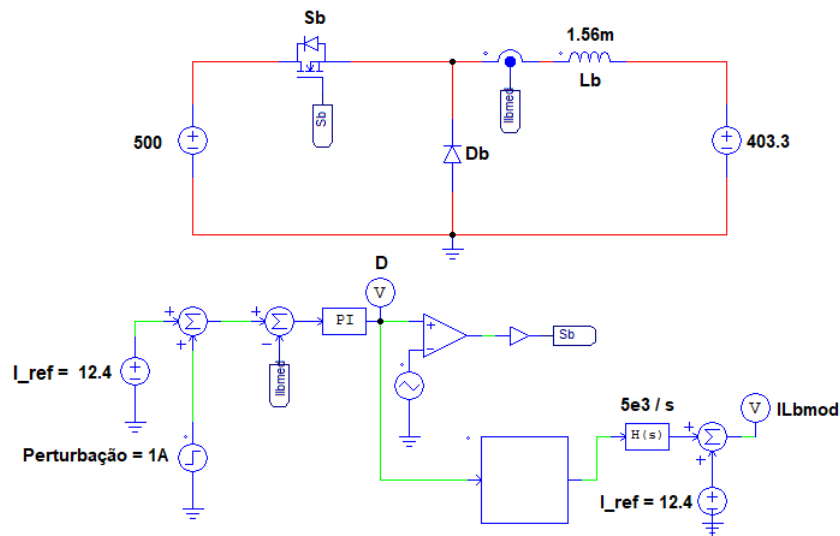
Aplicando a Transformada de Laplace na Equação (184) e simplificando, obtém-

se a função de transferência que relaciona a corrente do indutor com a razão cíclica.

$$G_{ILb} = \frac{\hat{i}_{Lb}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{sL_b} \quad (185)$$

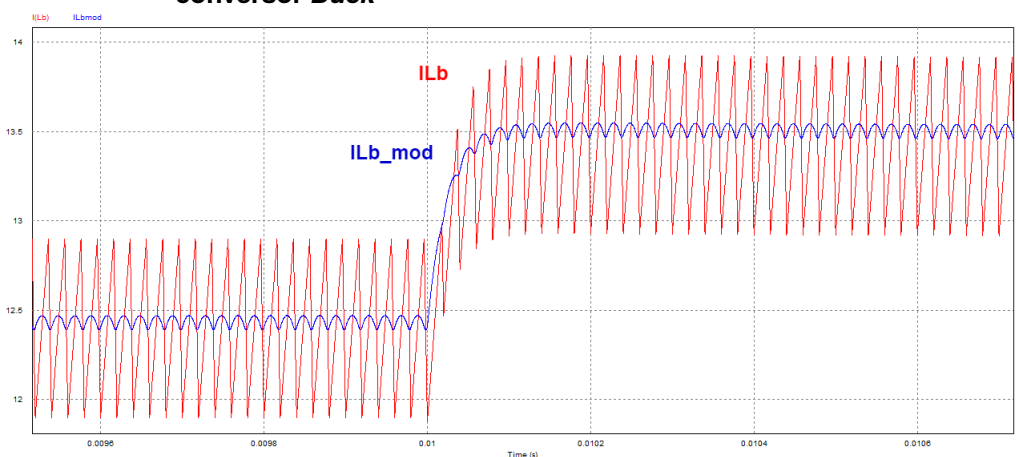
Com o intuito de validar a equação de transferência da malha de corrente, utilizou-se o *software* PSIM.

**Figura 66 – Circuito de simulação da função de transferência da malha de corrente do conversor *Buck***



Fonte: Autoria própria.

**Figura 67 – Validação da função de transferência da malha de corrente do conversor *Buck***



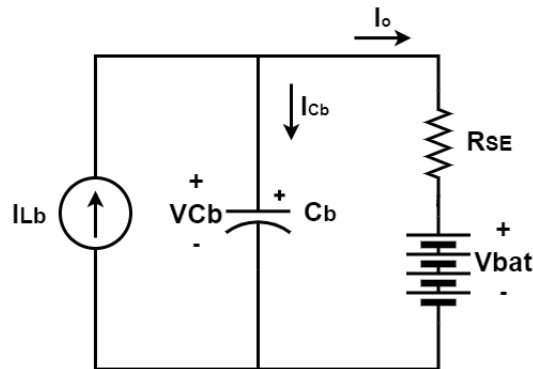
Fonte: Autoria própria.

Por meio da Figura 67 é possível visualizar que a resposta  $I_{Lgmod}$  da função de transferência segue a resposta de  $I_{Lg}$  proveniente do circuito eletrônico da Figura 66, logo, pode-se afirmar que a função de transferência é corresponde à realidade.

### 5.2.2 Malha de tensão

A Figura 68 traz o circuito simplificado para a análise da malha de tensão. Nela, o indutor é agora representado por uma fonte de corrente.

**Figura 68 – Circuito simplificado do *Buck* para análise da malha de tensão**



**Fonte: Autoria própria.**

Realizando a análise de nó do circuito, obtém-se:

$$I_{Cb} = I_{Lb} - I_o \quad (186)$$

A corrente de saída  $I_o$  é definida pela Equação (187).

$$I_o = \frac{V_{Cb} - V_{bat}}{R_{se}} \quad (187)$$

A corrente no capacitor  $C_b$  é definida pela Equação (188).

$$C_b \frac{dV_{Cb}}{dt} = I_{Cb} \quad (188)$$

Substituindo a Equação (187) na Equação (188), têm-se:

$$C_b \frac{dV_{Cb}}{dt} = \frac{V_{Cb} - V_{bat}}{R_{se}} - I_o \quad (189)$$

A corrente  $I_{Lb}$  e a tensão  $V_{Cb}$  são compostas por uma componente de regime permanente mais uma de regime transitório.

$$i_{Lb} = I_{Lb} + \hat{i}_{Lb} \quad (190)$$

$$v_{cb} = V_{cb} + \hat{v}_{cb} \quad (191)$$

Substituindo as Equações Eq. (190) e Eq. (191) na Equação (189), obtém-se:

$$C_b \frac{dv\hat{C}_b}{dt} = i\hat{L}_b - \frac{v\hat{C}_b}{R_{se}} + [I_{Lb} - \frac{V_{Cb}}{R_{se}} + \frac{V_{bat}}{R_{se}}] \quad (192)$$

A componente  $[I_{Lb} - \frac{V_{Cb}}{R_{se}} + \frac{V_{bat}}{R_{se}}]$  pode ser desprezada pois se trata da parcela do regime permanente, ou parcela CC. Assim, tem-se:

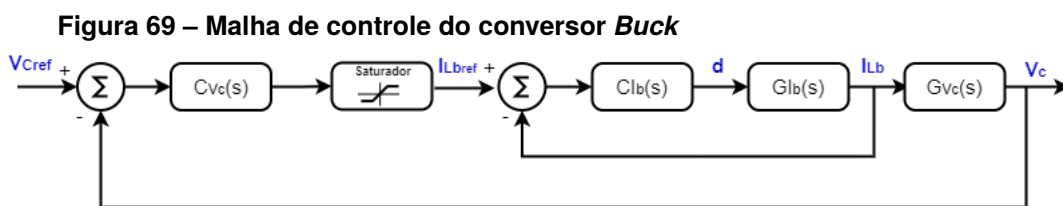
$$C_b \frac{dv\hat{C}_b}{dt} = i\hat{L}_b - \frac{v\hat{C}_b}{R_{se}} \quad (193)$$

Aplicando a Transformada de Laplace na equação e simplificando, obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão sobre o capacitor  $C_b$  e a corrente do indutor  $L_b$ . Vale lembrar que a tensão  $V_{Cb}$  é igual a soma da tensão da bateria e da resistência série intrínseca.

$$G_{V_{Cb}} = \frac{v\hat{C}_b}{i\hat{L}_b} = \frac{1}{sC_b + \frac{1}{R_{se}}} \quad (194)$$

### 5.2.3 Malha de controle do conversor *Buck*

Anteriormente, foram apresentados os cálculos das funções de transferência que serão utilizadas no controle do conversor *Buck*. A Figura 60 traz a representação da malha de controle completa que será utilizada no conversor *Buck*.



Fonte: Autoria própria.

O saturador garante o funcionamento do modo de carregamento CC- CV apresentado no Capítulo 3. Nele é inserido o valor máximo de corrente constante que será fornecido às baterias durante o carregamento. Caso não houvesse esse bloco de controle, a corrente de saída do *Buck* seria limitada apenas pelas características físicas dos componentes. Quando o valor de corrente entregue as baterias ultrapassam os valores máximos fornecidos pelos fabricantes, ocorre a sobrecorrente, elevando a temperatura das células e danificando-as.

O erro entre  $V_C$  e  $V_{Cref}$  permite a mudança entre o modo corrente constante para tensão constante, já que quando o erro for negativo, isto é, a tensão de saída é maior que a referência, a ação de controle irá diminuir a corrente entregue às células gradativamente até que seja finalizado o carregamento das baterias.

Os blocos  $C_{Vb}(s)$  e  $C_{Ib}(s)$  são os controladores da malha de tensão e de corrente respectivamente. Da mesma forma que para os controladores do conversor VSI, também foi utilizado o SISOTOOL para o projeto dos controladores.

### 5.2.3.1 Controlador PI da malha de tensão

Para a malha de tensão do *Buck* foi utilizado um filtro do tipo passa-baixa em 5000 Hz com o objetivo de atenuar as frequências acima da frequência de corte. A Equação (195) traz o filtro utilizado.

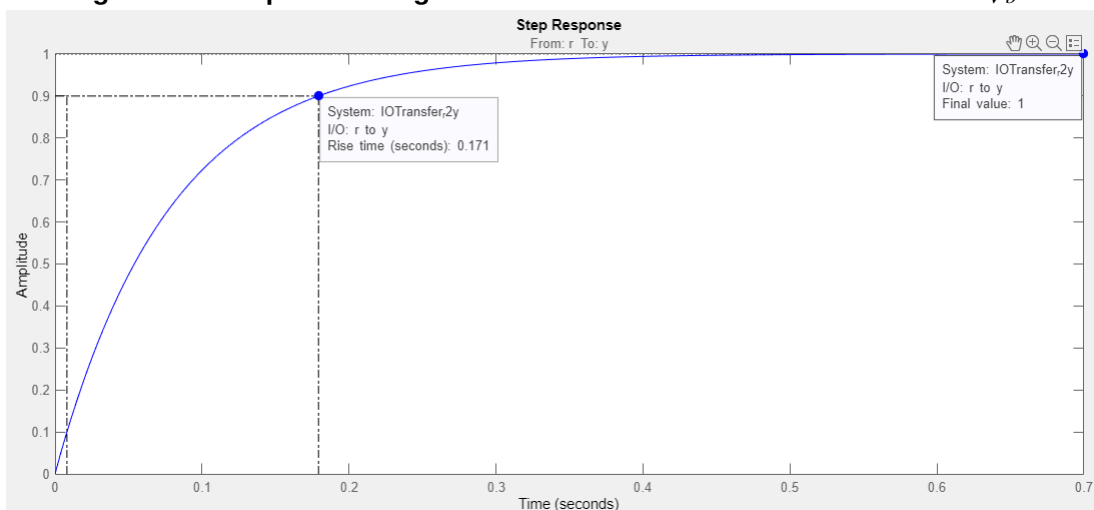
$$FPB_{tensaoBuck} = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{2\pi \cdot 5000Hz}\right)} \quad (195)$$

O controlador PI projetado no SISOTOOL é apresentado na Equação (196).

$$C_{Vb} = \frac{0,031728 \cdot (s + 8100)}{s} \quad (196)$$

A resposta ao degrau de tensão do sistema com o controlador é apresentada na Figura 70.

**Figura 70 – Resposta ao degrau unitário do sistema com o controlador  $C_{Vb}$**



Fonte: Autoria própria.

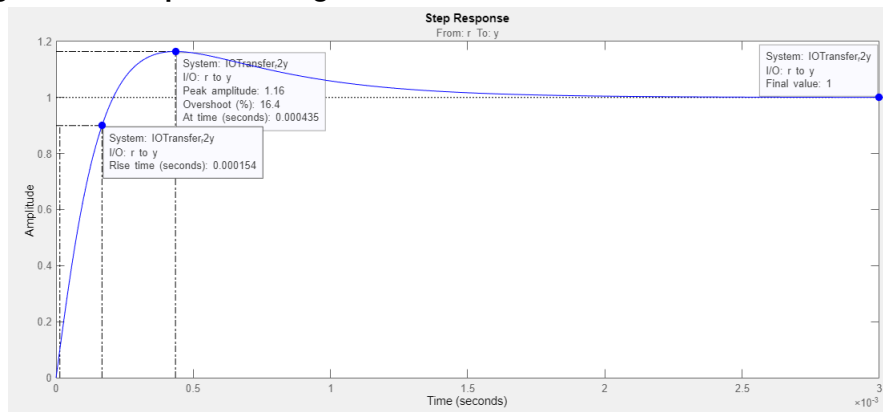
### 5.2.3.2 Controlador PI da malha de corrente

Assim como no controlador da malha de tensão, para a malha da corrente também foi utilizado um filtro passa-baixa com frequência de corte em 5000 Hz. O controlador PI projetado no SISOTOOL para a malha de corrente do conversor *Buck* é apresentado na Equação (197).

$$C_{Ib} = \frac{0,011202 \cdot (s + 1727)}{s} \quad (197)$$

A resposta ao degrau do sistema com o controlador é apresentada na Figura 71.

**Figura 71 – Resposta ao degrau unitário do sistema com o controlador  $C_{Ib}$**



Fonte: Autoria própria.

## 5.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram realizadas as análises dinâmicas dos conversores VSI e *Buck* para compreender seus comportamentos durante um regime transitório. As malhas de controle são essenciais para o funcionamento do carregador de baterias. O conversor VSI em malha fechada permite o controle da tensão e corrente de saída assim como a implementação do sincronismo com a rede elétrica, a qual será apresentado no Capítulo 6. Para o *Buck*, as malhas de controle ditam o modo de carregamento CC-CV, controlando o nível de corrente máximo que será entregue a bateria, assim como a mudança de corrente constante para tensão constante sem que ocorra uma sobretensão nas baterias.

