

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

BRUNO GOULART SCHWINDEN

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL À INDUTOR CHAVEADO PARA
RECUPERAÇÃO DA ENERGIA CINÉTICA DE ELEVADORES E
ARMAZENAMENTO EM SUPERCAPACITORES**

JOINVILLE

2020

BRUNO GOULART SCHWINDEN

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL À INDUTOR CHAVEADO PARA
RECUPERAÇÃO DA ENERGIA CINÉTICA DE ELEVADORES E
ARMAZENAMENTO EM SUPERCAPACITORES**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt

JOINVILLE

2020

Goulart Schwinden, Bruno

Conversor cc-cc bidirecional à indutor chaveado para recuperação da energia cinética de elevadores e armazenamento em supercapacitores / Bruno Goulart Schwinden. -- 2020.
158 p.

Orientador: Joselito Anastácio Heerd

Dissertação (mestrado) -- Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2020.

1. CC-CC bidirecional. 2. indutor chaveado. 3. supercapacitores.
4. frenagem regenerativa. 5. elevadores. I. Anastácio Heerd, Joselito
. II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
III. Título.

BRUNO GOULART SCHWINDEN

**CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL À INDUTOR CHAVEADO PARA
RECUPERAÇÃO DA ENERGIA CINÉTICA DE ELEVADORES E
ARMAZENAMENTO EM SUPERCAPACITORES**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Joselito Anastácio Heerdt, Dr.
CCT/UDESC

Membros:

Prof. Fabrício Bradaschia, Dr.
UFPE

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
UFSC

Joinville, 11 de dezembro de 2020.

AGRADECIMENTOS

À minha amada esposa Jéssica, que sempre esteve ao meu lado me apoiando, compreendendo os momentos de ausência por causa do meu trabalho.

Agradeço aos meus pais Márcia e Walmor, e a minha avó Nilza, que dedicaram grande parte de suas vidas me provendo sustento e educação, indispensáveis para que eu chegasse até aqui. Agradeço especialmente à minha mãe, que sempre fez o máximo para que eu pudesse estudar e sempre me incentivou.

Ao meu orientador Dr. Joselito Anastácio Heerdt pela colaboração, paciência, confiança depositada e todos os ensinamentos compartilhados ao longo deste trabalho.

Agradeço aos Professores da banca, os quais se dispuseram a leitura e avaliação deste trabalho.

A todos os professores e colaboradores da Universidade do Estado de Santa Catarina que colocaram à disposição, sua atenção e conhecimento, me auxiliando ao longo dessa jornada no decorrer do Programa de Pós-Graduação.

Aos colegas Caio Alonso da Costa, Rafael Nardelli, Renan de Brito Leme, Naelton Oliveira de Souza, Roberto Schmitt, Cleyson Amorim Costa e tantos outros não mencionados, pelas discussões, incentivo e ajuda.

À WEG por incentivar seus colaboradores a uma formação continuada e por liberar as horas de trabalho para que eu pudesse cursar as disciplinas.

A todos os brasileiros que contribuíram com seus impostos para que eu pudesse ter um ensino digno.

RESUMO

Neste trabalho é estudada uma topologia já existente de conversor CC-CC não isolado, bidirecional, de alto ganho, para aplicação em frenagem regenerativa baseada em supercapacitores. O conversor estudado é do tipo a indutor chaveado e foi projetado para processar até 2 kW. A função do conversor é processar o fluxo de energia entre o barramento CC de um inversor de frequência variável e um supercapacitor. São apresentadas as estruturas para elevação de cargas verticais e os tipos de acionamento de motores elétricos utilizados para esse fim. É apresentada uma revisão sobre supercapacitores e sobre as topologias de conversores CC-CC bidirecionais, não isolados, de alto ganho. Em seguida é realizado o estudo do conversor a indutor chaveado, mostrando o princípio de funcionamento, apresentadas as principais formas de onda, as funções de transferência do conversor e a estratégia de controle adotada, bem como, o projeto dos circuitos de controle e potência. O estudo realizado é avaliado em um protótipo e os resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar as análises desenvolvidas e demonstrar o funcionamento do sistema de controle adotado.

Palavras-chave: conversor CC-CC bidirecional, indutor chaveado, supercapacitores, frenagem regenerativa, elevadores.

ABSTRACT

In this work a high voltage gain non-isolated bidirectional DC-DC converter topology, that already exist, is studied for application in supercapacitor based regenerative braking. The converter under analysis is a switched inductor type and can handle power up to 2 kW. The converter's purpose is to handle the energy flow between the DC link of and adjustable speed drive and a supercapacitor. Structures for lifting vertical loads and the types of adjustable speed drives used for this purpose are described. A study on supercapacitors and a review of the high voltage gain non-isolated bidirectional DC-DC converter topology is presented. The operating principle study of the proposed converter is performed, the key waveforms are presented, the converter transfer function and the adopted control strategy, as well as the control and power circuits project. The study carried out is evaluated in a prototype and the simulation and experimental results are presented to validate the developed analyzes and demonstrate the functioning of the adopted control system.

Keywords: bidirectional DC-DC, switched inductor, supercapacitors, regenerative braking, lifts.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura de um elevador vertical de cargas.	26
Figura 2 – Estrutura de um inversor de frequência variável com retificador ativo.	28
Figura 3 – Comparativo entre a densidade de potência e a densidade de energia de diferentes tecnologias de armazenamento de energia.	29
Figura 4 – Estrutura de acionamento elétrico convencional, baseado em retificador a diodos, usando um sistema de armazenamento de energia.	30
Figura 5 – Exemplos de encapsulamentos de supercapacitores.	34
Figura 6 – Exemplos de módulos de supercapacitores.	34
Figura 7 – Taxonomia dos supercapacitores.	35
Figura 8 – Estrutura básica de montagem de um supercapacitor de carbono ativado.	36
Figura 9 – Representação de um capacitor eletroquímico de dupla camada de carbono ativado.	36
Figura 10 – Modelo do capacitor eletroquímico de dupla camada levando em consideração a porosidade dos eletrodos.	37
Figura 11 – Modelo simplificado do capacitor eletroquímico de dupla camada.	38
Figura 12 – Carga e descarga de supercapacitores com resistência constante.	39
Figura 13 – Carga e descarga de supercapacitores com corrente constante.	40
Figura 14 – Carga e descarga de supercapacitores com potência constante.	40
Figura 15 – Conversor <i>Buck/Boost</i> de dois estágios.	43
Figura 16 – Conversor <i>Buck/Boost</i> de três níveis.	44
Figura 17 – Conversor baseado em associação de conversores <i>Boost</i>	45
Figura 18 – Conversor a base de indutor com derivação.	47
Figura 19 – Conversor de alto ganho com transformador integrado.	48
Figura 20 – Conversor a capacitor chaveado.	49
Figura 21 – Conversor quadrático bidirecional – 1ª Configuração.	50
Figura 23 – Conversor a indutor chaveado.	51
Figura 24 – Topologia do conversor a indutor chaveado de alto ganho.	54
Figura 25 – Convenção das polaridades das tensões e dos sentidos das correntes para análise do circuito do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	56
Figura 26 – Primeira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	56
Figura 27 – Segunda etapa de funcionamento do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	57

Figura 28 – Terceira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	58
Figura 29 – Formas de onda típicas para o modo de operação <i>Buck</i>	59
Figura 30 – Convenção das polaridades das tensões e dos sentidos das correntes para análise do circuito do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	60
Figura 31 – Primeira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	61
Figura 32 – Segunda etapa de funcionamento no modo de operação <i>Boost</i>	62
Figura 33 – Terceira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	62
Figura 34 – Formas de onda típicas do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	63
Figura 35 – Convenção das polaridades das tensões e dos sentidos das correntes para a modelagem matemática do conversor.	71
Figura 36 – Primeira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação <i>Buck</i> , para se obter o modelo.....	72
Figura 37 – Segunda etapa de funcionamento do conversor no modo de operação <i>Buck</i> , para se obter o modelo.....	72
Figura 38 - Circuito utilizado no PSIM® para a validação do modelo matemático da função de transferência IVL/D	79
Figura 39 - Magnitude e fase da planta IVL/D do conversor obtida por modelagem no Mathcad® e por simulação do circuito chaveado no PSIM®.....	79
Figura 40 - Circuito utilizado no PSIM® para a validação do modelo matemático da planta VH/IL	80
Figura 41 - Magnitude e fase da planta VH/IL do conversor obtida por modelagem no Mathcad® e por simulação do circuito chaveado no PSIM®.....	81
Figura 42 – Supercapacitor LSMtron, modelo LSUM 129R6C 0062F EA, utilizado no projeto.	42
Figura 43 - Corrente de carga do supercapacitor e corrente média nos indutores em função da tensão VL	84
Figura 44 - Ondulação de corrente no indutor em função da tensão VL , considerando uma taxa de ondulação constante de 30%.....	85
Figura 45 - Variação da indutância para ondulação de corrente constante em função da tensão VL	86
Figura 46 - Ondulação de corrente no indutor de 543 μ H em função da tensão VL	86
Figura 47 – Dimensões do núcleo NEE-55/28/25	88
Figura 48 - Corrente média e eficaz no interruptor $S1$ em função da tensão VL	91

Figura 49 - Tensão máxima no interruptor $S1$ em função da tensão VL	91
Figura 50 - Corrente média e eficaz nos interruptores $S2$ e $S3$ em função da tensão VL	92
Figura 51 - Tensão máxima nos interruptores $S2$ e $S3$ em função da tensão VL	92
Figura 52 – Distribuição das perdas no conversor.	96
Figura 53 – Distribuição das perdas nos componentes.....	97
Figura 54 – Diagrama simplificado e imagem da fonte auxiliar.	98
Figura 55 – Circuito da fonte de $\pm 10V$ para os amplificadores operacionais.....	99
Figura 56 – Placa de desenvolvimento ARM STM32.....	99
Figura 57 – Circuito de medição da tensão VL	101
Figura 58 – Circuito de condicionamento da tensão VH	102
Figura 59 – Sensor <i>Hall</i> de corrente LEM HLSR 32-P.....	103
Figura 60 – Circuito de condicionamento do sensor de corrente.	103
Figura 61 – Circuito de <i>gate driver</i> dos MOSFETs.	105
Figura 62 - Diagrama de controle de tensão e corrente do conversor.	105
Figura 63- Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.	107
Figura 64– Diagrama de bode da FTLA da planta $IVL(s)/D(s)$ do conversor.....	107
Figura 65– Diagrama de bode do sistema de controle da corrente em malha aberta, considerando a planta, o controlador, os ganhos de medição e do modulador, bem como do atraso de amostragem.....	110
Figura 66 - Diagrama de bode da FTLA da planta $Cis.kpi.IVLSDs$ considerando todos os ganhos do circuito.....	111
Figura 67 – Diagrama de bode da FTMF da planta de corrente.....	112
Figura 68–Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.	113
Figura 69 – Diagrama de bode da FTLA da planta $VH(s)/IVL(s)$ do conversor.	113
Figura 70– Diagrama de Bode do sistema de controle da tensão em malha aberta, considerando a planta, o controlador, os ganhos de medição e do sistema controlado da planta de corrente.....	115
Figura 71 - Diagrama de bode da FTLA da planta $Cvs.kpv.VHsIVLs$, contemplando todos os ganhos do circuito.	116
Figura 72 – Diagrama de bode da FTMF (Função de Transferência de Malha Fechada) da planta de tensão controlada.....	117
Figura 73 – Fluxograma do código de controle do conversor.	121
Figura 74 – Imagem do protótipo do conversor a indutor chaveado construído.....	123