Os quatro compensadores foram projetados utilizando a ferramenta SISOTOOL do Matlab e suas respostas ao degrau foram apresentadas. Essas respostas são



importantes para compreender a ação de controle das malhas e garantir uma rápida resposta à variação, além de proporcionar um erro nulo em regime permanente.

## 6 PROJETO DO CONVERSOR

Este capítulo tem por objetivo apresentar as soluções para gerar um sinal perfeitamente senoidal que esteja em fase com a componente fundamental da rede elétrica, mesmo se esta estiver distorcida. O capítulo traz ainda os cálculos de projeto para definição dos componentes a serem utilizados na simulação do carregador de baterias.

### 6.1 DISTORÇÕES DA REDE ELÉTRICA

Normalmente a rede elétrica apresenta distorções, isto é, não possui as formas de onda de tensão e corrente perfeitamente senoidais, uma vez que elementos conectados ao sistema elétrico de potência (SEP) injetam distorções na rede.

Nos últimos anos, uma imensa quantidade de cargas eletrônicas vêm sendo conectadas à rede elétrica, motivado, principalmente, pelo avanço tecnológico e industrial e pela produção em massa de bens eletrônicos. O desenvolvimento da eletrônica de potência, desde as aplicações de materiais semicondutores, também alavancou a quantidade de cargas chaveadas nos dispositivos eletrônicos utilizados no dia-a-dia. Esses dispositivos podem injetar na rede elétrica harmônicos, criar ressonâncias, deformarem as formas de onda de tensão e corrente, aumentar as perdas do sistema e também diminuir a vida útil dos equipamentos (DAS, 2015).

Cargas elétricas não lineares, isto é, que apresentam uma não linearidade entre tensão e corrente são as que geralmente induzem harmônicos na rede elétrica (DECKMANN, 2021). Aplicar uma tensão senoidal em uma carga não linear não resulta em um fluxo de corrente senoidal, isto porque, como diz (DAS, 2015), essas cargas possuem uma variação em sua impedância no ciclo de operação. Alguns exemplos de cargas não lineares são:

- Computadores;
- Fontes chaveadas;
- Transformadores em saturação;
- Retificadores;
- Lâmpadas fluorescentes com reatores;
- Fornos de indução.

## 6.2 HARMÔNICOS E FATOR DE POTÊNCIA

Os harmônicos são formas de onda que contém frequências múltiplas inteiras da fundamental, isto é, se a fundamental tem o valor de frequência em 60 Hz, a segunda harmônica terá frequência de 120 Hz, a terceira de 180 Hz e assim por diante. É importante salientar que nem toda distorção na rede pode ser considerada uma harmônica, visto que essas deformações se apresentam similarmente em cada ciclo da frequência fundamental (DECKMANN, 2021).

Desejando que o conversor não contribua na distorção da rede elétrica, um sistema de sincronismo é necessário e será utilizado neste trabalho. Dessa forma a corrente que será drenada da rede estará em fase com sua componente fundamental.

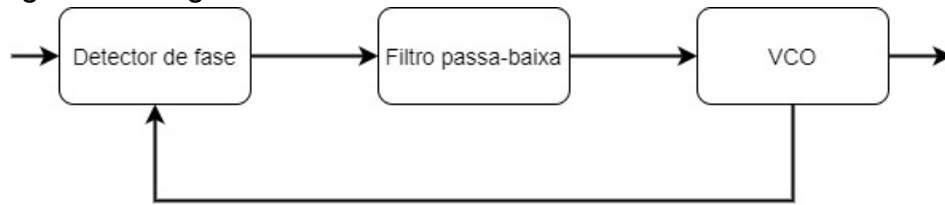
Diante disso, são encontradas na literatura diferentes técnicas de sincronização como a detecção da passagem por zero, a mais simples de todas. Nessa técnica, a determinação dos valores de frequência e fase da rede é feito quando o sinal de tensão cruza o zero, ou seja, passa de positiva para negativa e vice-versa. No entanto, essa técnica apresenta grandes problemas em redes que possuem muita distorção, já que pequenos ruídos podem levar a uma falha na detecção e gerar múltiplas passagens por zero. Além disso, se a rede não possuísse distorções ainda assim a passagem por zero do detector poderia não estar em fase com a fundamental (PADUA, 2006). Outra técnica muito utilizada é o PLL (*Phase-Locked Loops*) que trabalha com uma malha de controle fechada evitando os problemas de ruídos em redes distorcidas (SAEED GOLESTAN; VASQUEZ, 2017). No presente trabalho será utilizado o PLL para realização do sincronismo entre a rede elétrica e o conversor por esse se tratar de uma arquitetura consolidada, eficaz e de fácil aplicação. Por fugir do objetivo desse trabalho, outros métodos de sincronismo não serão explicados.

## 6.3 PHASE-LOCKED LOOPS (PLL)

O PLL consiste basicamente em três estruturas: um detector de fase, um filtro passa baixa e um oscilador controlado por tensão (SAEED GOLESTAN; VASQUEZ, 2017). A Figura 72 traz o diagrama representativo de um PLL.

O detector de fase tem por objetivo calcular a diferença de fase e frequência entre os sinal de entrada e a referência. O filtro passa baixa irá filtrar as perturbações do

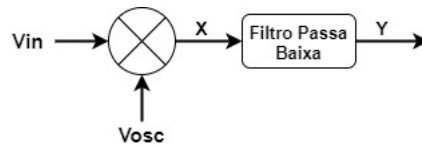
**Figura 72 – Diagrama de blocos do PLL**



**Fonte: Autoria própria.**

sinal e o VCO, do inglês *voltage-controlled oscillator* (oscilador controlado por tensão) é responsável por gerar o sinal sincronizado com a entrada do PLL (SAEED GOLESTAN; VASQUEZ, 2017).

**Figura 73 – Detector de fase do PLL**



**Fonte: Autoria própria.**

O detector de fase consiste de um multiplicador que irá receber o sinal de tensão de entrada  $V_{in}$  e um sinal vindo do VCO,  $V_{osc}$ , como mostra a Figura 73 (SAEED GOLESTAN; VASQUEZ, 2017).

As Equações (198) e (199) representam os valores de  $V_{in}$  e  $V_{osc}$  respectivamente.

$$V_{in} = 2\pi ft \quad (198)$$

$$V_{osc} = (2\pi ft + \phi) \quad (199)$$

O sinal  $V_{osc}$  representa uma tensão de mesma fase, mas  $\phi$  graus adiantado em relação à  $V_{in}$ . A saída  $X$ , portanto, será uma multiplicação entre os sinais de tensão, resultando em dois valores: o primeiro é um termo constante e proporcional à fase, e o segundo um termo com o dobro da frequência, como mostra a Equação (200) (SAEED GOLESTAN; VASQUEZ, 2017).

$$X = \frac{1}{2} \cos \phi + \frac{1}{2} \cos (4\pi ft + \phi) \quad (200)$$

A segunda componente, variável no tempo, não é necessária já que  $\frac{1}{2} \cos \phi$  já traz o valor da fase. É por esse motivo que um filtro passa baixa é utilizado, pois, através

dele, essa componente será eliminada, ou então, em um caso real, bastante atenuada. Dessa maneira, o valor de  $Y$  da Figura 73, assume o valor descrito na Equação (201) (SAEED GOLESTAN; VASQUEZ, 2017).

$$Y = \frac{1}{2} \cos \phi \quad (201)$$

Qualitativamente, o valor de  $Y$  diz ao VCO se este deve aumentar a frequência, caso a fase do sinal de entrada  $V_{in}$  estiver adiantado, ou então se ele deve diminuir a frequência caso a entrada estiver atrasada. O objetivo então, é chegar em uma defasagem nula entre os dois sinais de tensão, estando-os, assim, em fase. Nesse caso, o valor ideal da componente  $\phi$  deve ser zero, tendo assim, um valor de  $\cos(\phi) = 1$  e, então,  $Y = \frac{1}{2}$ .

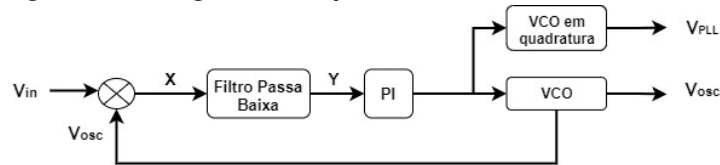
No entanto, essa estratégia não leva em consideração alterações na amplitude do sinal de entrada, uma vez que, se a amplitude duplicar, por exemplo, o sistema não mais irá buscar um valor de  $\phi = 0^\circ$ , mas sim de um valor de  $90^\circ$ .

Portanto, a estratégia utilizada é buscar valores de  $\phi$  em que o cosseno dê nulo, dessa forma, o sistema irá sempre buscar valores de  $Y = 0$ . Sendo assim, os valores de  $V_{osc}$  estará sempre  $90^\circ$  adiantado ou atrasado em relação à  $V_{in}$ . Para isso, o valor de  $\phi$  deve ser igual à  $90^\circ$  (SAEED GOLESTAN; VASQUEZ, 2017).

Portanto, para extrair um sinal que esteja em fase com a tensão de referência  $V_{in}$  é utilizado um VCO em quadratura, como mostra a Figura 74. Assim, se o sinal de entrada está  $90^\circ$  adiantado, automaticamente o sinal de saída do VCO em quadratura estará em fase com o sinal de entrada.

Para que o VCO possa gerar um sinal alternado em sua saída, é necessário ter como entrada um sinal de tensão diferente de zero. Como o sistema sempre irá buscar o valor de  $Y = 0$ , um controlador do tipo PI (Proporcional-Integral) é utilizado para manter a ação de controle do sistema. Dessa forma, o VCO tem como entrada um sinal diferente de zero, e com uma resposta sem erro em regime permanente (SAEED GOLESTAN; VASQUEZ, 2017).

**Figura 74 – Diagrama completo do PLL**

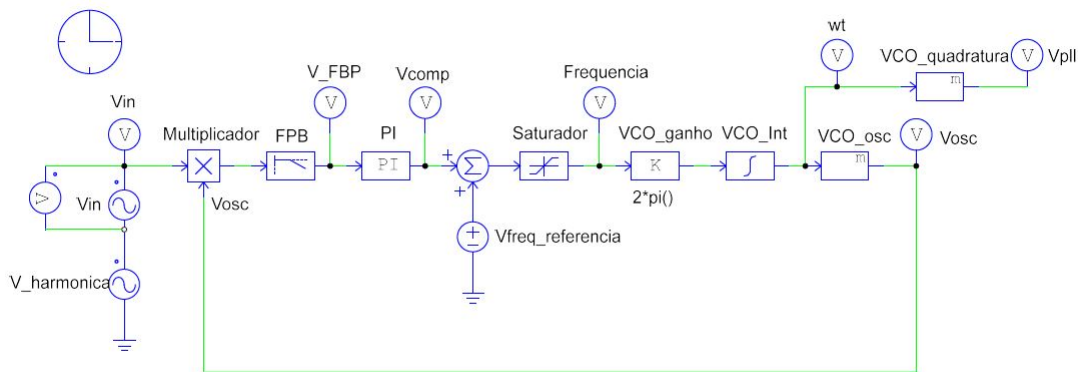


Fonte: Autoria própria.

### 6.3.1 Simulações do PLL

O circuito PLL descrito anteriormente foi simulado no programa PSIM, como mostra a Figura 75.

**Figura 75 – Simulação do circuito PLL**



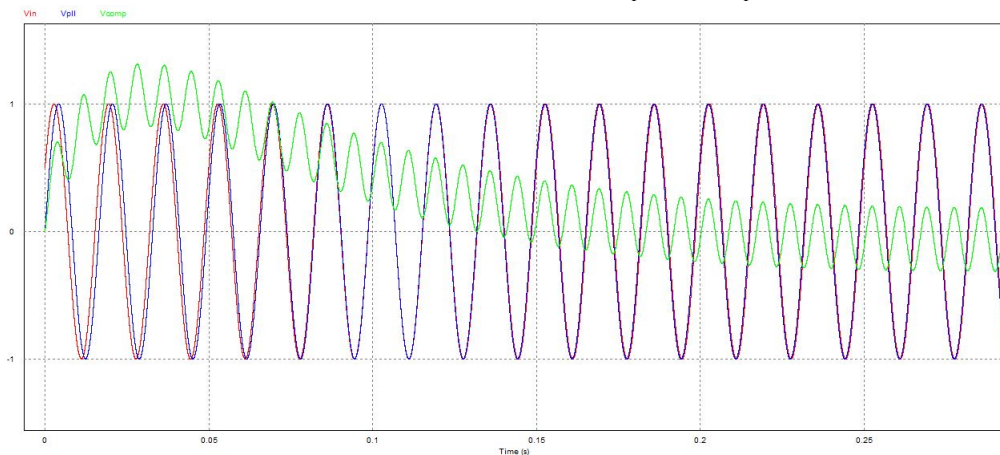
Fonte: Autoria própria.

Através da Figura 76 é possível analisar o circuito PLL em ação. A tensão  $V_{in}$  começa, propositalmente, defasada. Nesse momento, o VCO aumenta a frequência de forma a se aproximar da tensão de referência até que as duas estejam sincronizadas. É possível analisar que por um momento a frequência de  $V_{pll}$  ultrapassa a de referência devido ao percentual de sobressinal do controle PI. O sinal  $V_{com}$  simboliza a tensão de saída após o compensador, a qual mostra a dinâmica do VCO aumentando a frequência e depois estabilizando em  $Y = 0$ .

## 6.4 PROJETO DO CONVERSOR

A Tabela 3 traz as especificações de projeto do carregador de baterias.

**Figura 76 – Simulação da tensão  $V_{in}$ ,  $V_{pll}$  e  $V_{comp}$**



Fonte: Autoria própria.

**Tabela 3 – Especificações de projeto do carregador de baterias**

Referência	Descrição	Valor
$V_g$	Tensão eficaz de entrada	220 V
$V_{gp}$	Tensão de pico de entrada	$220\sqrt{2}$ V
$V_b$	Tensão do barramento CC	500 V
$V_{maxbat}$	Tensão máxima do banco de baterias (SOC 100%)	457,8V
$I_{maxbat}$	Corrente máxima de carregamento das baterias	10,92 A
$Pot$	Potência nominal	5000 W
$f_s$	Frequência de operação	50 kHz
$\Delta I_{Lg\%}$	Ondulação percentual da corrente do indutor $I_{Lg}$ do VSI	10%
$\Delta V_{Cb\%}$	Ondulação da tensão sobre o capacitor $C_b$ do VSI	1%
$\Delta I_{Lb\%}$	Ondulação percentual da corrente do indutor $I_{Lb}$ do Buck	10%
$\Delta V_{Co\%}$	Ondulação percentual da corrente do capacitor $I_{Co}$ do Buck	10%

Fonte: Autoria própria.

#### 6.4.1 Projeto do conversor VSI

Por meio da Tabela 3 e das equações presentes no Capítulo 4, pode-se calcular todos os valores dos componentes que compõem o conversor VSI.

##### 6.4.1.1 Cálculo da indutância $L_g$

Para o cálculo da indutância  $L_g$  parte-se da definição do índice de modulação  $M$ , definido na Equação (37).

$$M = \frac{220V \cdot \sqrt{2}}{500V} = 0,622 \quad (202)$$

Através da Equação (54) calcula-se o valor do ângulo crítico, na qual a ondula-

ção de corrente terá seu maior valor.

$$\theta_{c1} = \arcsin\left(\frac{1}{2 \cdot 0,622}\right) = 0,933rad \quad (203)$$

Parte-se, agora, para o cálculo da corrente de pico  $I_{Lgp}$ , através da Equação (65).

$$I_{Lgp} = \frac{2 \cdot 5000W}{220V \cdot \sqrt{2}} = 32,141A \quad (204)$$

Pela Equação (63), calcula-se o valor da ondulação de corrente do indutor  $L_g$ .

$$\Delta I_{Lg} = 10\% \cdot 32,141A \cdot \sin(0,933) = 2,583A \quad (205)$$

Por fim, pode-se calcular o valor da indutância  $L_g$  utilizando a Equação (62).

$$L_g = (0,622 \cdot \sin 0,933 - 0,622^2 \cdot \sin 0,933^2) \left( \frac{20\mu s \cdot 500V}{2 \cdot 2,583A} \right) = 484\mu H \quad (206)$$

#### 6.4.1.2 Cálculo do capacitor de barramento $C_b$

Inicia-se o cálculo do capacitor  $C_b$  através da Equação (105), que define a ondulação de tensão sobre ele.

$$\Delta V_{Cb} = 5\% \cdot 500V = 25V \quad (207)$$

Por meio da Equação (104), encontra-se o valor da capacitância de barramento CC.

$$C_b = \frac{5000W}{25V \cdot 500V \cdot 2\pi \cdot 120Hz} = 530,513\mu F \quad (208)$$

#### 6.4.1.3 Cálculo dos esforços sobre os interruptores

Segundo a Equação (67), calcula-se a tensão máxima sobre os interruptores.

$$V_{max_{sx}} = 500V \quad (209)$$

Utilizando a Equação (82), é possível calcular o valor da corrente média do



interruptor  $S_1$ .

$$I_{S1_{med}}(\theta) = -\frac{\sqrt{2} \cdot 5000W \cdot (\pi \cdot 0,622 - 4)}{8\pi \cdot 200V \cdot \sqrt{2}} = 2,615A \quad (210)$$

Através da Equação (87) calcula-se o valor da corrente eficaz do interruptor  $S_1$ .

$$I_{S1_{ef}}(\theta) = \frac{\sqrt{\frac{5000W^2 \cdot (24 \cdot 0,622 - 9\pi)}{220V^2}}}{6 \cdot \sqrt{\pi}} = 7,806A \quad (211)$$

Utilizando a Equação (85) calcula-se a corrente média no diodo  $D_1$ .

$$I_{D1_{med}}(\theta) = \frac{\sqrt{2}5000W(\pi \cdot 0,622 + 4)}{8\pi \cdot 220V} = 7,615A \quad (212)$$

Através da Equação (89) calcula-se o valor da corrente eficaz do diodo  $D_1$ .

$$I_{D1_{ef}}(\theta) = \frac{\sqrt{\frac{5000W^2 \cdot (24 \cdot 0,622 + 9\pi)}{220V^2}}}{6 \cdot \sqrt{\pi}} = 14,048A \quad (213)$$

Segundo as Equações 90, 91, 92 e 93, as correntes média e eficazes nos outros interruptores e diodos possuem os mesmos valores que para  $S_1$  e  $D_1$  respectivamente.

$$I_{S1_{med}} = I_{S2_{med}} = I_{S3_{med}} = I_{S4_{med}} = 2,615A \quad (214)$$

$$I_{S1_{ef}} = I_{S2_{ef}} = I_{S3_{ef}} = I_{S4_{ef}} = 7,806A \quad (215)$$

$$I_{D1_{med}} = I_{D2_{med}} = I_{D3_{med}} = I_{D4_{med}} = 7,615A \quad (216)$$

$$I_{D1_{ef}} = I_{D2_{ef}} = I_{D3_{ef}} = I_{D4_{ef}} = 14,048A \quad (217)$$

#### 6.4.2 Projeto do conversor *Buck*

Através da Tabela 3 e das equações presentes no Capítulo 4, pode-se calcular todos os valores dos componentes que compõem o conversor *Buck*

#### 6.4.2.1 Cálculo do indutor $L_b$

Inicia-se o cálculo do indutor  $L_b$  através da Equação (113), que define o valor da razão cíclica.

$$D = \frac{457,8V}{500V} = 0,916 \quad (218)$$

A corrente média de saída é calculada através da Equação (123).

$$I_{o_{med}} = 5000W/457,8V = 10,92A \quad (219)$$

Em seguida, utilizando a Equação (122), define-se o valor da ondulação de corrente.

$$\Delta I_{Lb} = 10\% \cdot 10,92A = 1,092A \quad (220)$$

Por fim, através da Equação (121) define-se o valor da indutância  $L_b$ .

$$L_b = \frac{(500V - 457,8V) \cdot 0,763}{50000Hz \cdot 1,092A} = 772,8\mu H \quad (221)$$

#### 6.4.2.2 Cálculo da capacitância $C_o$

Primeiramente, calcula-se o valor da ondulação de corrente sobre o capacitor utilizando a Equação (126)

$$\Delta V_{Cb} = 1\% \cdot 457,8V = 4,578V \quad (222)$$

Em seguida, através da Equação (127) calcula-se o valor do capacitor  $C_o$ .

$$C_o = \frac{1,092A}{8 \cdot 50000Hz \cdot 4,578V} = 596.43nF \quad (223)$$

#### 6.4.2.3 Cálculos dos esforços sobre o interruptor $S_b$

Pela Equação (126) calcula-se o valor da tensão máxima do interruptor  $S_b$ .

$$V_{Sb_{MAX}} = 500V \quad (224)$$

A corrente média de  $S_b$  é encontrado utilizando a Equação (130).

$$I_{Sb(med)} = 10,92A \cdot 0,916 = 10A \quad (225)$$

Pela Equação (132) calcula-se o valor da corrente eficaz no interruptor.

$$I_{Sb(ef)} = 10,92A \cdot \sqrt{0,916} = 10,45A \quad (226)$$

Por fim, é calculada a corrente de pico sobre o interruptor utilizando a Equação (136).

$$I_{Sb_pico} = 10,92A + \frac{1,092}{2} = 11,468A \quad (227)$$

#### 6.4.2.4 Cálculos dos esforços sobre o diodo $D_b$

Pela Equação (133) calcula-se o valor da tensão máxima do diodo  $D_b$ .

$$V_{Db_pico} = 500V \quad (228)$$

A corrente média de  $D_b$  é encontrada utilizando a Equação (134).

$$I_{Db(med)} = 10,92A \cdot (1 - 0,916) = 0,922A \quad (229)$$

A corrente eficaz do diodo é encontrada utilizando a Equação (135).

$$I_{Db(ef)} = 10,92A \cdot \sqrt{(1 - 0,916)} = 3,17A \quad (230)$$

Por fim, é calculada a corrente de pico sobre o diodo utilizando a Equação (138).

$$I_{Db_{MAX}} = 10,92A + \frac{1,092}{2} = 11,468A \quad (231)$$

#### 6.4.3 Escolha dos componentes para a simulação

Diante de todos os cálculos de dimensionamento dos componentes, pode-se, enfim, escolher os semicondutores que serão utilizados na simulação. Os interruptores do conversor VSI escolhidos foram os IGBT's IHW40N65R5 da marca Infineon. A Figura 77 mostra suas características.

**Figura 77 – Características técnicas do IGBT IHW40N65R5**

**Maximum Ratings**

For optimum lifetime and reliability, Infineon recommends operating conditions that do not exceed 80% of the maximum ratings stated in this datasheet.

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage, $T_{vj} \geq 25^{\circ}\text{C}$	$V_{CE}$	650	V
DC collector current, limited by $T_{vjmax}$ $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ $T_C = 100^{\circ}\text{C}$	$I_C$	80.0 40.0	A
Pulsed collector current, $t_p$ limited by $T_{vjmax}$	$I_{Cpuls}$	120.0	A
Turn off safe operating area $V_{CE} \leq 650\text{V}$ , $T_{vj} \leq 175^{\circ}\text{C}$ , $t_p = 1\mu\text{s}$	-	120.0	A
Diode forward current, limited by $T_{vjmax}$ $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ $T_C = 100^{\circ}\text{C}$	$I_F$	32.0 19.0	A
Diode pulsed current, $t_p$ limited by $T_{vjmax}$	$I_{Fpuls}$	120.0	A
Gate-emitter voltage	$V_{GE}$	$\pm 20$	V
Power dissipation $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ Power dissipation $T_C = 100^{\circ}\text{C}$	$P_{tot}$	230.0 115.0	W
Operating junction temperature	$T_{vj}$	-40...+175	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature	$T_{stg}$	-55...+150	$^{\circ}\text{C}$
Soldering temperature, wave soldering 1.6mm (0.063in.) from case for 10s		260	$^{\circ}\text{C}$
Mounting torque, M3 screw Maximum of mounting processes: 3	$M$	0.6	Nm

Fonte: mouser.com. Acessado em: 28/10/21.

O interruptor do conversor *Buck* escolhido foi o MOSFET IPW65R090CFD7 da linha CoolMOS do fabricante Infineon. A Figura 78 traz suas características.

**Figura 78 – Características técnicas do MOSFET IPW65R090CFD7**

**Table 1 Key Performance Parameters**

Parameter	Value	Unit
$V_{DS} @ T_{j,max}$	650	V
$R_{DS(on),max}$	90	m $\Omega$
$Q_{g,typ}$	51	nC
$I_{D,pulse}$	97	A
$E_{oss} @ 400\text{V}$	5.9	$\mu\text{J}$
Body diode $di_f/dt$	1300	A/ $\mu\text{s}$

Fonte: mouser.com. Acessado em: 28/10/21.

Por fim, o diodo escolhido para o conversor *Buck* foi o STTH30RQ06W da marca Infineon. A Figura 79 mostra suas características.

**Tabela 4 – Esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor VSI**

Referência	Valor
$V_{S1max}, V_{S2max}, V_{S3max}$ e $V_{S4max}$	500 V
$I_{S1med}, I_{S2med}, I_{S3med}$ e $I_{S4med}$	2,615 A
$I_{S1ef}, I_{S2ef}, I_{S3ef}$ e $I_{S4ef}$	7,806 A
$I_{D1med}, I_{D2med}, I_{D3med}$ e $I_{D4med}$	7,615 A
$I_{D1ef}, I_{D2ef}, I_{D3ef}$ e $I_{D4ef}$	14,048 A

**Figura 79 – Características técnicas do diodo STTH30RQ06W**

Symbol	Parameter		Value	Unit	
$V_{RRM}$	Repetitive peak reverse voltage		600	V	
$I_{F(RMS)}$	Forward rms current		50	A	
$I_{F(AV)}$	Average forward current	$T_C = 103\text{ }^\circ\text{C}$ , $\delta = 0.5$ square	30	A	
$I_{FSM}$	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10$ ms sinusoidal	D <sup>2</sup> PAK, D <sup>2</sup> PAK HV	180	A
			TO-220AC, DO-247, DO-247 LL	200	
$T_{stg}$	Storage temperature range		-65 to +175	°C	
$T_j$	Maximum operating junction temperature		175	°C	

Fonte: mouser.com. Acessado em: 28/10/21.

**Tabela 5 – Esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor *Buck***

Referência	Valor
$I_{Omed}$	10,92 A
$V_{Sbmax}$	500 V
$I_{Sbmed}$	10 A
$I_{Sbef}$	10,45 A
$I_{Sbpico}$	11,468 A
$V_{Dbmax}$	500 V
$I_{Dbmed}$	0,922 A
$I_{Dbef}$	3,17 A
$I_{Dbpico}$	11,468 A

## 6.5 CONCLUSÃO

O PLL irá atuar no projeto do carregador de baterias veiculares de forma a prover um sinal perfeitamente senoidal que esteja em fase com a componente fundamental. Assim, o fator de potência será muito próximo de 1, não contribuindo com a distorção da rede elétrica do SEP.

Este capítulo trouxe também uma metodologia que permitiu exemplificar a utilização dos diversos resultados da análise qualitativa discutidos anteriormente para projetar um carregador de baterias de 5 kW. Além disso, foram apresentados os componentes escolhidos para a simulação utilizando elementos reais, que será apresentada no próximo capítulo.