Figura 75 – Placa de potência.....	124
Figura 76 – Tensão e corrente no interruptor <i>S1</i> no modo de operação <i>Buck</i>	125
Figura 77 - Tensão e corrente no interruptor <i>S2</i> no modo de operação <i>Buck</i>	126
Figura 78 - Tensão e corrente no interruptor <i>S3</i> no modo de operação <i>Buck</i>	127
Figura 79 - Tensão e corrente no indutor <i>L1</i> no modo de operação <i>Buck</i>	128
Figura 80 - Tensão e corrente no indutor <i>L2</i> no modo de operação <i>Buck</i>	129
Figura 81 - Tensão e corrente no interruptor <i>S1</i> no modo de operação <i>Boost</i>	131
Figura 82 - Tensão e corrente no interruptor <i>S2</i> no modo de operação <i>Boost</i>	132
Figura 83 - Tensão e corrente no interruptor <i>S3</i> no modo de operação <i>Boost</i>	133
Figura 84 - Tensão e corrente no indutor <i>L1</i> no modo de operação <i>Boost</i>	134
Figura 85 - Tensão e corrente no indutor <i>L2</i> no modo de operação <i>Boost</i>	135
Figura 86 – Rendimento do conversor nos modos de operação <i>Buck</i> e <i>Boost</i>	136
Figura 87 – Diagrama de blocos do sistema utilizado para o teste do controle do conversor.	137
Figura 88 – Transição entre a pré-carga do supercapacitor e a regeneração de energia, com corrente de descarga do supercapacitor de -10A.	138
Figura 89 – Transição da carga para a descarga do supercapacitor, de +50% da corrente de carga para -50% da corrente de carga.	138
Figura 90 – Transição da descarga para a carga do supercapacitor, de -50% da corrente de carga para +50% da corrente de carga.	139
Figura 91 – Degrau de 50% para 100% de carga e de 100% para 50% de carga.....	139

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resumo das principais características e parâmetros dos conversores revisados. ...	52
Tabela 2 - Parâmetros utilizados na simulação do modelo matemático da planta <i>IL/D</i>	78
Tabela 3 - Parâmetros utilizados na simulação do modelo matemático da planta <i>VH/IL</i>	80
Tabela 4 - Parâmetros estabelecidos para o projeto do conversor cc-cc reversível em corrente e de alto ganho.	83
Tabela 5 – Especificações para o projeto do indutor.....	87
Tabela 6 – Aspectos construtivos do núcleo.	88
Tabela 7 – Esforços máximo de tensão e corrente nos interruptores S1, S2 e S3.....	93
Tabela 8 – Características do interruptor S1.	93
Tabela 9 – Características dos interruptores S2 e S3.....	94
Tabela 10 – Principais características do microcontrolador STM32F103C8T6.	100
Tabela 11 – Parâmetros do circuito de medição da tensão VL.	100
Tabela 12 – Parâmetros do circuito de condicionamento da tensão VH.....	101
Tabela 13 – Características do sensor de corrente.....	102
Tabela 14 – Parâmetros do circuito de condicionamento do sinal de medição de corrente..	104
Tabela 15 –Parâmetros das amostragens de tensão e corrente.	106
Tabela 16 – Coeficientes do controlador de corrente.....	112
Tabela 17 – Coeficientes do controlador de tensão.....	117
Tabela 18 – Condições de operação do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	125
Tabela 19 – Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S1 no modo de operação <i>Buck</i>	126
Tabela 20 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S2 no modo de operação <i>Buck</i>	127
Tabela 21 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S3 no modo de operação <i>Buck</i>	128
Tabela 22 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L1 no modo de operação <i>Buck</i>	129
Tabela 23 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L2 no modo de operação <i>Buck</i>	130
Tabela 24 – Condições de operação do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	130

Tabela 25 – Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor $S1$ no modo de operação <i>Boost</i>	131
Tabela 26 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor $S2$ no modo de operação <i>Boost</i>	132
Tabela 27 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor $S3$ no modo de operação <i>Boost</i>	133
Tabela 28 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor $L1$ no modo de operação <i>Boost</i>	134
Tabela 29 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor $L2$ no modo de operação <i>Boost</i>	135

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AFE	<i>Active Front End</i>
A/D	Analógico para Digital
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
DoE	<i>Department of Energy</i>
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
FTLF	Função de Transferência de Laço Fechado
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
nPEE	Núcleo de Processamento de Energia Elétrica
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Área da perna central do núcleo
$S_d(s)$	Atraso de fase decorrente da amostragem das leituras dos sinais
A_w	Área de janela do núcleo
B_{max}	Indução máxima
$C(vc)$	Capacitor dependente de vc do modelo do supercapacitor
$C_E(vc)$	Capacitância equivalente do supercapacitor
$C_i(s)$	Controlador de corrente
C_N	Capacitâncias não lineares do eletrodo poroso negativo;
C_O	Capacitor linear do modelo do supercapacitor
C_P	Capacitâncias não lineares do eletrodo poroso positivo
$C_v(s)$	Controlador de tensão
C_x	Capacitor "x"
D	Razão cíclica
D_{Boost}	Razão cíclica do conversor no modo de operação <i>Boost</i>
D_{Buck}	Razão cíclica do conversor no modo de operação <i>Buck</i>
$E(vc)$	Energia armazenada no supercapacitor em função da tensão vc
E_{off}	Energia dissipada na saída de condução do interruptor
E_{on}	Energia dissipada na entrada em condução do interruptor
f_a	Frequência de amostragem
f_s	Frequência de comutação
$I_{cx}(s)$	Valor de corrente em um capacitor "x" no domínio da frequência
$i_{cx}(t)$	Valor instantâneo de corrente em um capacitor "x" no domínio do tempo
ID_{CC}	Corrente contínua do dreno do interruptor
$I_H(s)$	Valor da corrente que flui do inversor para o conversor CC-CC no domínio da frequência
$i_H(t)$	Valor instantâneo da corrente que flui do inversor para o conversor CC-CC no domínio do tempo
$I_{Lx}(s)$	Valor instantâneo da corrente no induto "x" no domínio da frequência
$I_{Lx}(t)$	Valor instantâneo da corrente no induto "x" no domínio do tempo
i_{pk}	Corrente de pico
i_{sx}	Corrente de condução do interruptor "x"
$I_{sx}(s)$	Valor da corrente no interruptor "x" no domínio da frequência

$i_{sx}(t)$	Valor instantâneo da corrente no interruptor “x” no domínio do tempo
I_{sxef}	Corrente eficaz no interruptor Sx
I_{sxmed}	Corrente média no interruptor Sx
I_{Vxmed}	Corrente média na fonte Vx
J_{max}	Densidade máxima de corrente
K_c	Coefficiente que representa os efeitos da camada difusa do supercapacitor
k_{digIL}	Ganho digital do sensor de corrente
k_{digVH}	Ganho digital do sensor de tensão
k_{nucleo}	Possibilidade de execução do enrolamento
k_{pi}	Ganho proporcional do controlador de corrente
k_{pv}	Ganho proporcional do controlador de tensão
k_{PWM}	Ganho do modulador PWM
k_w	Fator de ocupação da janela
l_{gap}	Comprimento do entreferro
L_x	Indutor “x”
M_{VDC}	Ganho estático do conversor
N_a	Número de amostragens
N_{ind}	Número de espiras do indutor
$N_{isolante}$	Número de voltas de fita isolante
N_x	Número de espiras do enrolamento “x”
P_{cond_mos}	Perdas de condução do interruptor
P_{sw_mos}	Perdas de comutação do interruptor
P_{tot_mos}	Perdas totais do interruptor
RC	Resistor Capacitor
R_C	Resistência série do modelo do supercapacitor
R_{CN}	Resistência do coletor negativo
R_{CP}	Resistência do coletor positivo
$R_{DS(on)}$	Resistência de condução do interruptor
R_N	Resistências do eletrodo poroso negativo
R_P	Resistências do eletrodo poroso positivo
RSE	Resistência Série Equivalente
R_{SEP}	Resistência do separador
Rth_{da}	Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente

S_{cu}	Área de cobre do condutor
S_{cuisol}	Área da seção transversal da fita isolante utilizada entre os enrolamentos
S_x	Interruptor “x”
T_a	Períodos de amostragem
T_{amb}	Temperatura ambiente
T_{diss}	Temperatura no dissipador
T_{jsx}	Temperatura na junção do interruptor “x”
T_{on}	Período de condução de um interruptor
T_s	Período de comutação do conversor
μ_0	Permeabilidade relativa do ar
V_C	Tensão nos terminais do modelo equivalente do supercapacitor
vc_{max}	Tensão máxima do supercapacitor
vc_{min}	Tensão mínima do supercapacitor
V_{Lx}	Tensão sobre o indutor “x”
$v_{Lx}(s)$	Valor de tensão em um indutor “x” no domínio da frequência
$v_{Lx}(t)$	Valor instantâneo de tensão em um indutor “x” no domínio do tempo
V_{sx}	Tensão de bloqueio do interruptor “x”
V_x	Fonte “x”
$V_x(s)$	Valor de tensão em uma fonte “x” no domínio da frequência
$V_x(t)$	Valor instantâneo de tensão em uma fonte “x” no domínio do tempo
ω_{polo}	Frequência angular do polo
ω_{zero}	Frequência angular do zero
$\hat{x}(s)$	Perturbação em torno do ponto de operação de um sinal $x(t)$ no domínio da frequência
$\hat{x}(t)$	Perturbação em torno do ponto de operação de um sinal $x(t)$ no domínio do tempo
$\Delta E(vc)$	Variação da energia armazenada em um supercapacitor
Δi_{Lx}	Ondulação de corrente no indutor “x”
$\langle x(t) \rangle_T$	Valor médio instantâneo de um sinal $x(t)$

SÍMBOLOS USADOS PARA REFERENCIAR ELEMENTOS DE CIRCUITOS

C	Capacitor
D	Diodo
L	Inductor
R	Resistor
S	Interruptor

SÍMBOLO DE UNIDADES DE GRANDEZAS FÍSICAS

A	Ampère
F	Faraday
H	Henry
J	Joule
V	Volt
W	Watt
Ω	Ohm

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	24
1.1	DISPOSITIVOS USADOS NO ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS	24
1.2	ELEVAÇÃO VERTICAL DE CARGAS	25
1.2.1	Acionamento do motor elétrico	25
1.2.2	Frenagem regenerativa em elevadores	27
1.2.3	Drives regenerativos baseados em retificadores bidirecionais.....	27
1.2.4	Acionamentos elétricos regenerativos baseados em sistemas de armazenamento de energia	28
1.2.5	A capacidade de resgate automático.....	30
1.3	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO	31
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	31
2	ASPECTOS GERAIS DOS SUPERCAPACITORES	33
2.1	DIFERENTES TECNOLOGIAS DE SUPERCAPACITORES	34
2.2	CAPACITOR DE DUPLA CAMADA DE CARBONO ATIVADO	35
2.2.1	O modelo equivalente.....	36
2.3	MÉTODOS DE CARGA E DESCARGA DE SUPERCAPACITORES	39
2.3.1	Método de carga e descarga por resistência constante	39
2.3.2	Método de carga e descarga por corrente constante.....	40
2.3.3	Método de carga e descarga por potência constante.....	40
2.4	CONCLUSÃO	41
3	CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS NÃO ISOLADOS DE ALTO GANHO	42
3.1	ARRANJOS DE CONVERSORES TRADICIONAIS	43
3.1.1	Conversor <i>Buck/Boost</i> de dois estágios	43
3.1.2	Conversor <i>Buck/Boost</i> três níveis.....	44