## 7 SIMULAÇÕES DO CARREGADOR EM ESTUDO

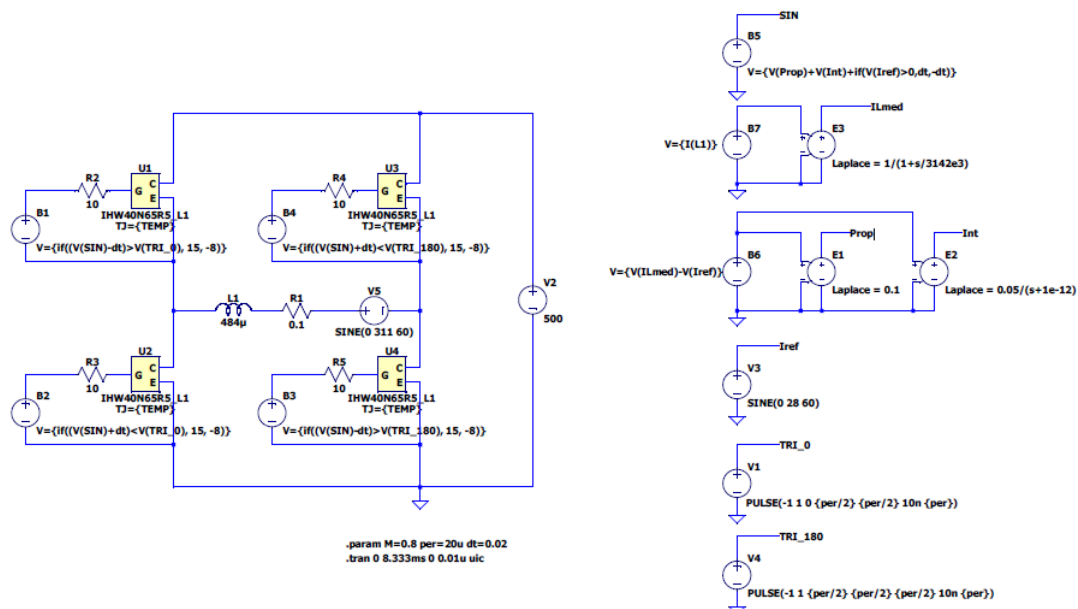
Este capítulo trará os resultados obtidos em simulações utilizando os programas PSIM e LTSpice. Dois programas diferentes foram utilizados devido à especialidade de cada um deles. No PSIM, que trata os componentes como ideias, será empregado para validação das equações matemáticas, das malhas de controle e do sistema de carregamento CC-CV. Já o LTSpice, permite a inserção de componentes reais, baseados nas especificações elétricas de cada fabricante, permitindo assim, estimar perdas, rendimento, tensão e corrente de pico, *spikes* de tensão dos interruptores e tensão final durante regime permanente.

### 7.1 SIMULAÇÃO DOS ESTÁGIOS RETIFICADOR E CC-CC NO LTSPICE

#### 7.1.1 Retificador VSI

O circuito do conversor VSI simulado no LTSpice é apresentada pela Figura 80.

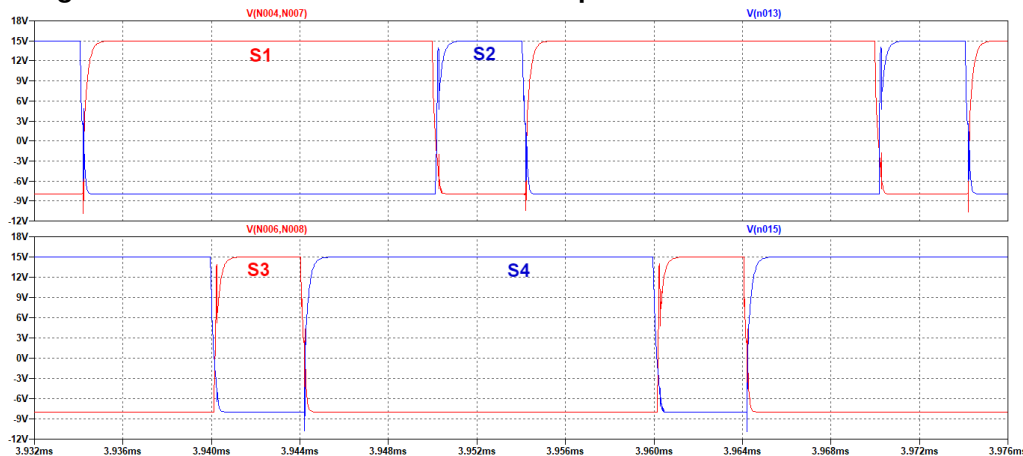
Figura 80 – Esquemático de simulação do VSI no LTSpice



Fonte: Autoria própria.

A Figura 81 traz os pulsos de comandos dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  durante o semiciclo positivo da tensão  $V_g$ . Comparando o resultado com a Figura 35, conclui-se que a simulação é fiel a teoria.

**Figura 81 – Pulsos de comando dos interruptores**



**Fonte: Autoria própria.**

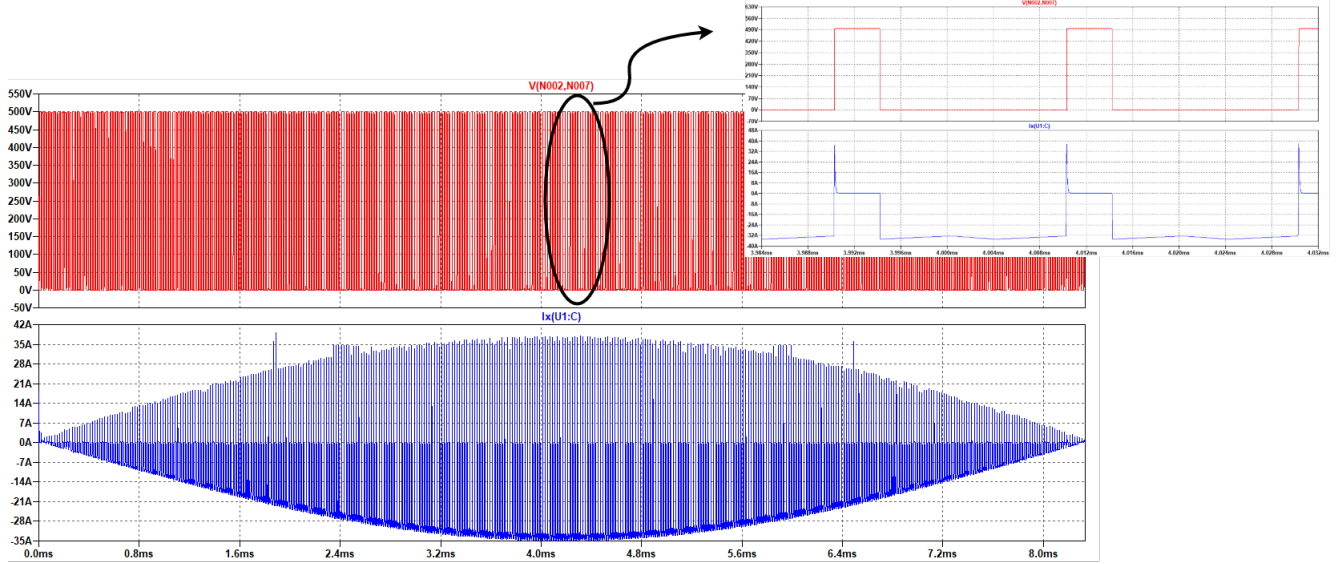
Os valores de tensão e corrente sobre o interruptor  $S_1$  do conversor VSI são apresentados na Figura 82. Esses valores são primordiais para comprovação do funcionamento do conversor assim como estimar os valores máximos de tensão, assim como os valores da corrente média e eficaz sobre o semicondutor. Os valores devem ficar dentro dos limites impostos pelo fabricante. Na forma de onda da corrente é possível verificar um pico de corrente no momento em que o interruptor entra em condução, relacionado a recuperação reversa do diodo antiparalelo. Na simulação, verificou-se valores máximos (durante o pico da corrente da rede) de 36 A de pico, inferiores ao valor permitido pelo fabricante, comprovando que o IGBT escolhido não terá riscos de ruptura relacionados à sobrecorrente e/ou sobretensão durante sua operação.

Além disso, verifica-se que, no semiciclo positivo de  $V_g$ , a corrente passa pelo diodo antiparalelo  $D_1$  e é por esse motivo que vê-se uma corrente negativa fluindo pelo interruptor.

Os valores de tensão e corrente sobre o interruptor  $S_2$  são apresentados na Figura 83. Analogamente ao interruptor  $S_1$ , a simulação mostrou que o valor da tensão de pico está de acordo com os cálculos matemáticos apresentados anteriormente e que a corrente de pico, resultado da recuperação reversa de  $D_2$ , não ultrapassa os valores máximos permitidos pelo fabricante. Além disso, durante o semiciclo positivo de  $V_g$ , a corrente flui pelo transistor e não pelo diodo antiparalelo, que entra em ação no semiciclo negativo, e é por esse motivo que vê-se valores positivos de corrente nos resultados.

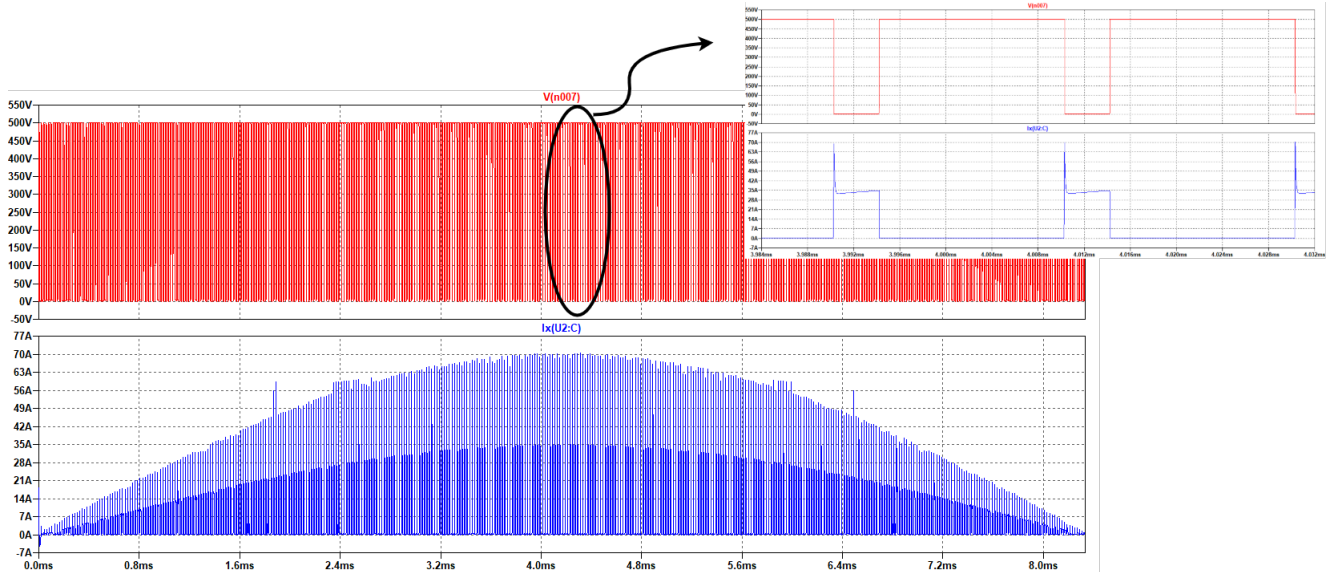
Os valores de tensão e corrente sobre o interruptor  $S_3$  são apresentados na

Figura 82 – Tensão e corrente no interruptor S1



Fonte: Autoria própria.

Figura 83 – Tensão e corrente no interruptor S2

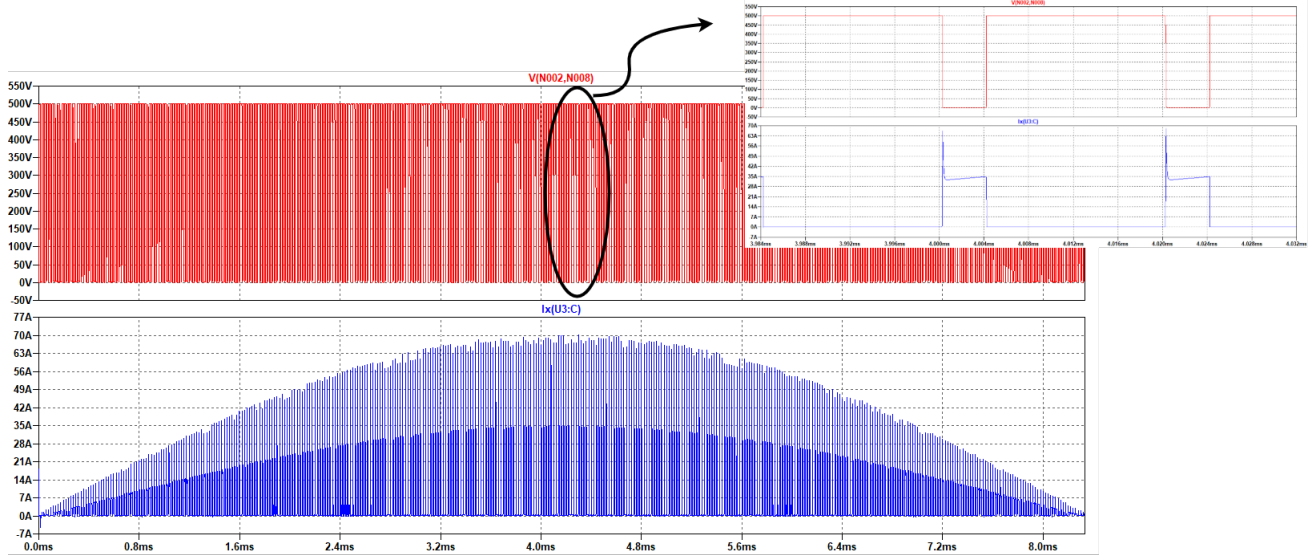


Fonte: Autoria própria.



Figura 84. No semiciclo positivo, a corrente passa pelo transistor enquanto no negativo pelo diodo antiparalelo  $D_3$ .