3.1.3	Associação de conversores <i>Boost</i>.....	45
3.2	CONVERSOR A BASE DE INDUTORES COM DERIVAÇÃO	46
3.3	CONVERSOR DE ALTO GANHO COM TRANSFORMADOR INTEGRADO.....	47
3.4	CONVERSOR INTERCALADO À CAPACITOR CHAVEADO.....	48
3.5	CONVERSORES QUADRÁTICOS.....	50
3.6	CONVERSORES À INDUTOR CHAVEADO	50
3.7	RESUMO DAS PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS CONVERSORES ..	52
3.8	ESCOLHA DA TOPOLOGIA	52
4	ANÁLISE DO CONVERSOR À INDUTOR CHAVEADO	54
4.1	INTRODUÇÃO	54
4.2	DESCRIÇÃO DO CONVERSOR.....	54
4.3	ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR.....	55
4.3.1	Operação do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	55
4.3.1.1	Primeira etapa de operação do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	56
4.3.1.2	Segunda etapa de operação do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	57
4.3.1.3	Terceira etapa de operação do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	58
4.3.2	Operação do conversor em modo de operação <i>Boost</i>.....	59
4.3.2.1	Primeira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	60
4.3.2.2	Segunda etapa de funcionamento do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	61
4.3.2.3	Terceira etapa de operação do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	62
4.4	ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR	64
4.4.1	Análise do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	64
4.4.1.1	Ganho estático do conversor no modo de operação <i>Buck</i>	64
4.4.1.2	Ondulação de corrente nos indutores	64
4.4.1.3	Corrente média nos indutores.....	65
4.4.1.4	Corrente médias nos interruptores.....	65
4.4.1.5	Corrente eficaz nos interruptores	66

4.4.1.6	Esforços de tensão nos interruptores	67
4.4.2	Análise do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	67
4.4.2.1	Ganho estático do conversor no modo de operação <i>Boost</i>	67
4.4.2.2	Ondulação de corrente nos indutores	68
4.4.2.3	Corrente média nos indutores	68
4.4.2.4	Corrente eficaz no interruptor nos interruptores	69
4.4.2.5	Esforços de tensão nos interruptores	70
4.5	MODELAGEM DO CONVERSOR NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	70
4.5.1	Valor médio quase-instantâneo da tensão no indutor	73
4.5.2	Valor médio quase-instantâneo da corrente no capacitor	73
4.5.3	Perturbações	74
4.5.4	Transformada de Laplace	76
4.5.5	Plantas do conversor	76
4.5.5.1	Modelo da corrente do indutor pela razão cíclica	77
4.5.5.2	Modelo da tensão do capacitor pela corrente do indutor	77
4.6	VALIDAÇÃO DOS MODELOS MATEMÁTICOS DO CONVERSOR	78
4.6.1	Validação da planta IVL/D	78
4.6.2	Validação da planta VH/IVL	80
4.7	CONCLUSÃO	81
5	PROJETO DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA, COMANDO E CONTROLE	82
5.1	PROJETO DO CONVERSOR	82
5.2	ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS COMPONENTES ATIVOS E PASSIVOS	83
5.2.1	Cálculo da indutância e dos esforços de corrente no indutor	84
5.3	PROJETO FÍSICO DO INDUTOR	87
5.3.1	Escolha do núcleo	87
5.3.2	Cálculo do número de espiras e possibilidade de execução	89

5.3.3	Escolha do entreferro.....	89
5.3.4	Dimensionamento dos fios	89
5.3.5	Perdas nos indutores	90
5.4	ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS SEMICONDUTORES	91
5.4.1	Escolha dos interruptores.....	93
5.4.1.1	Perdas de condução e comutação	94
5.4.1.2	Cálculo dos dissipadores de calor	95
5.5	PERDAS TOTAIS DO CONVERSOR.....	96
5.6	CIRCUITOS AUXILIARES E DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	97
5.6.1	Fontes auxiliares.....	97
5.6.2	Microcontrolador	99
5.6.3	Circuitos de medição de tensão	100
5.6.4	Circuito de medição de corrente	102
5.6.5	Gate driver	104
5.7	PROJETO DOS CONTROLADORES	105
5.7.1	Projeto do controlador de corrente	106
5.7.1.1	Estrutura do controlador.....	108
5.7.1.2	Atrasos de conversão e ganhos do circuito	109
5.7.1.3	Cálculo do ganho proporcional	110
5.7.2	Projeto do controlador de tensão.....	112
5.7.2.1	Estrutura do controlador.....	114
5.7.2.2	Ganhos do circuito.....	114
5.7.2.3	Cálculo do ganho proporcional	115
5.8	DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES.....	117
5.9	FLUXOGRAMA DO CÓDIGO DE CONTROLE	119
5.10	CONCLUSÃO	121
6	PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	123

6.1	PROTÓTIPO	123
6.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR OPERANDO NOS MODOS DE OPERAÇÃO <i>BUCK</i> E <i>BOOST</i> EM MALHA ABERTA	124
6.2.1	Resultados experimentais e de simulação no modo de operação <i>Buck</i>	125
6.2.2	Resultados experimentais e de simulação no modo de operação <i>Boost</i>.....	130
6.3	MEDIÇÃO DAS PERDAS	135
6.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR OPERANDO EM MALHA FECHADA.....	136
6.5	CONCLUSÃO.....	140
7	CONCLUSÃO GERAL	141
7.1	TRABALHOS FUTUROS	142
	REFERÊNCIAS	143
	APÊNDICE A – PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR	148

1 INTRODUÇÃO

O primeiro elevador no Brasil, o elevador Lacerda, foi instalado na Bahia, em 1873. Esse foi o primeiro elevador no mundo a servir de transporte público. O equipamento fica situado na Praça Cayru, no bairro do Comércio, próximo ao Mercado Modelo, e liga a Cidade Alta à Cidade Baixa (IBGE, 2020). Os números globais dão conta que existem 6,9 milhões de elevadores instalados no mundo e 350 mil novas unidades são instaladas por ano. No Brasil, são 300 mil unidades e mais 9 mil unidades são instaladas a cada ano (THYSSENKRUPP, 2010).

Segundo (THYSSENKRUPP, 2010), soluções cada vez mais sustentáveis no mercado de elevadores são necessárias. No portfólio de produtos dos fabricantes de elevadores estão os sistemas regenerativos de energia, que permitem a devolução da energia cinética do elevador à rede elétrica. O sistema regenerativo resulta em uma expressiva economia de energia, da ordem de 35% (THYSSENKRUPP, 2010).

A busca por elevadores mais eficientes é o que motivou o tema mais geral deste trabalho: estudo de topologias de conversores para aplicação em sistemas de regeneração de energia.

1.1 DISPOSITIVOS USADOS NO ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS

Os primeiros passos no desenvolvimento de acionamentos elétricos controlados eletronicamente se deram entre 1910 e 1940. Os primeiros acionamentos elétricos utilizavam interruptores semelhantes a válvulas elétricas como: retificadores de vapor de mercúrio controlados, tiratrons e ignitrons (JAHNS; OWEN; MEMBER, 2001).

A introdução dos tiristores de potência no mercado, no final da década de 1950, marcou o início da revolução da eletrônica de potência baseada em componentes de estado sólido. Desde então, a evolução dos componentes possibilitou grande extensão na aplicação da eletrônica de potência no controle de motores.

Nos vinte anos seguintes à introdução dos tiristores, uma grande variedade de transistores bipolares de potência foi introduzida, com características melhoradas, que estenderam a frequência de operação dos conversores para acima de 1 kHz.

Na década de 1970, surgiram os transistores de efeito de campo, como o MOSFET, sendo que seu desempenho não se mostrou satisfatório para média potência, já que a tensão de operação não podia exceder os 300 V. Na década de 1980, surgiram os transistores bipolares

com porta (*gate*) integrado (IGBTs) que unia as melhores características dos MOSFETs e dos transistores bipolares, o que possibilitou aplicações em média e alta potência (BOSE, 1997).

1.2 ELEVAÇÃO VERTICAL DE CARGAS

Um elevador é constituído basicamente de uma cabina e um contrapeso conectados por cabos de aço através de uma polia conectada a uma máquina de tração. Todo o sistema é sustentado por uma estrutura metálica, conforme pode ser visto na Figura 1.

A cabina é fixada em duas longarinas laterais, que, por sua vez, são fixadas em uma base superior e uma inferior. Esse conjunto recebe o nome de carro.

O contrapeso consiste em uma estrutura onde são fixados pesos, de tal maneira, que o conjunto total tenha a massa da cabine acrescida de 40 a 50% da capacidade de carga do elevador, ou seja, com a cabine abaixo da metade de carga, o contrapeso será mais pesado. Já a cabine com mais da metade de carga nominal ela será mais pesada do que o contrapeso.

O carro e o contrapeso são suspensos por cabos de aço que passam por polias, de tração e desvio, que ficam instaladas na casa de máquinas, na parte superior do elevador.

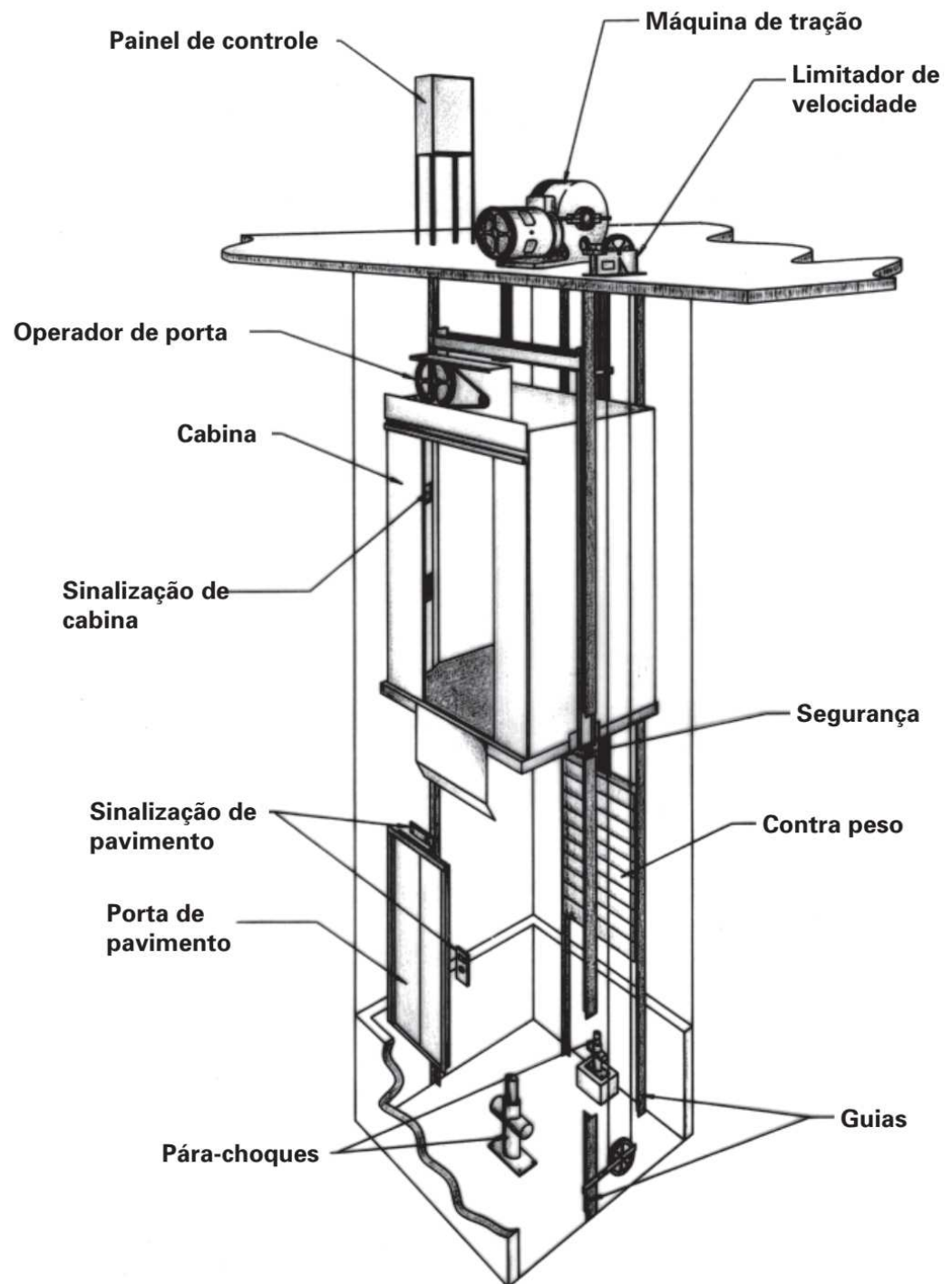
A máquina de tração proporciona o movimento de subida e descida do carro e do contrapeso e imprime à polia a rotação necessária para garantir a velocidade especificada para o elevador. A aceleração e a desaceleração são controladas pelo motor, por outro lado, a parada é possibilitada pela ação de um freio eletromecânico instalado na máquina.