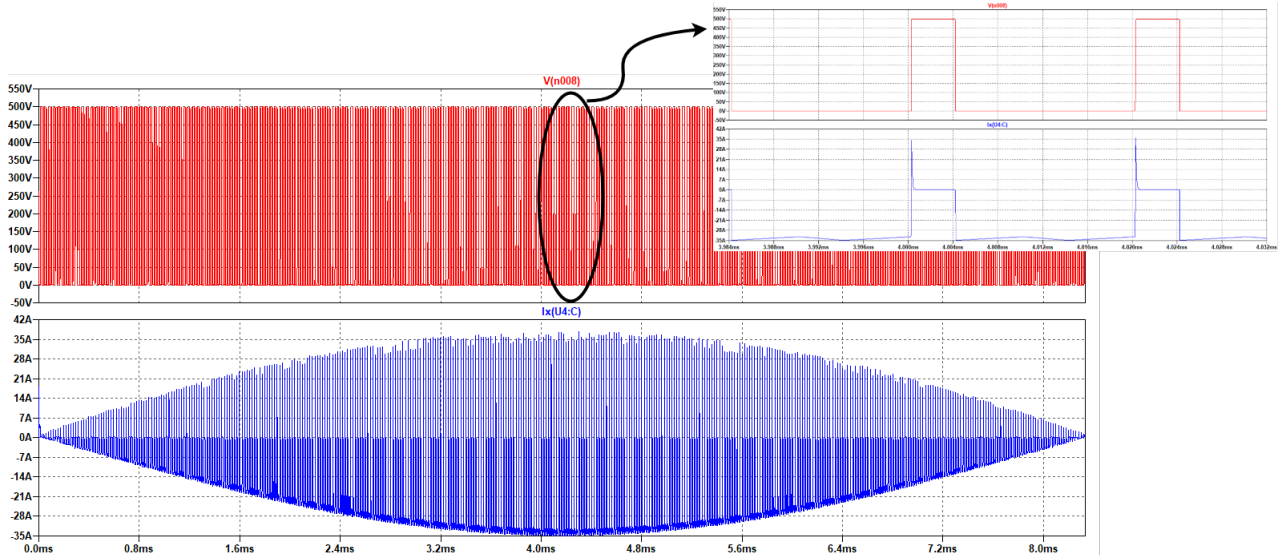
Figura 84 – Tensão e corrente no interruptor S3



Fonte: Autoria própria.

Os valores de tensão e corrente sobre o interruptor  $S_4$  são apresentados na Figura 85. No semiciclo positivo, a corrente passa pelo diodo antiparalelo  $D_3$ , enquanto no negativo pelo diodo transistor.

Figura 85 – Tensão e corrente no interruptor S4

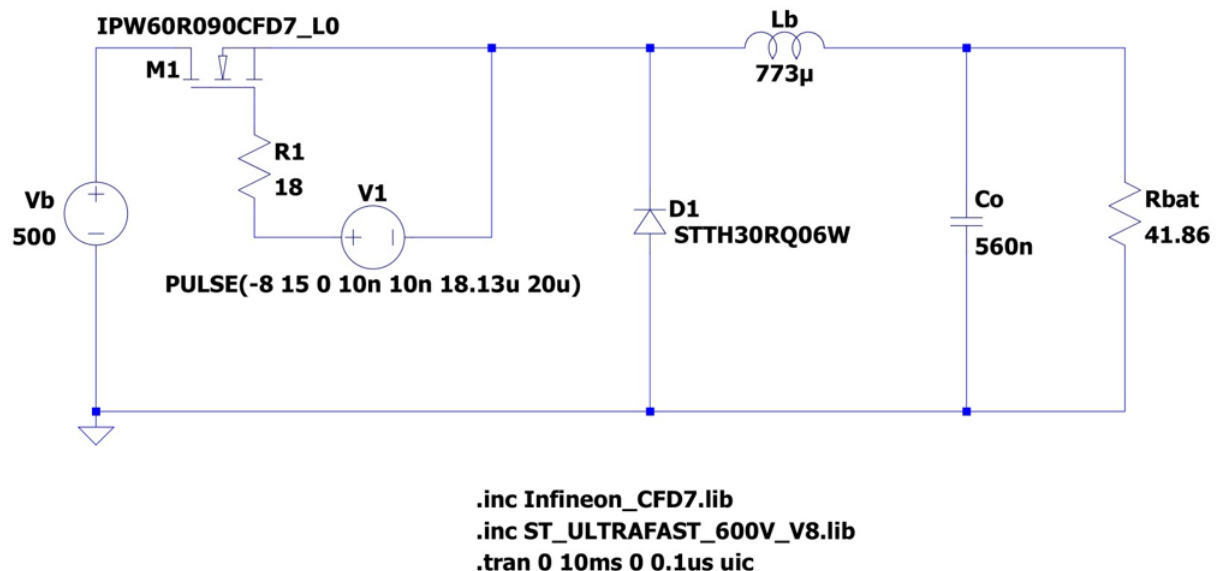


Fonte: Autoria própria.

### 7.1.2 Conversor *Buck*

A Figura 86 traz o esquemático utilizado para a simulação do conversor *Buck* no LTSpice.

Figura 86 – Esquemáticos de simulação do *Buck* no LTSpice



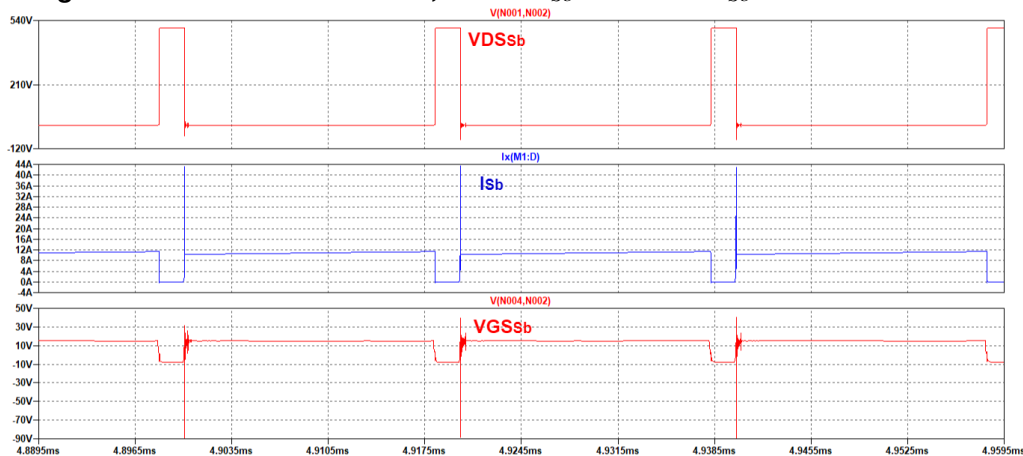
Fonte: Autoria própria.

A resposta do pulso de comando (tensão  $V_{GS_{Sb}}$ ), da tensão  $V_{Sb}$  e corrente  $I_{Sb}$  sobre o interruptor são apresentadas na Figura 87. Comparando o pulso de comando com a Figura 55, conclui-se que a simulação corresponde com a teoria. A tensão  $V_{GS_{Sb}}$  comuta entre -8 V e 15 V, simulando as tensões de saída de um *driver* de acionamento. Uma tensão negativa é utilizada para forçar o descarregamento mais rápido da capacitância interna do MOSFET. Na primeira etapa de operação do *Buck* a chave  $S_b$  entra em condução permitindo que o fluxo de corrente flua pelo indutor, carregando-o. Nesse momento, vê-se uma pico de corrente sobre o interruptor devido a recuperação reversa dos diodos internos de proteção.

A tensão  $V_{DS}$ , tensão Dreno-*Source* máxima sobre  $S_b$  é igual a entrada de 500 V no momento em que o MOSFET se abre, respeitando os limites do componente. Já na entrada em condução, a tensão é nula.

A Figura 88 mostra a corrente sobre o diodo  $D_b$ . No momento que  $S_b$  se abre, em que a tensão  $V_{GS}$  é negativa, o diodo entra em condução permitindo o fluxo de corrente na malha. O decréscimo do valor de corrente é reflexo do descarregamento da

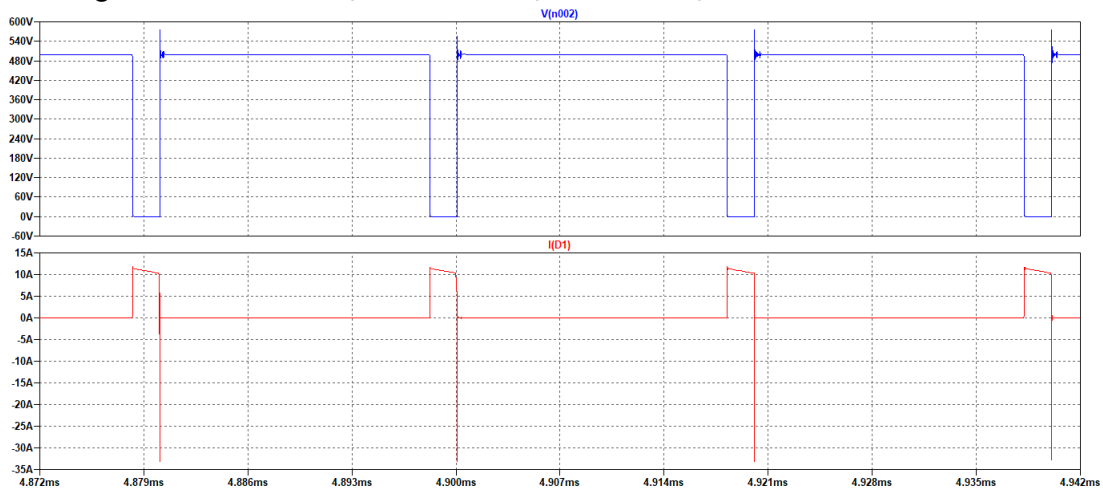
**Figura 87 – Pulsos de comando, tensão  $V_{Sb}$  e corrente  $I_{Sb}$  do conversor *Buck***



Fonte: Autoria própria.

corrente sobre a carga. A tensão no diodo  $D_b$  assume valores de 500 V no momento em que está bloqueado, corroborando com os cálculos realizados.

**Figura 88 – Tensão  $V_{Db}$  e corrente  $I_{Db}$  do diodo  $D_b$**

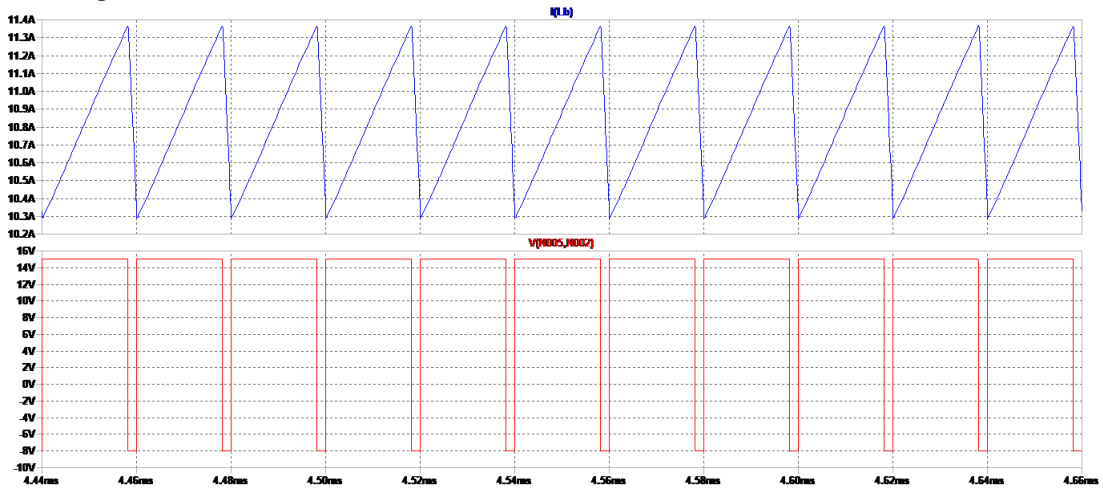


Fonte: Autoria própria.

Na Figura 89 pode-se visualizar a corrente sobre o indutor  $L_b$ . No momento em que o interruptor se fecha,  $V_{GS} = 15V$ , a corrente no indutor cresce até um valor máximo de 11,37 A. No bloqueio de  $S_b$ , segunda etapa de operação, a corrente é descarregada sobre a carga até atingir um valor mínimo de 10,29 A, quando o interruptor volta a conduzir. Como a corrente não se anula durante o período de operação, comprova-se que o conversor *Buck* está operando em modo de condução contínua (MCC). O valor de corrente média encontrada foi de 10,82 A próximos dos 10,92 A calculados.

A Figura 90 traz a tensão e corrente de saída do conversor *Buck*. O valor médio da tensão é de 453,23 V, próximo do valor desejado. Devido à ausência da malha de controle, a tensão final não pode chegar ao valor final de 457,8 V já que a razão cíclica

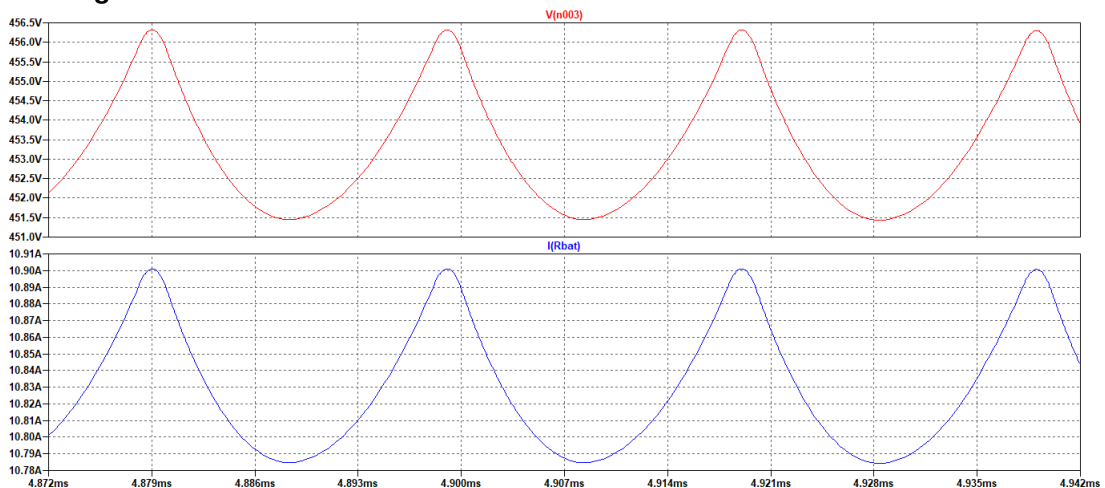
**Figura 89 – Corrente no indutor  $I_{Lb}$  e tensão  $V_{GS}$**



Fonte: Autoria própria.

é fixa, mas que comprova o equacionamento realizado. Os valores máximos e mínimos encontrados foram de 456,31 V e 451,45 V respectivamente, representando 0,54% de variação, para mais e para menos, da tensão de saída do conversor, respeitando a ondulação máxima de tensão de 1%. A corrente média de saída encontrada na simulação é de 10,828 A, próxima dos 10,92 A esperados durante o modo Corrente contínua da estratégia de carregamento CC-CV.

**Figura 90 – Tensão e corrente de saída do conversor *Buck***



Fonte: Autoria própria.

### 7.1.3 Rendimento dos conversores sob estudo

De forma a calcular o rendimento global do carregador de baterias foi realizado simulações para diferentes níveis de potência em cada conversor, de 10% da potência

nominal até 100%. Os valores encontrados são apresentados na Tabela 6. Através dos valores, foi plotado um gráfico, presente na Figura 91, que mostra as curvas de rendimento para o retificador VSI, para o conversor *Buck* e para o carregador de baterias completo.

Durante a operação do conversor ocorrem perdas como as perdas de condução e comutação. As perdas de condução são ocasionadas pelas resistências internas que cada componente possui. Chamado de efeito Joule, uma corrente que flui sobre uma resistência terá uma potência de  $P_{Joule} = R \cdot I^2$  que é dissipada na forma de calor. As perdas por comutação ocorrem nos interruptores durante o chaveamento. Na teoria, quando o interruptor está conduzindo, a tensão sobre ele é nula e quando está bloqueado, sua corrente é nula. No entanto, na prática, existe uma fração de tempo no momento em que o interruptor é aberto e fechado que a corrente e a tensão se cruzam, ocasionando uma potência dissipada na forma de calor.

**Tabela 6 – Rendimento do carregador de baterias em função da potência**

$P_o$ (W)	$\eta_{VSI}$	$\eta_{Buck}$	$\eta_{carregador}$
500	0,9646	0,987	0,9521
1000	0,9663	0,991	0,9576
1500	0,9659	0,9926	0,9588
2000	0,9657	0,9929	0,9588
2500	0,9651	0,9929	0,9582
3000	0,9644	0,9928	0,9575
3500	0,9637	0,9925	0,9565
4000	0,9632	0,9923	0,9558
4500	0,9627	0,9919	0,9549
5000	0,9621	0,9916	0,9540

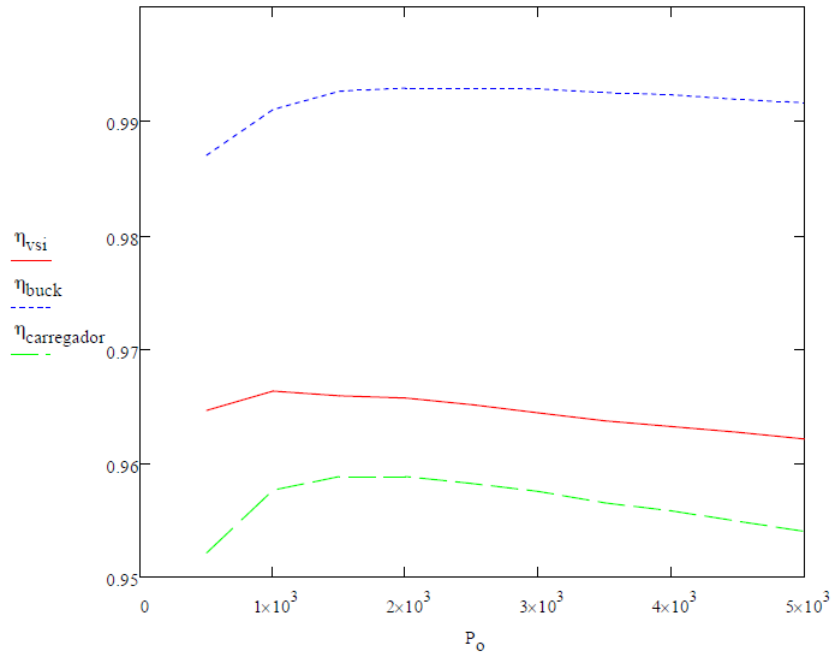
Fonte: Autoria própria.

## 7.2 SIMULAÇÃO DO CARREGADOR COMPLETO DO PSIM

O circuito do carregador completo simulado no PSIM é apresenta pela Figura 92.

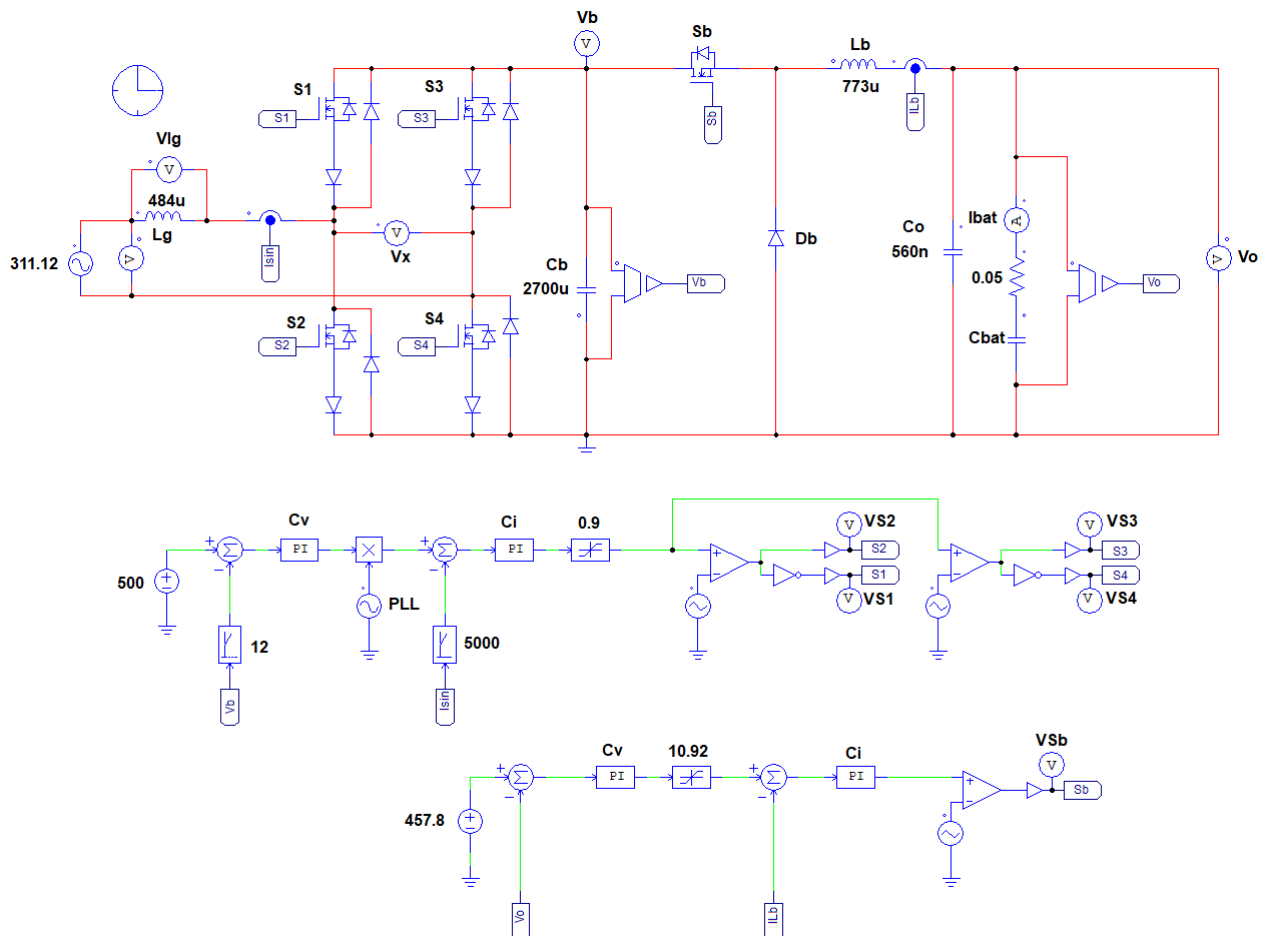
A tensão de entrada e a corrente do indutor  $L_g$  são apresentadas pela Figura 93. Durante a etapa de corrente constante da estratégia CC-CV, a corrente  $I_{L_g}$  cresce devido ao aumento de potência. Assim que a potência atinge seu valor máximo de 5 kW, a corrente do indutor começa a diminuir até o carregamento estar totalmente finalizado. Além disso, analisando a forma de onda ampliada, vê-se o alto fator de potência do carregador de baterias uma vez que a tensão  $V_g$  está em fase com a corrente do indutor

**Figura 91 – Curvas de rendimento do retificador VSI, do Buck e do carregador de baterias em função da potência**



Fonte: Autoria própria.

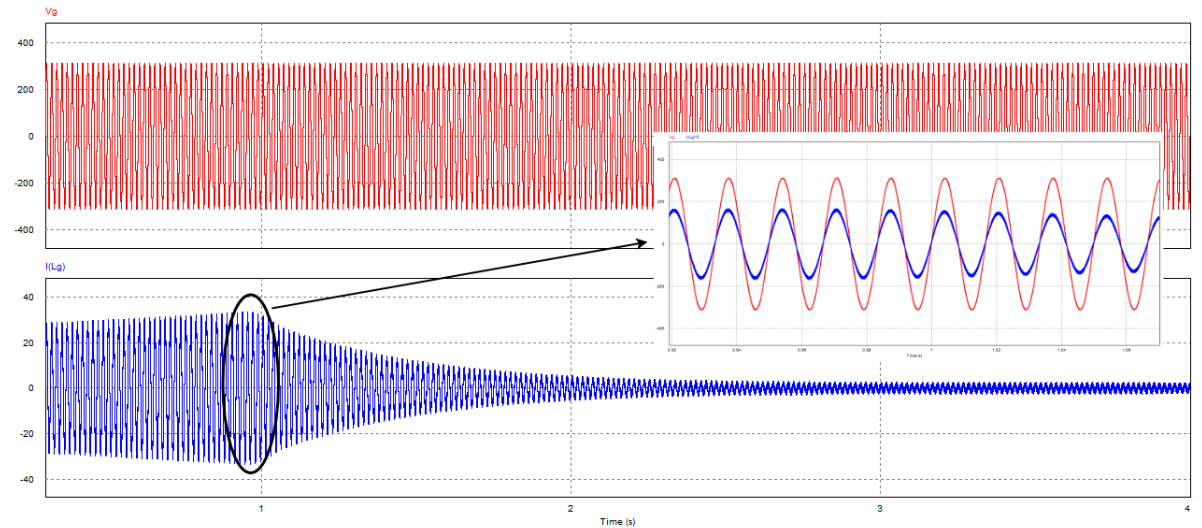
**Figura 92 – Circuito de potência do carregador**



Fonte: Autoria própria.

$L_g$ . O fator de potência encontrado é de 0,996. A THDi (*Total Harmonic Distortion of current*) encontrada é de 1,46%, ressaltando que o conversor possui baixa distorção harmônica de corrente.

**Figura 93 – Resultados da tensão de entrada  $V_g$  e da corrente do indutor  $L_g$ .**

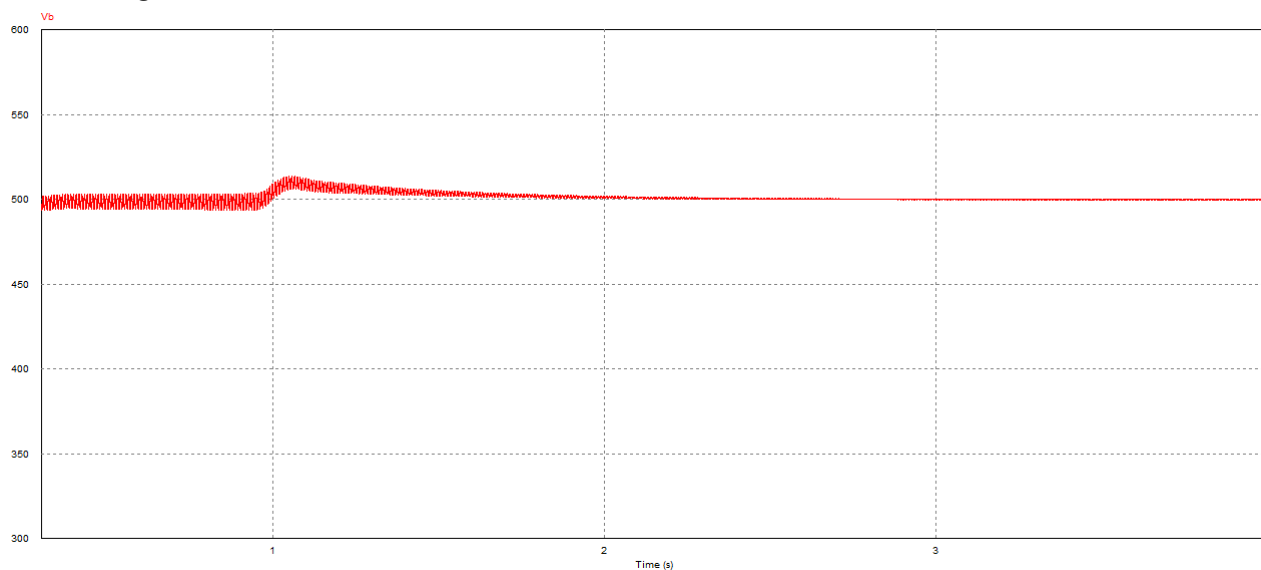


**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 94 traz a tensão do barramento CC simulada. Durante o período de corrente constante da estratégia de carregamento CC-CV, a tensão do barramento média é de 500 V contendo 1% de ondulação. No momento da troca para tensão constante, a corrente  $I_{Lg}$  diminui alterando a dinâmica de chaveamento dos interruptores. Com isso, a malha de tensão irá readequar o nível de tensão do barramento e é nesse momento que é visualizado a resposta da malha na imagem. Devido ao fato da malha ser lenta, a tensão CC não se estabiliza rapidamente, mas após um certo tempo, a tensão retorna ao valor de referência de 500 V.