Além do freio de parada, o elevador é dotado de um freio de segurança e de um limitador de velocidade que são acionados em caso de sobrevelocidade da cabina (ELEVADORES ATLAS SCHINDLER, 2008).

1.2.1 Acionamento do motor elétrico

O acionamento dos motores elétricos utilizados na tração de elevadores é feito em grande parte por inversores de frequência variável, que possibilitam controle de velocidade do motor, resultando em acelerações e desacelerações suaves, proporcionando conforto aos usuários desse meio de transporte.

Figura 1 – Estrutura de um elevador vertical de cargas.



Fonte: Elaborado por (ELEVADORES ATLAS SCHINDLER, 2008).

1.2.2 Frenagem regenerativa em elevadores

No sistema convencional, parte da energia da rede elétrica, que é devolvida pelo elevador em momentos específicos, é dissipada num banco de resistores e transformada em calor. Isso acontece porque o elevador devolve parte da energia consumida em três momentos: quando sobe com a cabina abaixo da metade da sua capacidade, quando desce com a capacidade da cabina acima de 50% e quando desacelera a cabina em ambos os sentidos.

Em um elevador, a regeneração de energia acontece quando a energia cinética armazenada nos conjuntos mecânicos do elevador é convertida pelo sistema motor/inversor em energia elétrica, nesse momento, o motor tem função de gerador. A energia regenerada do elevador pode ser devolvida à rede, armazenada em volantes de inércia, banco de baterias ou supercapacitores (THYSSENKRUPP, 2009).

1.2.3 Drives regenerativos baseados em retificadores bidirecionais

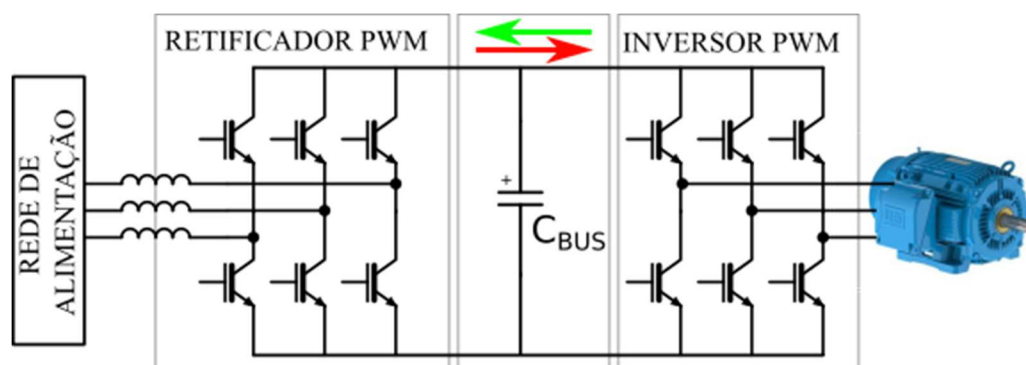
Os drives regenerativos podem possuir retificadores baseados em conversores duais, que utilizam tiristores e retificadores PWM com correção de fator de potência, também chamados de AFE (*Active Front End*) (RODRÍGUEZ et al., 2005). Uma pesquisa ao portfólio de produtos dos principais fabricantes de elevadores mostra que os retificadores PWM são os mais utilizados nos inversores para elevadores devido ao alto fator de potência.

O inversor absorve energia da rede quando o sistema opera em modo de motorização e quando há frenagem, o sistema devolve a energia para a rede através do retificador bidirecional.

Além da bidirecionalidade, os retificadores ativos também são capazes de controlar o fator de potência da corrente, além de alcançar níveis reduzidos de distorção harmônica quando comparados aos retificadores a diodo.

A desvantagem desse sistema é que durante uma falta de energia, o sistema se torna inoperante, se comparado aos sistemas com capacidade de armazenamento de energia.

Figura 2 – Estrutura de um inversor de frequência variável com retificador ativo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

1.2.4 Acionamentos elétricos regenerativos baseados em sistemas de armazenamento de energia

Nos momentos em que há regeneração de energia, como durante a desaceleração do motor, a energia cinética armazenada no sistema é transferida para um sistema acumulador de energia e a energia armazenada é utilizada quando o sistema está motorizando. A energia acumulada também pode ser utilizada quando a rede de alimentação não está disponível, por exemplo, durante afundamentos de tensão ou interrupções momentâneas ou temporárias de energia (ATTAIANESE; NARDI; TOMASSO, 2004; GRBOVIĆ et al., 2010, 2012a, 2012b).

A maioria dos sistemas de frenagem regenerativa utiliza como elemento acumulador supercapacitores, baterias ou volantes de inércia. Existem casos onde mais de uma tecnologia de acumuladores é utilizada em conjunto para melhorar o desempenho do sistema (ATTAIANESE; NARDI; TOMASSO, 2004; CAO; EMADI, 2012; DIXON et al., 2010; GRBOVIĆ et al., 2010, 2012a, 2012b; ITANI et al., 2016; MARS; BOUZIDI; YANGUI, 2016; MOMAYYEZAN et al., 2016; ONAR; KHALIGH, 2012; RODRÍGUEZ et al., 2005; THYSSENKRUPP, 2009; YOONG et al., 2010a; ZHENG; MA; WANG, 2017).

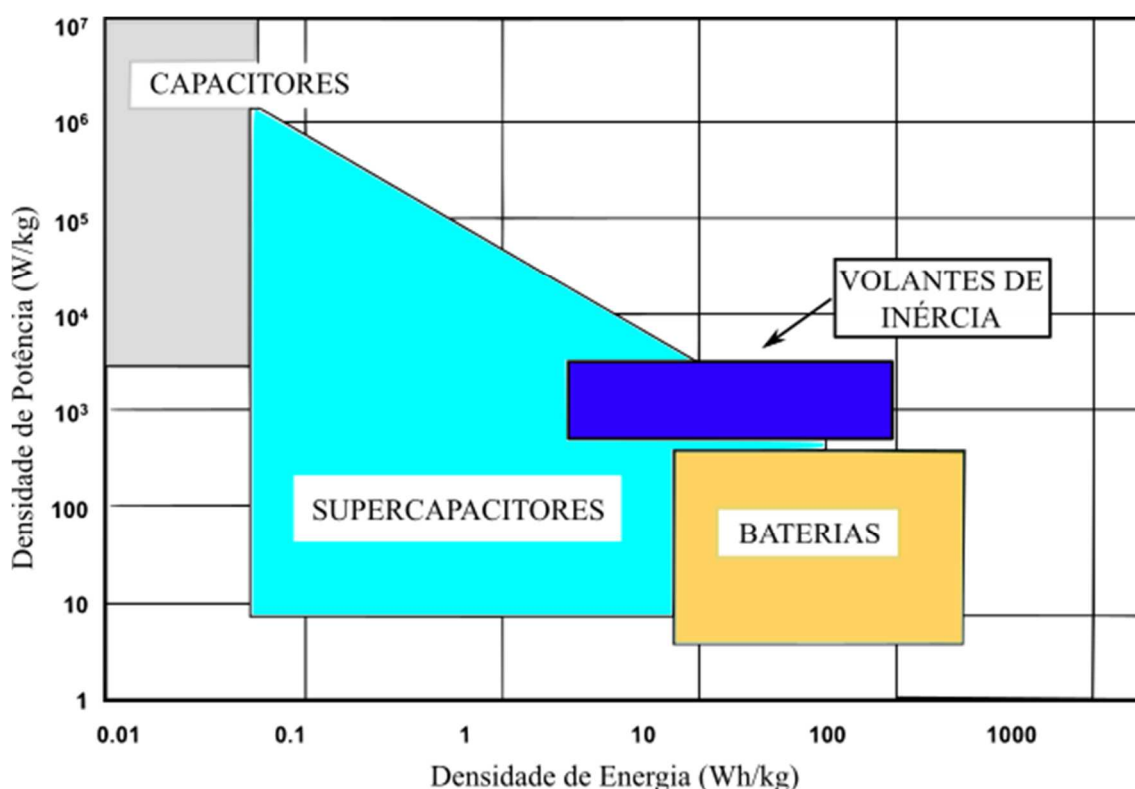
Os supercapacitores têm sido utilizados em uma vasta gama de aplicações devido às suas vantagens sobre às baterias eletroquímicas, como: alta densidade de potência, alta eficiência, alta capacidade de ciclos e vida útil longa (GRBOVIĆ et al., 2010).

As baterias eletroquímicas são um dos elementos armazenadores de energia mais utilizados na indústria atualmente. Apresentam alta densidade de energia e baixo custo, porém, apresentam baixo número de ciclos de carga e descarga, baixa densidade de potência e alto custo de manutenção (LUO et al., 2015).

Os volantes de inércia apresentam boa densidade de energia e potência, elevado número de ciclos de carga e descarga e vida útil elevada, mas, são mais caros que as baterias e os supercapacitores (LUO et al., 2015).

Um comparativo entre capacitores, supercapacitores, volantes de inércia e baterias pode ser visto na Figura 3. A figura mostra o comparativo entre as densidades de potência e de energia (LUO et al., 2015).

Figura 3 – Comparativo entre a densidade de potência e a densidade de energia de diferentes tecnologias de armazenamento de energia.

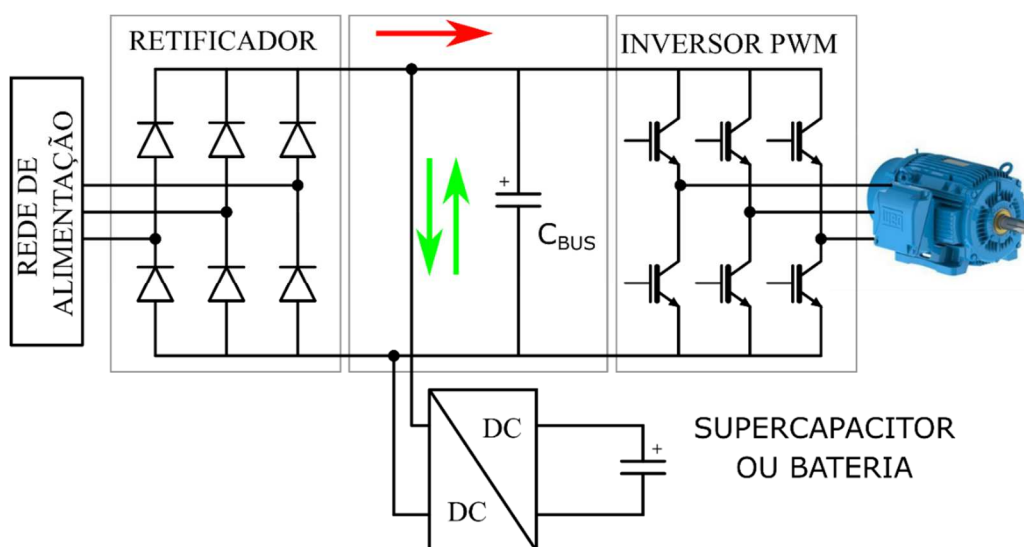


Fonte: Adaptado de (ELLENBOGEN, 2006; LUO et al., 2015).

Em algumas aplicações, como em veículos elétricos, baterias e supercapacitores ou baterias e volantes de inércia são utilizados em conjunto, com o intuito de prolongar a vida útil da bateria. Os picos e oscilações de energia são supridos por supercapacitores ou volantes de inércia, enquanto a energia média, sem oscilações, é fornecido pela bateria (ATTAIANESE; NARDI; TOMASSO, 2004; CAO; EMADI, 2012; DIXON et al., 2010; GRBOVIĆ et al., 2012b; ITANI et al., 2016; MARS; BOUZIDI; YANGUI, 2016; MOMAYYEZAN et al., 2016; ONAR; KHALIGH, 2012; YOONG et al., 2010b; ZHENG; MA; WANG, 2017).

A Figura 4 mostra um inversor com retificador a diodos, conectado a um circuito de frenagem regenerativa. Nesse sistema, o barramento CC do inversor, que é o filtro capacitivo do retificador, é conectado ao sistema regenerativo. Quando o sistema está motorizando, o fluxo de energia vem da rede ou do acumulador para o motor, e quando o sistema está regenerando, o fluxo de energia se dá do motor para o acumulador.

Figura 4 – Estrutura de acionamento elétrico convencional, baseado em retificador a diodos, usando um sistema de armazenamento de energia.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

1.2.5 A capacidade de resgate automático

O resgate automático é um sistema que evita que os passageiros fiquem presos na cabina do elevador durante uma falta de energia. Durante a queda de energia, o sistema movimenta a cabina até o andar mais próximo, abre a porta e libera os passageiros.

Nos sistemas de frenagem regenerativa que utilizam elementos acumuladores de energia, esse sistema pode ser facilmente implementado, uma vez que a energia armazenada das regenerações pode ser utilizada para este fim.

Nos sistemas de frenagem regenerativa sem acumulação de energia é necessário um sistema adicional para resgate automático, onde, o sistema utiliza, normalmente, um banco de baterias responsável por fornecer a energia do deslocamento da cabine.

1.3 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

Este trabalho tem como objetivo projetar e construir um conversor CC-CC bidirecional para aplicação em freio regenerativo baseado em supercapacitores. Nesta abordagem, foi selecionada uma topologia de conversor bidirecional já existente na literatura e proposta por (YANG; LIANG, 2012). O conversor é do tipo não isolado, de alto ganho, a indutor chaveado. O principal objetivo com relação ao estudo do conversor é realizar as análises, tanto qualitativa quanto quantitativa, e desenvolver o modelo matemático para o controle do conversor.

Com relação à implementação prática, foi estabelecido que o conversor deveria ter controle funcional para operação em malha fechada. O objetivo é a realização de testes de emulação em bancada de motorização e regeneração de energia em elevadores.

Foi estabelecido ainda que deveria ser projetado um protótipo de conversor bidirecional de 2kW, potência acima do que foi encontrado na literatura para a topologia escolhida, para avaliar seu desempenho em maiores potências.

Este trabalho apresenta algumas contribuições na análise qualitativa do conversor, parcialmente disponível na literatura. A principal contribuição deste trabalho é o desenvolvimento do modelo matemático necessário para o controle do conversor, ainda não disponível na literatura.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está dividido em 7 capítulos, iniciando pelo Capítulo 1, o qual apresenta um apanhado geral sobre acionamento de motores elétricos, elevação vertical de cargas e sistemas de regeneração de energia em inversores de frequência variável para controle de velocidade de elevadores.

No Capítulo 2, é apresentado um estudo sobre supercapacitores e seus métodos de carga e descarga.

No Capítulo 3, é apresentada a revisão bibliográfica de alguns conversores CC-CC, bidirecionais, não isolados, de alto ganho. Uma das topologias é escolhida para estudo e projeto deste trabalho.

No Capítulo 4, é realizado o estudo da topologia proposta neste trabalho. Inicialmente é realizada a análise qualitativa do conversor, onde são apresentadas as etapas de operação e as principais formas de onda de operação do conversor. Em seguida, é feita a análise

quantitativa do conversor, fornecendo equações para o projeto do circuito. É feita também a modelagem do conversor, que fornece as equações necessárias para o controle do conversor.

No Capítulo 5, são realizados os projetos dos circuitos de controle e potência. Primeiro são dimensionados os elementos de potência e magnéticos e é feita a escolha dos semicondutores. Na sequência, é apresentado o projeto dos circuitos auxiliares e de condicionamento dos sinais de corrente e tensão. É feito também o projeto dos controladores e suas discretizações. Por fim, o fluxograma do código de controle é apresentado.

No Capítulo 6, são apresentados os resultados de simulações das etapas de operação do conversor em comparação com os resultados obtidos experimentalmente do protótipo implementado em laboratório. São apresentados também os resultados de operação do controle do conversor.

No Capítulo 7, são apresentadas as conclusões gerais do trabalho, bem como sugestões para trabalhos futuros.

2 ASPECTOS GERAIS DOS SUPERCAPACITORES

As primeiras teorias sobre capacitores de dupla camada foram apresentadas por Helmholtz, Gouy-Chapman e Stern. Uma das teorias mais simples foi a desenvolvida por Helmholtz em 1879 (BULLARD et al., 1989). Sua descrição é suficiente para o entendimento dos princípios de operação do capacitor de dupla camada, embora a explicação seja muito simplificada. O modelo de Helmholtz descreve o supercapacitor como um simples capacitor de placas paralelas e planas separados por um eletrólito.

O primeiro capacitor de dupla camada, ou supercapacitor, foi construído pelos engenheiros da General Electric em 1957 enquanto realizavam experimentos com eletrodos de carbono poroso. A Standard Oil de Ohio também fez sua própria descoberta, acidentalmente, em 1961, enquanto trabalhava em pesquisas sobre células de combustível. A Standard Oil não comercializou sua invenção, mas vendeu para a NEC, que, então, passou a comercializar em 1978 (ELLENBOGEN, 2006; MILLER, 2007; SANI; SHANONO, 2016; SCHNEUWLY; GALLAY, 2000).

O primeiro supercapacitor de alta potência foi desenvolvido para fins militares pela Pinnacle Research Institute em 1982 (BULLARD et al., 1989). Após uma década, uma série de fabricantes já forneciam supercapacitores para vários tipos de aplicações como “*backups*” de memória e partida de grandes motores a diesel. Em 1992, a Maxwell Laboratory foi contratada pelo Departamento de Energia dos Estados Unidos (DoE) para o desenvolvimento de supercapacitores para aplicação em veículos elétricos (MILLER, 2007). Atualmente, os supercapacitores são comercializados por muitos fabricantes, tais como: Maxwell, LS Mtron, Boostcap, etc.

Os supercapacitores são fornecidos, normalmente, em células de formato cilíndrico ou cúbico, com tensões de até 3V e capacitância de até 3400F (LSMTRON, 2015; MAXWEL, [s.d.]). A Figura 5 mostra alguns exemplos de encapsulamentos de supercapacitores.

Para maiores capacitâncias, os supercapacitores podem ser associados em paralelo e para maiores tensões, em série. Os fabricantes, além de células, também fornecem módulos de supercapacitores para tensões maiores de operação. Os módulos fornecidos podem contar com circuitos de balanceamento ativo ou passivo das tensões das células e redes de comunicação para monitoramento em tempo real de parâmetros como temperatura e tensão dos supercapacitores (LSMTRON, 2015; MAXWEL, [s.d.]).

Figura 5 – Exemplos de encapsulamentos de supercapacitores.



Fonte: Adaptado de (LSMTRON, 2015; MAXWEL, [s.d.]).

São encontrados no mercado, módulos com tensões de 5V até 240V. A Figura 6 mostra alguns exemplos de módulos de supercapacitores (LSMTRON, 2015; MAXWEL, [s.d.]).

Figura 6 – Exemplos de módulos de supercapacitores.



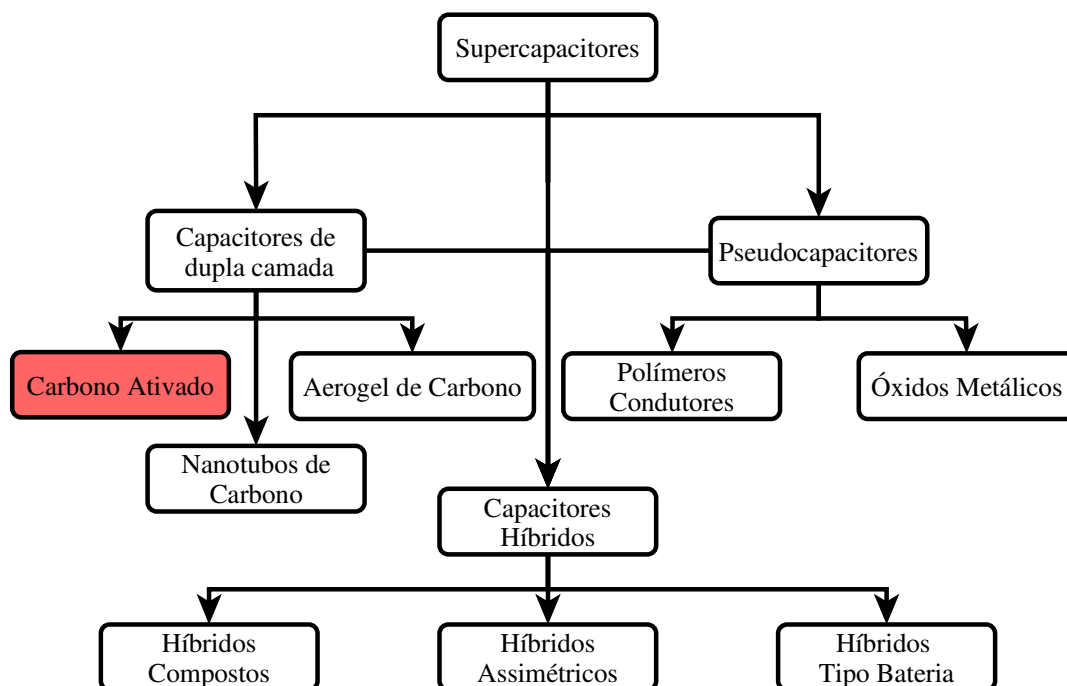
Fonte: Adaptado de (LSMTRON, 2015; MAXWEL, [s.d.]).