A Figura 95 traz o modo de carregamento CC-CV. Assim como apresentado no Capítulo 3, é inicialmente empregada uma corrente constante sobre o banco de baterias. O valor da corrente é definido por projeto e está representado por um bloco saturador no PSIM. Caso não houvesse o saturador a corrente não teria limites e danificaria as baterias. A tensão do banco inicia-se próximo aos 300 V, tensão de *cutoff*, isto é, quando a carga está em 0%. A tensão cresce linearmente até atingir o valor da tensão final, de 457,8 V controlada pela malha de controle da tensão. Neste momento, o erro entre a referência de tensão e a tensão de saída é nula, levando a corrente diminuir até que a bateria esteja completamente carregada enquanto a tensão aplicada é constante e igual à 457,8 V. Apenas durante a troca entre corrente constante para tensão constante

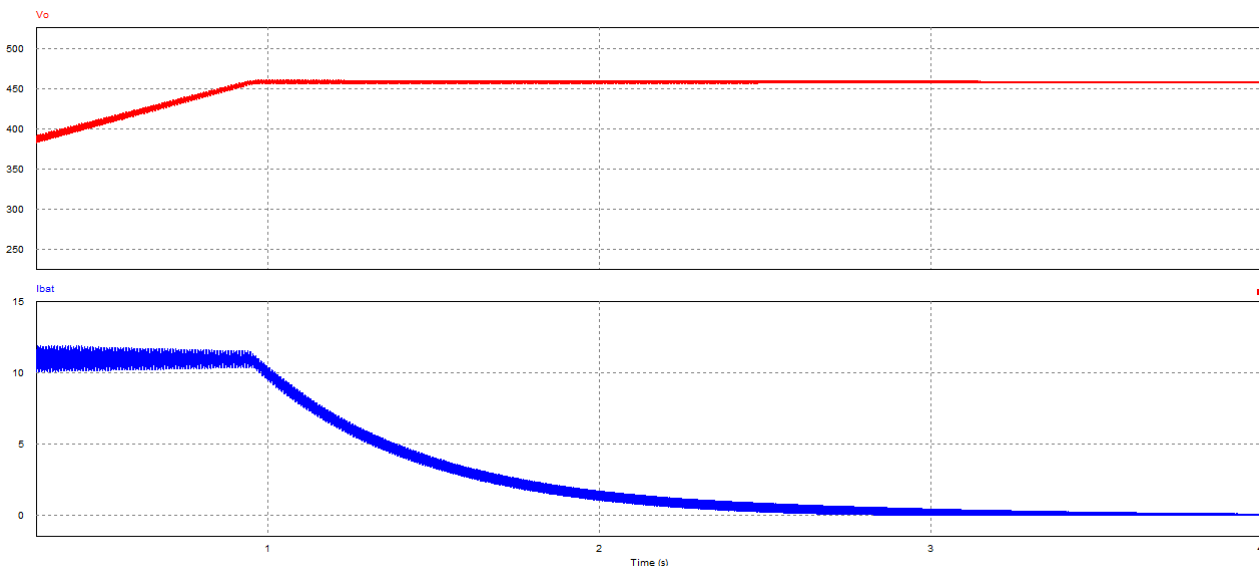
**Figura 94 – Resultados da tensão do barramento CC.**



**Fonte: Autoria própria.**

que o carregador drena 5 kW de potência, já que nesse momento a tensão é máxima de 457,8 V e a corrente de 10,92 A.

**Figura 95 – Resultados da tensão e corrente de saída do carregador de baterias.**



**Fonte: Autoria própria.**

A Tabela 7 traz uma comparação entre os valores calculados matematicamente e apresentados no Capítulo 6 com os valores simulados pelo PSIM. É mostrado também o erro percentual do valor encontrado e, através dele, conclui-se que os cálculos se aproximam muito da simulação, comprovando a análise qualitativa desenvolvida.



Tabela 7 – Comparação entre os resultados calculados e obtidos em simulação

Referência	Valor calculado	Valor simulado PSIM	Erro %
$V_{S1_{max}}, V_{S2_{max}}, V_{S3_{max}}$ e $V_{S4_{max}}$ (V)	500	501,5	0,30
$I_{S1_{med}}, I_{S2_{med}}, I_{S3_{med}}$ e $I_{S4_{med}}$ (A)	2,615	2,67	2,06
$I_{S1_{ef}}, I_{S2_{ef}}, I_{S3_{ef}}$ e $I_{S4_{ef}}$ (A)	7,806	7,93	1,56
$I_{D1_{med}}, I_{D2_{med}}, I_{D3_{med}}$ e $I_{D4_{med}}$ (A)	7,615	7,6	-0,20
$I_{D1_{ef}}, I_{D2_{ef}}, I_{D3_{ef}}$ e $I_{D4_{ef}}$ (A)	14,048	14,05	0,01
$I_{Lgp}$ (A)	32,141	33,44	3,88
$\delta I_{Lg}(\theta_c)$ (A)	2,583	2,6	0,65
$V_{Sb_{max}}$ (V)	500	500	0,00
$I_{Sb_{med}}$ (A)	10	9,86	-1,42
$I_{Sb_{ef}}$ (A)	10,451	10,39	-0,59
$V_{Db_{max}}$ (V)	500	500	0,00
$I_{Db_{med}}$ (A)	0,922	1	7,80
$I_{Db_{ef}}$ (A)	3,173	3,39	6,40
$I_{Db_{pico}}$ (A)	11,468	11,02	-4,07
$V_b$ (V)	500	500	0,00
$V_{bat_{med}}$ (V)	457,8	457,72	-0,02

Fonte: Autoria própria.

### 7.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos nas simulações através dos *softwares* PSIM e LTSpice. Com os resultados apresentados pela Tabela 7, conclui-se o funcionamento das duas topologias assim como o equacionamento realizado nos capítulos anteriores. Além disso, foi possível comprovar o funcionamento das malhas de controle tanto do VSI quanto do *Buck*.

## 8 CONCLUSÃO

O combustível fóssil vem sendo a fonte energética mais utilizada nos automóveis e sua demanda cresce cada dia mais. Sua queima ocasiona vários problemas não somente ambientais, como o aquecimento global e poluição atmosférica, mas também a problemas de saúde para a população. A introdução dos veículos elétricos mitiga alguns desses problemas já que a emissão de gases poluentes durante a utilização é nula para os carros totalmente eletrificados.

Um fator importante para os carros elétricos é o carregamento de suas baterias. Por se tratar da parcela mais cara do carro, existem muitos cuidados que precisam ser tomados para um carregamento perfeito. Primeiramente, a tecnologia da bateria é de extrema importância pois através dela será definido qual a estratégia de carregamento. Neste trabalho foram apresentados o histórico das baterias e o funcionamento de duas tecnologias muito utilizadas: a bateria de Íon-Lítio e a de Chumbo-Ácido. Enquanto a primeira utiliza o método CC-CV como estratégia de carregamento, as baterias de chumbo-ácido utilizam o método duplo nível de tensão.

A tecnologia íon-lítio foi escolhida nesse trabalho por possuir características muito importantes para um carro elétrico: possuir alta densidade energética, isto é, uma grande capacidade de energia em um pequeno volume. O método corrente constante - tensão constante (CC-CV) foi apresentado detalhadamente e é base para o controle em malha fechada do carregador de baterias estudado. Além disso, foram detalhados conceitos primordiais para o entendimento das baterias, como: capacidade, nível *cutoff*, taxa máxima de descarga, taxa C, taxa máxima de carregamento, *State of charge SOC* e número máximo de ciclos.

O trabalho propôs como resposta para problema apresentado a utilização de um carregador de baterias baseado nas topologias VSI (*Voltage Voltage Source Inverter*) atuando como retificador e *Buck*. Enquanto a primeira tem por objetivo retificar a corrente oriunda na rede elétrica, realizar a correção do fator de potência de forma a maximizar a utilização de potência da rede e aumentar o nível de tensão para 500 V, o *Buck* irá entregar às baterias os níveis adequados de tensão de corrente seguindo o método CC-CV.

Apresentou-se no capítulo 3 a análise qualitativa e quantitativa das duas topologias com os equacionamentos que descrevem o comportamento do carregador. Para a

topologia VSI, utilizou-se a modulação unipolar três níveis pois garante menor distorção harmônica, menores filtros de alta frequência e emissões eletromagnéticas reduzidas. Os esforços de corrente e tensão sobre os semicondutores apresentadas são essenciais para a escolha dos componentes para simulação. Um sistema de sincronismo com a rede elétrica, o PLL, foi utilizado para sincronizar a corrente drenada com a fundamental da rede elétrica de forma a aproximar o fator de potência de 1.

Foi utilizado um conversor *Buck* convencional para diminuir o nível de tensão do barramento de 500 V para os 457,3 V da bateria. Além disso, é através dele e de sua malha de controle que é realizado o controle de tensão e corrente entregues às baterias.

Além da análise estática, a análise dinâmica foi exibida de forma a entender melhor o comportamento do carregador no regime transitório. Foram encontradas as funções de transferências e definidas as malhas de controle. Além disso, o projeto dos controladores PI utilizando a ferramenta SISOTOOL do Matlab foram apresentadas e comprovaram uma perfeita resposta aos transitórios de corrente e tensão.

Dois *softwares* de simulação de circuitos elétricos foram utilizados: o PSIM, ideal para a comprovação do funcionamento, comparação entre os esforços de tensão e corrente calculado e simulado, analisar a dinâmica das malhas de controle e visualizar o modo de carregamento das baterias. O LTSpice foi utilizado para simular as perdas nos componentes e os picos de tensão e corrente sobre os semicondutores que podem danificá-los além do rendimento de cada um dos conversores.

Como resultado, os esforços calculados corroboraram com os valores simulados e foram apresentados na Tabela 7. O modo de carregamento CC-CV apresentado na Fig. 95 mostrou o funcionamento das malhas de controle.

Para o VSI foi encontrado um rendimento de 96,21% em potência nominal, um rendimento elevado para um conversor eletrônico. Suas perdas estão ligadas ao chaveamento dos interruptores, as chamadas perdas de comutação. O *Buck* apresentou um rendimento de 99,16%, um valor muito elevado comprovando a eficiência da topologia. Como rendimento total, foi encontrado 95,4% para uma potência de 5 kW.

Em suma, o carregador estudado neste trabalho trouxe resultados muito satisfatórios que reforçam as escolhas das duas topologias. Com todo o detalhamento das equações e malhas e controle, é possível que o leitor adapte às suas necessidades e possa ainda otimizar o conversor. Como trabalhos futuros, a implementação do car-

regador na prática mostrará sua funcionalidade com componentes reais. Além disso, implementar sistemas de controle *feedforward* permitem que o conversor, mesmo utilizando controladores do tipo PI, possa ter uma resposta muito mais rápida a mudanças abruptas de potência ou corrente de entrada, levando a uma estabilização mais rápida.

## REFERÊNCIAS

ABVE. **2020: o melhor ano da eletromobilidade no Brasil**. [S.l.: s.n.]. Disponível em: <http://www.abve.org.br/2020-o-melhor-ano-da-eletromobilidade-no-brasil/>. Acesso em: 22 set. 2021.

ALTOS ESTUDOS, I. N. de. **Estratégia de Implantação do carro elétrico no Brasil**. Rio de Janeiro, 2010.

B.J. MASSERANT, T. S. A maximum power transfer battery charger for electric vehicles. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, IEEE, v. 33, p. 930–938, 1997. ISSN 1557-9603. DOI: 10.1109/7.599313.

BARAN, R. **A introdução de veículos elétricos no Brasil: avaliação do impacto no consumo de gasolina e eletricidade**. 2012. 139 f. Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil. Disponível em: <http://antigo.ppe.ufrj.br/ppes/production/tesis/baran.pdf>. Acesso em: 8 mar. 2021.

BARBOSA, T. L. A. **Carregador de Baterias Estacionárias de Íons de Lítio para Veículos Elétricos**. 2019. 272 f. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/215012>. Acesso em: 25 set. 2021.

BRADLEY, W. Electric Vehicle Battery Charger-power Line Interface. **Conference Proceedings Southeastcon '81**, IEEE, 1981. DOI: 0.1109/SECON.1981.673481.

BUCHMANN, I. **Batteries in a portable world**. 3. ed. Canadá: Cadex Electronics Inc, 2011. 361 p. ISBN 978-0-9682118-3-0.

BUDDE-MEIWES, H. et al. A review of current automotive battery technology and future prospects. **Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering**, v. 227, p. 761–776, mai. 2013. DOI: 10.1177/0954407013485567.

C. G. BIANCHIN R. DEMONTI, J. S. O. **Filtro Ativo Trifásico Para Qualidade De Energia Elétrica: Compensação E Balanceamento**, 2015.

CIARLINI CHAGAS FREITAS, D. et al. Battery Charger Lead-Acid using IC BQ2031. **IEEE Latin America Transactions**, v. 14, n. 1, p. 32–37, 2016. DOI: 10.1109/TLA.2016.7430058.

CLÍNICAS UNICAMP, H. das. **OMS comprova o potencial cancerígeno da fumaça de motores a diesel**. [S.l.: s.n.], 2012. Site Hospital das Clínicas - UNICAMP. Disponível em: <https://hc.unicamp.br/oms-comprova-o-potencial-cancerigeno-da-fumaca-de-motores-a-diesel/>.