2.1 DIFERENTES TECNOLOGIAS DE SUPERCAPACITORES

A Figura 7 mostra a taxonomia dos tipos de capacitores eletroquímicos existentes. A família dos supercapacitores pode ser dividida em três grupos: de dupla camada, pseudocapacitores e híbridos. Os capacitores híbridos resultam da combinação entre os capacitores de dupla camada e os pseudocapacitores. O grupo dos capacitores de dupla

camada é composto por três subgrupos: os de carbono ativado, nanotubos de carbono e aerogel de carbono (ELLENBOGEN, 2006). Nessa dissertação é discutida a aplicação de supercapacitores de dupla camada de carbono ativado.

Figura 7 – Taxonomia dos supercapacitores.



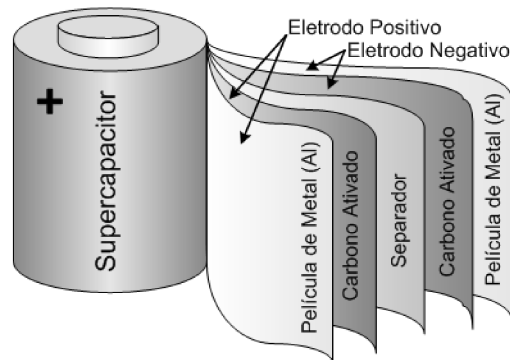
Fonte: Adaptado de (ELLENBOGEN, 2006).

2.2 CAPACITOR DE DUPLA CAMADA DE CARBONO ATIVADO

Nos supercapacitores atuais, cada eletrodo é composto de películas metálicas revestidas por carbono ativado, que possui grande área superficial devido a sua porosidade. Entre os dois eletrodos é inserido um material separador que impede o contato elétrico dos dois eletrodos, mas permite o trânsito livre de cargas elétricas. Como pode ser visto na Figura 8, o separador é encharcado por um eletrólito condutivo, que pode ser aquoso ou um solvente orgânico (FERREIRA; POMÍLIO, 2005).

No estado carregado, cada eletrodo possui cargas muito próximas entre si e este fato, aliado à grande área superficial do carbono ativado poroso (até 3000m²/g), torna possível obter capacitâncias da ordem de milhares de Farads (FERREIRA; POMÍLIO, 2005; GRBOVIC, 2011).

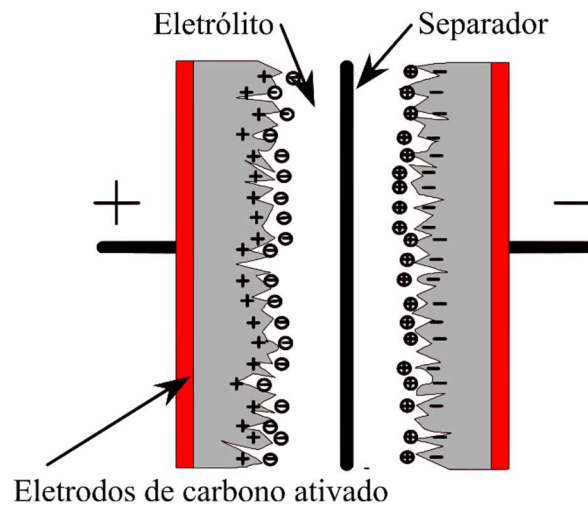
Figura 8 – Estrutura básica de montagem de um supercapacitor de carbono ativado.



Fonte: (FERREIRA; POMÍLIO, 2005).

A Figura 9 mostra o arranjo do supercapacitor e nela é possível ver a representação dos eletrodos de carbono, que possui a superfície irregular, porosa, que aumenta a área superficial dos eletrodos.

Figura 9 – Representação de um capacitor eletroquímico de dupla camada de carbono ativado.



Fonte: Adaptado de (SCHNEUWLY; GALLAY, 2000).

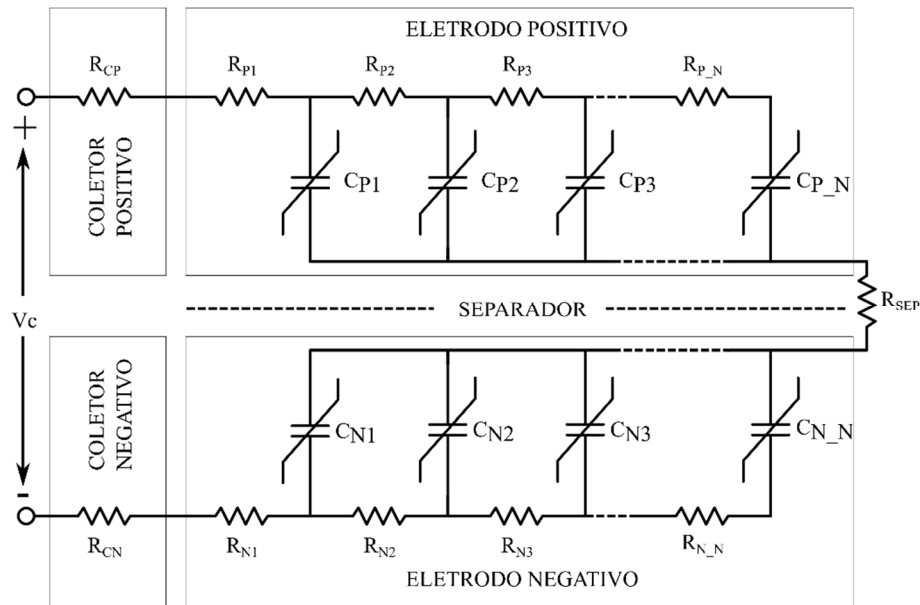
2.2.1 O modelo equivalente

O modelo tradicional dos capacitores consiste em um capacitor ideal e uma resistência série equivalente (RSE). Em frequências inferiores a 1kHz, um modelo RC do supercapacitor fornece bons resultados. No entanto, em frequências superiores, o modelo RC já não representa o sistema de forma satisfatória (FERREIRA; POMÍLIO, 2005).

Uma descrição mais precisa do comportamento do dispositivo leva em consideração a porosidade dos eletrodos e utiliza um modelo de linha de transmissão composto de circuitos

RC. Um modelo mais preciso leva a um modelo não linear de linha de transmissão. A Figura 10 mostra o modelo aproximado em linha de transmissão de um supercapacitor (FERREIRA; POMÍLIO, 2005), onde:

Figura 10 – Modelo do capacitor eletroquímico de dupla camada levando em consideração a porosidade dos eletrodos.

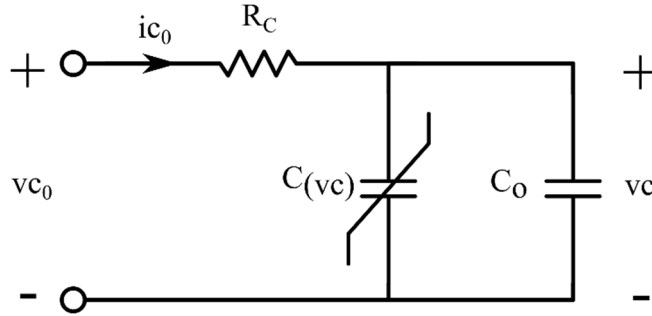


Fonte: Adaptado de (ELLENBOGEN, 2006).

- R_{CP} = Resistência do coletor positivo;
- R_{CN} = Resistência do coletor negativo;
- R_{SEP} = Resistência do separador;
- R_{Px} = Resistências do eletrodo poroso positivo;
- R_{Nx} = Resistências do eletrodo poroso negativo;
- C_{Px} = Capacitâncias não lineares do eletrodo poroso positivo;
- C_{Nx} = Capacitâncias não lineares do eletrodo poroso negativo.

Para uma análise simplificada, um modelo não linear de primeira ordem é utilizado. O modelo consiste em um resistor R_c e um capacitor C_o , que são lineares e não dependem da tensão de entrada, e um capacitor $C(vc)$ que tem sua capacitância dependente da tensão vc nos terminais do capacitor (FERREIRA; POMÍLIO, 2005).

Figura 11 – Modelo simplificado do capacitor eletroquímico de dupla camada.



Fonte: Adaptado de (GRBOVIC, 2011).

A capacitância equivalente do supercapacitor depende da tensão em seus terminais e pode ser expressa pela seguinte equação:

$$C(vc) = C_0 + k_c \cdot vc \quad (1)$$

Onde C_0 é a capacitância inicial que representa a capacitância eletrostática do capacitor e k_c é o coeficiente que representa os efeitos da camada difusa do supercapacitor.

A corrente no capacitor pode ser definida como:

$$i_c = \frac{\partial Q}{\partial t} = \left(C(vc) + vc \frac{dC(vc)}{dvc} \right) \frac{dvc}{dt} = C_I(vc) \frac{dvc}{dt} \quad (2)$$

A capacitância $C_I(vc)$ é uma capacitância virtual, também chamada de capacitância de corrente. Substituindo (1) em (2), obtém-se:

$$C_I(vc) = C_0 + 2k_c \cdot vc \text{ e } i_c = (C_0 + 2k_c \cdot vc) \frac{dvc}{dt} \quad (3)$$

A energia armazenada pelo supercapacitor é:

$$E = \int_0^{vc} \left(C_I(vc) + \frac{\partial C_I(vc)}{\partial v_c} \right) vc \, dvc \quad (4)$$

A integração por partes resulta em $E = E_{el} + E_{ad}$, onde:

$$E_{el} = \frac{1}{2} C_I(vc) \cdot vc^2 \text{ e } E_{ad} = \frac{1}{2} \int_0^{vc} \frac{\partial C_I(vc)}{\partial v_c} vc^2 \, dvc \quad (5)$$

A energia E cresce com a contribuição de dois termos: E_{el} que se refere a energia eletrostática, a energia do campo elétrico do capacitor. O termo E_{ad} refere-se ao montante adicional de energia dependente do fenômeno que varia a capacitância (PERRIN et al., 2019). Desenvolvendo da equação (4), obtém-se:

$$E = \left(\frac{C_o}{2} + \frac{4}{3} k_c \cdot vc \right) vc^2 \quad (6)$$

A energia armazenada ou regenerada em um supercapacitor, considerando uma variação de tensão de $V_{c_{min}}$ à $V_{c_{max}}$, pode ser calculada por:

$$\Delta E(Vc) = \frac{C_o}{2} (V_{c_{max}}^2 - V_{c_{min}}^2) + \frac{4}{3} k_c (V_{c_{max}}^3 - V_{c_{min}}^3) \quad (7)$$

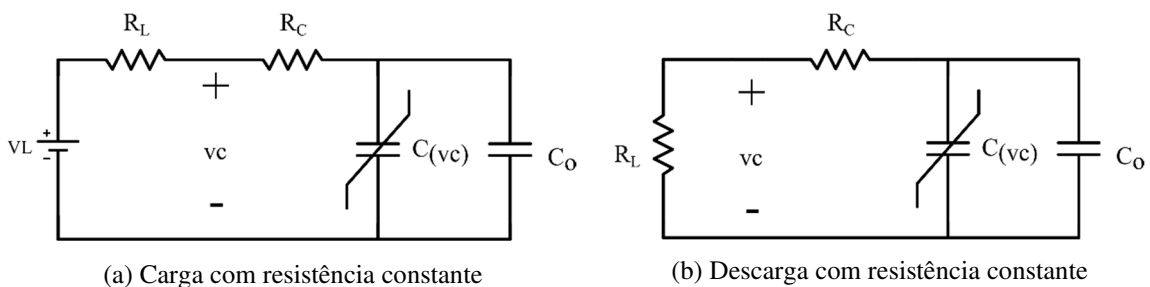
2.3 MÉTODOS DE CARGA E DESCARGA DE SUPERCAPACITORES

Diferentes métodos de carga e descarga de supercapacitores podem ser encontrados na literatura, tais como: resistência constante, corrente constate e potência constante.

2.3.1 Método de carga e descarga por resistência constante

Os métodos de carga e descarga com resistência constante consistem em conectar uma fonte de tensão ao supercapacitor através de um resistor e a corrente de carga depende da diferença de potencial entre a fonte e o supercapacitor. Na descarga, o resistor é conectado em paralelo com o supercapacitor e a corrente de descarga é proporcional a tensão do supercapacitor dividido pela resistência de carga. Esse método raramente é usado em aplicações de potência devido à baixa eficiência.

Figura 12 – Carga e descarga de supercapacitores com resistência constante.

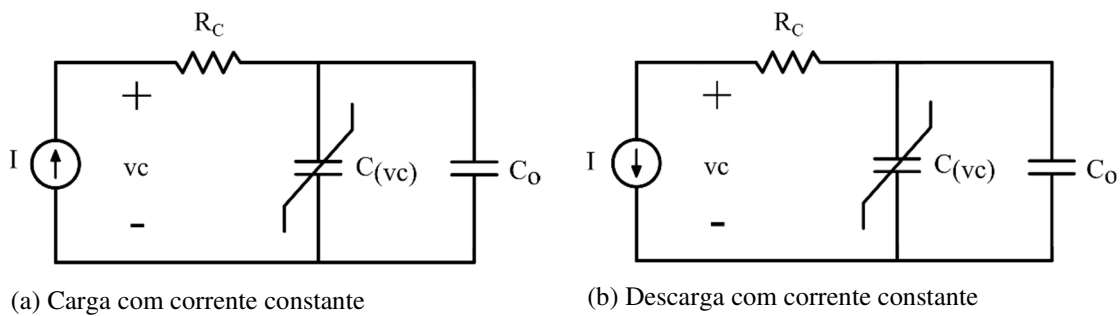


Fonte: Adaptado de (GRBOVIC, 2011).

2.3.2 Método de carga e descarga por corrente constante

O método de carga e descarga com corrente constante consiste em utilizar fontes e cargas de corrente constante para o carregamento e descarregamento do supercapacitor. Esse tipo de circuito é comumente encontrado em conversores de potência regulados, como carregadores.

Figura 13 – Carga e descarga de supercapacitores com corrente constante.



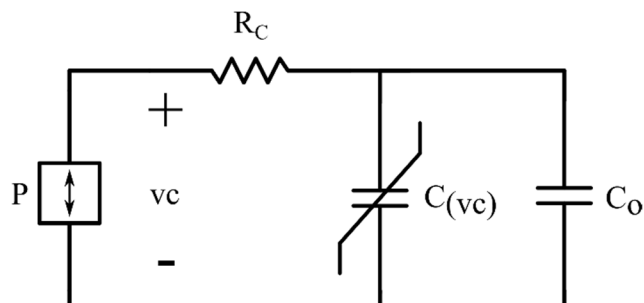
Fonte: Adaptado de (GRBOVIC, 2011).

2.3.3 Método de carga e descarga por potência constante

Em aplicações de conversão de energia, uma grande parte das cargas ou fontes se comportam como fontes de potência. Exemplos de cargas de potência constante são conversores de potência com tensão de saída regulada como: fontes chaveadas e inversores de frequência variável.

A corrente de carga do supercapacitor é controlada para que a potência de carga e descarga do supercapacitor seja igual à da fonte ou carga.

Figura 14 – Carga e descarga de supercapacitores com potência constante.



Fonte: Adaptado de (GRBOVIC, 2011).

2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi realizada uma abordagem sobre as características construtivas dos supercapacitores e o equacionamento matemático que representa os fenômenos relacionados a essas características. Foram apresentados métodos de carga e descarga de supercapacitores.

O modelo matemático apresentado foi o simplificado, que representa o comportamento da capacitância, de forma satisfatória, para frequências de até 1 kHz.

Dentre os métodos de carga e descarga, o mais simples de ser implementado é o de resistência constante, sendo necessário, somente, inserir uma resistência entre a fonte e o supercapacitor. A desvantagem desse método é que uma parcela da energia fornecida pela fonte é dissipada no resistor, diminuindo a eficiência do sistema.

Os métodos de corrente constante e potência constante podem ser eficientes se utilizados conversores de alta eficiência para o controle de corrente e potência para carga e descarga dos supercapacitores. O método de controle de corrente exige apenas o controle de corrente de carga, podendo ser facilmente implementado com circuitos analógicos, já o método de controle de potência necessita de um controle mais sofisticado, tornando o método mais complexo que o controle de corrente.

3 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS NÃO ISOLADOS DE ALTO GANHO

Inversores de frequência utilizados em aplicações de tração vertical de cargas, no Brasil, normalmente são alimentados em redes trifásicas com valor eficaz de 220V ou 380V. Os barramentos CC destes inversores são de 311 V e 537 V, respectivamente.

O supercapacitor utilizado no trabalho foi o do fabricante LSMtron, de 62F, e o modelo é: LSUM 129R6C 0062F EA. Esse modelo foi escolhido por ser o único disponível no laboratório do nPEE/UEDESC. A foto do supercapacitor pode ser vista na Figura 15. Segundo a folha de dados do fabricante, pode operar com tensão de até 129 V.

Figura 15 – Supercapacitor LSMtron, modelo LSUM 129R6C 0062F EA, utilizado no projeto.



Fonte:(LSMTRON, 2015).

O conversor é responsável por controlar o fluxo de energia da frenagem regenerativa é conectado ao barramento CC do inversor de frequência variável e ao supercapacitor. Dessa maneira, o ganho do conversor é calculado através da razão entre a tensão do supercapacitor e o nível de tensão CC desejado no barramento do inversor.

Segundo (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001), o rendimento do conversor é degradado quando opera com razões cíclicas extremas, muito próximas de zero ou de cem por cento. A busca por conversores CC-CC, não isolados e de alto ganho, tem o intuito de operar em regiões de razão cíclica onde o rendimento do conversor é maior.

Nesse capítulo, é apresentada a revisão dos conversores CC-CC bidirecionais, não isolados e de alto ganho.

3.1 ARRANJOS DE CONVERSORES TRADICIONAIS

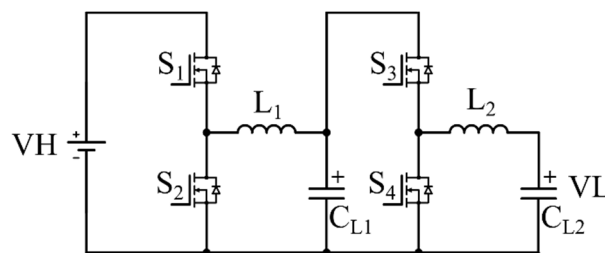
Grande parte dos conversores não convencionais são derivados dos conversores básicos como o conversor *Buck* e o *Boost*. As subseções a seguir mostram um resumo de alguns conversores de alto ganho derivados dos conversores básicos, podendo ser conversores associados em série, ou ainda, rearranjos de mais de um conversor na mesma topologia.

3.1.1 Conversor *Buck/Boost* de dois estágios

Na Figura 16 é apresentada uma topologia de dois conversores *Buck/Boost* conectados em série, que também é conhecido com *Buck/Boost* de dois estágios. Podem ser utilizados dois ou mais estágios em cascata, dependendo da necessidade de ganho.

Essa topologia tem como vantagens alto ganho de tensão e ampla faixa de regulação. Como desvantagens, cada conversor utilizado necessita de um controlador e a interação entre os controladores pode gerar dificuldade de estabilização do sistema (AGUILAR-NAJAR et al., 2016; YANG; ZHANG; MA, 2009). Outra desvantagem é a eficiência. A eficiência global é a multiplicação das eficiências de cada estágio.

Figura 16 – Conversor *Buck/Boost* de dois estágios.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

O ganho total do conversor é o produto dos ganhos dos módulos. Dessa maneira, o ganho estático do conversor no modo abaixador de tensão é:

$$M_{VDC} = D^N = D^2 \quad (8)$$

Onde:

- M_{VDC} = Ganho do conversor;
- N = Número de conversores em série;

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_1 e S_2 , e entre S_3 e S_4 .

E no modo elevador de tensão:

$$M_{VDC} = \left(\frac{1}{1-D} \right)^N = \left(\frac{1}{1-D} \right)^2 \quad (9)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_2 e S_1 , e entre S_4 e S_3 .

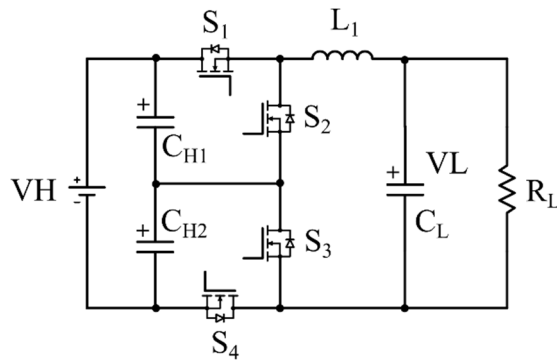
A máxima tensão sobre os interruptores é a tensão V_H .

3.1.2 Conversor *Buck/Boost* três níveis

O conversor estudado por (LIN; WU; YANG, 2013) apresenta uma estrutura simples, como pode ser observado na Figura 17, derivada do conversor *Buck/Boost* síncrono. Dois capacitores são utilizados para criar um ponto médio na fonte V_H e um par de conversores meia ponte é conectado entre essa estrutura e um filtro LC, que é conectado à fonte V_L .

O controle para esse conversor pode ser facilmente implementado e a utilização de retificação síncrona pode ser utilizada para redução das perdas. O ganho de tensão é a metade do *Buck* tradicional, no modo abaixador, e o dobro do conversor *Boost*, no modo elevador (LIN; WU; YANG, 2013).

Figura 17 – Conversor *Buck/Boost* de três níveis.



Fonte: Adaptado de (LIN; WU; YANG, 2013).

Utilizando modulação diferente da proposta em (LIN; WU; YANG, 2013), essa topologia pode operar com três níveis de tensão sobre o filtro LC, conforme descrito por (EULL; PREINDL, 2017).

O ganho estático do conversor no modo abaixador de tensão é:

$$M_{VDC} = \frac{D}{2} \quad (10)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_1 e S_2 , e entre S_4 e S_3 .

E no modo elevador de tensão:

$$M_{VDC} = \left(\frac{2}{1-D} \right) \quad (11)$$

Onde:

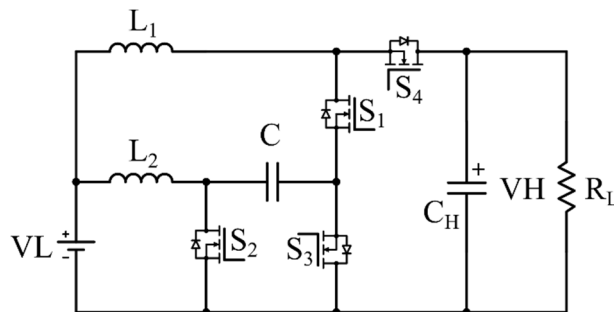
- D = Razão de trabalho entre as chaves S_2 e S_1 , e entre S_3 e S_4 .