DAS, J. **Power System Harmonics and Passive Filter Designs**. 1. ed. New Jersey: IEEE Press, 2015. 844 p. ISBN 978-1-118-86162-2.

DECKMANN, S. M. **Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica**. Campinas, SP, Brasil: [s.n.], 2021. Disponível em: [www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it012](http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it012). Acesso em: 5 jun. 2021.

FERNANDO BELTRAME, e. a. Análise Comparativa De Conversores Monofásicos Aplicados À Correção De Fator De Potência. **REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, SOBRAEP**, v. 15, 2010. DOI: 10.18618/REP.2010.4.284293.

FRANSOZI, L. **Modelagem Matemática do Tempo de Vida de Baterias de Lítio Íon Polímero através de Modelos Híbridos**. 2015. 91 f. Diss. (Mestrado) – Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul – UNIJUÍ, Ijuí, RS, Brasil. Disponível em: <https://bibliodigital.unijui.edu.br:8443/xmlui/handle/123456789/2783>. Acesso em: 25 set. 2021.

GERENT, F. H. **Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares**. 2005. 184 f. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/102528/223393.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 25 set. 2021.

GUIMARÃES, J. R. Toxicologia das emissões veiculares de diesel: um problema de saúde ocupacional e pública. **Revista de Estudos Ambientais**, v. 6, p. 82–94, 2004.

IEA, I. E. A. **Global Energy and CO2 Status Report 2018**. [S.l.], 2019. 29 p. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-energy-co2-status-report-2019>. Acesso em: 8 mar. 2021.

IVO BARBI, D. C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 3. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2008.

JARDIM, W. Práticas científicas e difusão do conhecimento sobre eletricidade no século XVIII e início do XIX: possibilidades para uma abordagem histórica da pilha de volta na educação básica. **Revista Brasileira de Ensino de Física**, v. 40, 2018. DOI: 10.1590/1806-9126-RBEF-2017-0329.

JESIEL DA LUZ FERRO, I. B. Carregador de Baterias de Íon-Lítio para Veículos elétricos Integrado a Geração Fotovoltaica. **VII Congresso Brasileiro de Energia Solar –Gramado**, UFSC, 2018.

K.W. KLONTZ, A. E. Converter selection for electric vehicle charger systems with a high-frequency high-power link. **Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93**, IEEE, 1993. DOI: 10.1109/PESC.1993.472021.

LAFUENTE, C. O. **Carregador de baterias monofásico para aplicação em veículos elétricos**. 2011. 154 f. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, Brasil. Disponível em: [http://repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/1392/3/2011\\_dis\\_colafuente.pdf](http://repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/1392/3/2011_dis_colafuente.pdf). Acesso em: 25 set. 2021.

MOURA, **Moura Lítio**. [S.l.: s.n.], 2021. Disponível em: <https://www.moura.com.br/moura-litio/>. Acesso em: 25 set. 2021.

MURAT YILMAZ, P. T. K. 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, p. 2151–2166, 2013.

NERILSO BOCCHI, L. C. F. e. S. R. B. Pilhas e Baterias: Funcionamento e Impacto Ambiental. **Química Nova na Escola**, 2000.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014. 822 p. ISBN 978-85-4301-375-6.

PADUA, M. S. de. **Técnicas digitais para sincronização com a rede elétrica, com aplicação em geração distribuída**. 2006. 165 f. Diss. (Mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, Brasil. Disponível em: [repositorio.unicamp.br/jspui/handle/REPOSIP/261848](http://repositorio.unicamp.br/jspui/handle/REPOSIP/261848). Acesso em: 8 out. 2021.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica**. Campinas, SP, Brasil: [s.n.], 2021. Disponível em: [www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/IT744](http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/IT744). Acesso em: 25 set. 2021.

QUÍMICA, M. da. **Pilha de Daniell**. [S.l.: s.n.]. Disponível em: <https://www.manualdaquimica.com/fisico-quimica/pilha-daniell.htm>. Acesso em: 22 set. 2021.

S.S. ZHANG K. XU, T. J. Study of the charging process of a LiCoO<sub>2</sub>-based Li-ion battery. **Journal of Power Sources**, v. 160, p. 1349–1354, 2006. ISSN 0378-7753.

SAEED GOLESTAN, J. M. G.; VASQUEZ, J. C. Single-Phase PLLs: A Review of Recent Advances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 32, p. 9013–9030, 2017. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2653861.

SAGAN, C. **Pale Blue Dot: A Vision of the Human Future in Space**. 1. ed. New York: Random House, 1994. 386 p. ISBN 0-679-43841-6.

SIMON ANG, A. O. **Power-Switching Converters**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2005.

TOLL, M. **DIY Lithium Batteries. How to Build Your Own Battery Packs**. 1. ed. [S.l.: s.n.], 2017. 133 p. ISBN 978-0989906708.

WESTBROOK, M. H. **The Electric Car Development and future of battery, hybrid and fuel-cell cars**. Londres: The Institution of Engineering e Technology, 2001. 216 p. ISBN 978-0-85296-013-4.



**ANEXO A — ANEXOS**

## VSI

### Parâmetros de Projeto

$$V_{gp} := 220 \cdot \sqrt{2} = 311.127$$

Tensão de pico de entrada (senoidal)

$$V_{gef} := \frac{V_{gp}}{\sqrt{2}} = 220$$

Tensão eficaz de entrada (senoidal)

$$V_b := 500$$

Tensão do barramento CC

$$P_o := 5000$$

Potência

$$I_{Lgp} := \frac{2 \cdot P_o}{V_{gp}} = 32.141$$

Corrente pico de saída do VSI

$$I_{Lgef} := \frac{P_o}{V_{gef}} = 22.727$$

Corrente eficaz de saída do VSI

$$f_s := 50000$$

Frequência de operação

$$t_s := \frac{1}{f_s} = 2 \times 10^{-5}$$

Período de operação

$$M := \frac{V_{gp}}{V_b} = 0.622$$

Índice de modulação

$$\text{teta} := \text{asin}\left(\frac{1}{2M}\right) = 0.933$$

Ângulo da senoide onde terá a maior ondulação

$$V_g := V_{gp} \cdot \sin(\text{teta}) = 250$$

Tensão de entrada senoidal

$$D_{\text{teta}} := 0.5 + 0.5 \cdot \frac{V_g}{V_b} = 0.75$$

Duty cycle do VSI em teta

$$R_o := \frac{V_b^2}{P_o} = 50$$

Resistência de saída

### Calculo da Indutancia

$$\Delta I_{Lg} := I_{Lgp} \cdot 0.1 \cdot \sin(\text{teta}) = 2.583$$

Ondulação de corrente. 10% da corrente média

$$L_g := \frac{V_b}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lg}} \cdot \left( M \cdot \sin(\text{teta}) - M^2 \cdot \sin(\text{teta})^2 \right) = 484 \times 10^{-6}$$

Indutância do VSI

**Cálculo da Capacitância**

$$\Delta VCg := 1\% \cdot Vb = 5$$

$$fbf := 120$$

$$Cg := \left( \frac{Po}{\Delta VCg \cdot Vb \cdot 2 \cdot \pi \cdot fbf} \right) = 2.653 \times 10^{-3}$$

$$Cg\_escolhido = 2700\mu F$$

**Esforço na chave**

$$Vsmax := Vb = 500$$

Tensão máxima nas chaves

**Corrente média e eficaz na chave S1**

$$Is1\_med := \frac{-1}{2\pi} \cdot \frac{Ilgp}{2} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} \sin(t) + M \cdot \sin(t)^2 dt = 2.615$$

$$Is1\_ef := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left( \frac{2 \cdot Po}{Vgp} \right)^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} \sin(t)^2 + M \cdot \sin(t)^3 dt} = 7.806$$

**Corrente média e eficaz no diodo DS1**

$$Ids1\_med := \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{Ilgp}{2} \cdot \int_0^{\pi} \sin(t) + M \cdot \sin(t)^2 dt = 7.615$$

$$Ids1\_ef := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left( \frac{2 \cdot Po}{Vgp} \right)^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \int_0^{\pi} \sin(t)^2 + M \cdot \sin(t)^3 dt} = 14.048$$

**Corrente média e eficaz na chave S2**

$$Is2\_med := \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{Ilgp}{2} \cdot \int_0^{\pi} (\sin(t) - M \cdot \sin(t)^2) dt = 2.615$$

$$Is2\_ef := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[ \frac{Ilgp}{2} \cdot (\sin(t)^2 - M \cdot \sin(t)^3) \right]^2 dt} = 3.08$$

**Corrente média e eficaz no diodo DS2**

$$I_{ds2\_med} := \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{I_{Lgp}}{2} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} -\sin(t) + M \cdot \sin(t)^2 dt = 7.615$$

$$I_{ds2\_ef} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{gp}}\right)^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} (\sin(t))^2 - M \cdot \sin(t)^3 dt} = 14.048$$

**Corrente média e eficaz na chave S3**

$$I_{s3\_med} := \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{I_{Lgp}}{2} \cdot \int_0^{\pi} (\sin(t) - M \cdot \sin(t)^2) dt = 2.615$$

$$I_{s3\_ef} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{gp}}\right)^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \int_0^{\pi} (\sin(t))^2 - M \cdot \sin(t)^3 dt} = 7.806$$

**Corrente média e eficaz no diodo DS3**

$$I_{ds3\_med} := \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{I_{Lgp}}{2} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} -\sin(t) + M \cdot \sin(t)^2 dt = 7.615$$

$$I_{ds3\_ef} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{gp}}\right)^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} \sin(t)^2 - M \cdot \sin(t)^3 dt} = 14.048$$

**Corrente média e eficaz na chave S4**

$$I_{s4\_med} := \frac{-1}{2\pi} \cdot \frac{I_{Lgp}}{2} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} \sin(t) + M \cdot \sin(t)^2 dt = 2.615$$

$$I_{s4\_ef} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{gp}}\right)^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \int_0^{\pi} \sin(t)^2 + M \cdot \sin(t)^3 dt} = 14.048$$

**Corrente média e eficaz no diodo DS4**

$$I_{ds4\_med} := \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{I_{Lgp}}{2} \cdot \int_0^{\pi} \sin(t) + M \cdot \sin(t)^2 dt = 7.615$$

$$I_{ds4\_ef} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{2 \cdot P_o}{V_{gp}}\right)^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \int_0^{\pi} \sin(t)^2 + M \cdot \sin(t)^3 dt} = 14.048 \blacksquare$$

## Conversor Buck

### Parâmetros de entrada

$$V_b := 500$$

$$V_o := 457.8$$

$$P_o := 5000$$

$$f_s := 50000$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 2 \times 10^{-5}$$

$$R_b := \frac{V_o^2}{P_o} = 41.916$$

### Cálculo do duty cycle

$$D := \frac{V_o}{V_b} = 0.916$$

### Cálculo da Indutância

$$I_{Lbmed} := \frac{P_o}{V_o} = 10.922$$

$$\Delta I_{Lb} := 0.1 \cdot I_{Lbmed} = 1.092$$

$$L_b := \frac{(V_b - V_o)}{f_s \cdot \Delta I_{Lb}} = 7.728 \times 10^{-4}$$

### Cálculo do Capacitor

$$\Delta V_c := 0.01 \cdot V_o = 4.578$$

$$C_{b\_calculado} := \frac{(V_b - V_o) \cdot D}{8 \cdot \Delta V_c \cdot L_b \cdot f_s^2} = 546.09 \times 10^{-9}$$

$$C_b := 560 \cdot 10^{-9}$$

### Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

$$V_{smax} := V_b = 500$$

$$I_{Sb\_med} := I_{Lbmed} \cdot D = 10$$

$$I_{Sb\_ef} := I_{Lbmed} \cdot \sqrt{D} = 10.451$$

$$I_{Db\_med} := I_{Lbmed} \cdot (1 - D) = 0.922$$

$$I_{Db\_ef} := I_{Lbmed} \cdot \sqrt{1 - D} = 3.173$$

$$I_{Db\_pico} := I_{Lbmed} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} = 11.468$$

Tensão de entrada (barramento CC)

Tensão de saída (bateria)

Potência do conversor

Frequência de operação

Período de operação

Resistência de saída

Duty cycle

Corrente média na indutância

Ondulação de corrente

Indutância

Ondulação da tensão no capacitor

Capacitor de saída

Tensão máxima na chave

Corrente média na chave

Corrente eficaz na chave

Corrente média no diodo

Corrente eficaz no diodo

Corrente pico no diodo

```

%Controladores do VSI e Buck

s=tf('s');      %Domínio S

                % Declaração das variáveis
Vb=500;          %Tensão do barramento CC
Vgp=220*sqrt(2); %Tensão pico da rede
Vgef=220;        %Tensão eficaz da rede
Po=5000;         %Potência
fs=50000;        %Frequência
Lg=484e-6;       %Indutor do VSI
Cg=530.5e-6;     %Capacitor de barramento
Lb=7.728e-4;     %Indutor Buck
Co=2700e-9;      %Capacitor filtro saída
Resr=50e-3;      %Resistência série da bateria

%-----
                %Funções de transferência do VSI
Gi_vsi=(2*Vb)/(s*Lg);      %FT malha de corrente VSI
fc=12500;
wc=2*pi*fc
FPB=1/(1+(s/wc));
sisotool(Gi_vsi,1,FPB)

Gv_vsi= Vgef/(s*sqrt(2)*Cg*Vb) %FT malha de tensão VSI
fc_v=12500;
wc_v=2*pi*fc_v
FPB_v=1/(1+(s/wc_v));
%sisotool(Gv_vsi,1,FPB_v)

%-----
                % Funções de transferência do Buck
Gi_buck=Vb/(s*Lb)          %FT malha de corrente Buck
fb=5000;
wb=2*pi*fb
FPB_b=1/(1+(s/wb));
%sisotool(Gi_buck,1,FPB_b);

Gv_buck=Resr/(1+s*Resr*Co) %FT malha de tensão Buck
%sisotool(Gv_buck,1,FPB_b);

```