A máxima tensão sobre os interruptores é a tensão $V_H/2$.

3.1.3 Associação de conversores *Boost*

O conversor proposto por (ARDI et al., 2016), consiste no arranjo de dois conversores *Boost* de modo a elevar o ganho de tensão, se comparado ao conversor *Boost* tradicional. No modo abaixador, o ganho de tensão é menor que o do conversor *Buck* tradicional. A divisão da corrente entre os semicondutores tende a aumentar o rendimento do conversor. Os esforços nos interruptores são os mesmos do conversor *Buck/Boost* tradicional.

Figura 18 – Conversor baseado em associação de conversores *Boost*.



Fonte: Adaptado de (ARDI et al., 2016).

O ganho estático do conversor no modo abaixador de tensão é:

$$M_{VDC} = D^2 \quad (12)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_3 e S_1 , e entre S_4 e S_2 .

E no modo elevador de tensão:

$$M_{VDC} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (13)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_1 e S_3 , e entre S_2 e S_4 .

O interruptor que sofre maior estresse de tensão é S_4 , que é $V_C + V_H$, onde V_C é a tensão sobre o capacitor C.

3.2 CONVERSOR A BASE DE INDUTORES COM DERIVAÇÃO

Uma maneira simples de estender o ganho de tensão do conversor é substituindo o indutor por um indutor com derivação nos conversores CC-CC básicos. A relação de espiras do indutor está presente na equação de ganho, o que permite ajustar a razão cíclica do conversor para o ponto de operação desejado. Razões cíclicas muito altas ou baixas podem ser evitadas (KAZIMIERCZUK, 2008).

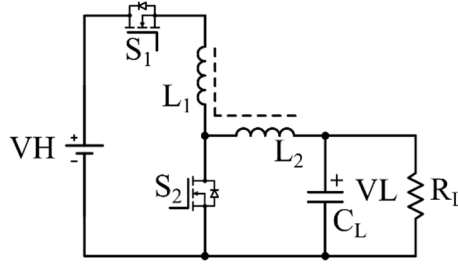
Nesse tipo de conversor, o indutor é magnetizado por um enrolamento e desmagnetizado por outro. Existe uma variedade de arranjos possíveis entre interruptores e indutores (HIMMELSTOSS; WURM, 2001; KAZIMIERCZUK, 2008; LIN et al., 2008; YE et al., 2013). A Figura 19 mostra uma variação desse tipo de conversor.

Os problemas associados a esse tipo de conversor são referentes a indutância de dispersão, que faz com que seja necessário o uso circuitos de grampeamento para os interruptores, reduzindo, assim, o rendimento do conversor.

A constante n vem da relação entre o número de espiras do indutor L_1 e do indutor L_2 :

$$n = \frac{N_{L1}}{N_{L2}} + 1 \quad (14)$$

Figura 19 – Conversor a base de indutor com derivação.



Fonte: Adaptado de (HIMMELSTOSS; WURM, 2001).

O ganho estático do conversor no modo abaixador de tensão, é:

$$M_{VDC} = \frac{D}{D + n(1 - D)} \quad (15)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_1 e S_2 .

E no modo elevador de tensão:

$$M_{VDC} = \frac{nD}{1 - D} + 1 \quad (16)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_2 e S_1 .

A máxima tensão sobre os interruptores no conversor (b) é $(V_H - V_L)/n$.

3.3 CONVERSOR DE ALTO GANHO COM TRANSFORMADOR INTEGRADO

Um transformador é integrado ao conversor convencional do tipo *Buck-Boost* para que se possa atingir alto ganho de tensão e ampla regulação de tensão/potência simultaneamente. Os interruptores são compartilhados pelo conversor *Buck-Boost* e pelo transformador.

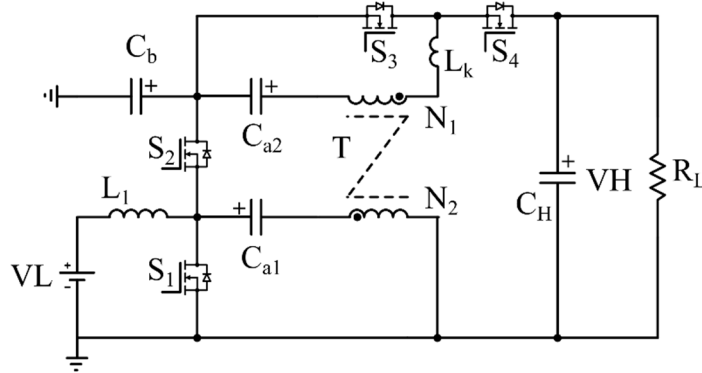
Segundo (WU et al., 2016), os esforços de tensão nos interruptores são reduzidos devido a conexão da entrada e da saída do transformador em série.

A razão cíclica é utilizada para garantir que as tensões nos dois lados do transformador sejam iguais. Como resultado, o transformador sempre opera na condição de maior eficiência.

A modulação por deslocamento de fase dos interruptores em ponte é empregada para o controle do fluxo de potência. Todas os interruptores operam em comutação suave quando é

utilizada modulação por largura de pulso em conjunto com modulação por deslocamento de fase (WU et al., 2016).

Figura 20 – Conversor de alto ganho com transformador integrado.



Fonte: Adaptado de (WU et al., 2016).

O ganho estático do conversor, no modo elevador de tensão, é:

$$M_{VDC} = \frac{V_H}{V_L} = \frac{n + 1}{1 - D} \quad (17)$$

A constante n vem da relação entre o número de espiras do transformador, onde:

$$n = \frac{N_2}{N_1} \quad (18)$$

A máxima tensão sobre os interruptores é $(n \cdot V_H)/(n + 1)$.

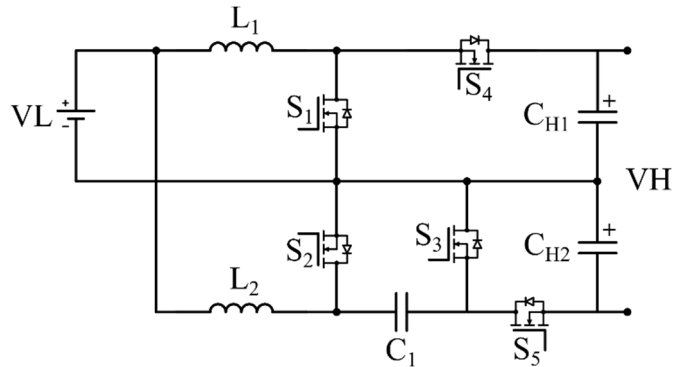
A modulação desse conversor é mais complexa que os demais conversores, e devido à complexidade, definir a sequência de comutação dos interruptores para indicar a relação entre a razão cíclica D e o estado de condução dos interruptores não é evidente. A razão cíclica para cada modo de operação do conversor pode ser vista em (WU et al., 2016).

3.4 CONVERSOR INTERCALADO À CAPACITOR CHAVEADO

O conversor proposto por (ZHANG et al., 2018) utiliza uma estrutura de conversores entrelaçados na fonte VL com o intuito de reduzir a amplitude da ondulação de corrente nessa fonte e capacitores em série na fonte VH para alcançar alto índice de ganho de tensão. A estrutura do conversor possibilita retificação síncrona, que melhora a eficiência do conversor (ZHANG et al., 2018).

São utilizados um conversor *Buck/Boost* síncrono e um conversor a capacitor chaveado entrelaçados para criar a estrutura do conversor proposto. O esquema do conversor pode ser visto na Figura 21.

Figura 21 – Conversor a capacitor chaveado.



Fonte: Adaptado de (ZHANG et al., 2018).

Uma desvantagem desse conversor é que se faz necessário acrescentar uma malha de controle para balancear a tensão nos capacitores da fonte VH .

O conversor apresenta benefícios como alto ganho/atenuação de tensão e grande extensão de tensão, evitando razões cíclicas extremas. Apresenta vantagens, também, como baixo esforço de tensão nos semicondutores e nos capacitores (ZHANG et al., 2018).

O ganho estático do conversor no modo abaixador de tensão é:

$$M_{VDC} = \frac{D}{2} \quad (19)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_1 e S_2 .

E no modo elevador de tensão:

$$M_{VDC} = \frac{2}{1 - D} \quad (20)$$

Onde:

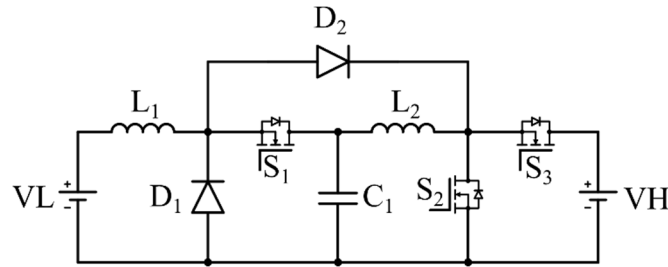
- D = Razão de trabalho entre as chaves S_3 e, S_4 e S_5 .

A máxima tensão sobre os interruptores é $V_H/2$.

3.5 CONVERSORES QUADRÁTICOS

O conversor apresentado na Figura 22 opera com ganho quadrático de tensão com relação a razão cíclica. Os conversores operam com fluxo bidirecional de energia e preservam a característica de ganho quadrático tanto no modo abaixador quanto no modo elevador.

Figura 22 – Conversor quadrático bidirecional – 1ª Configuração.



Fonte: Adaptado de (PIRES; FOITO; MARTINS, 2016).

O ganho estático do conversor no modo abaixador de tensão é:

$$M_{VDC} = D^2 \quad (21)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_1 e S_3 , e S_2 .

E no modo elevador de tensão:

$$M_{VDC} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (22)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_2 e S_1 e S_3 .

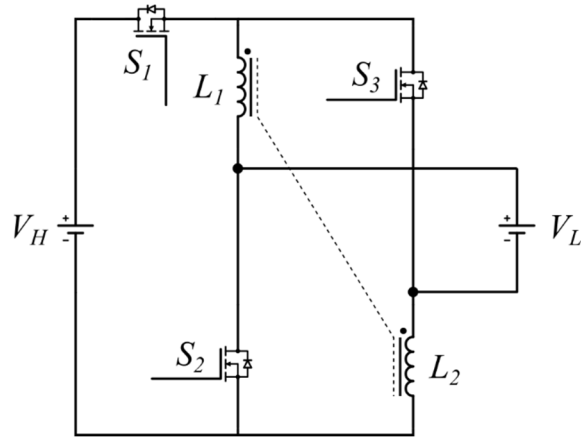
3.6 CONVERSORES À INDUTOR CHAVEADO

O conversor da Figura 23, proposto por (YANG; LIANG, 2012), utiliza um indutor acoplado com o mesmo número de espiras para o enrolamento primário e secundário. No modo elevador de tensão, os indutores são magnetizados em paralelo e desmagnetizados em série, já no modo abaixador de tensão, os indutores são magnetizados em série e

desmagnetizados em paralelo. Devido as diferentes configurações dos indutores durante a magnetização e a desmagnetização é que o conversor recebe o nome de indutor chaveado.

Se comparado com o conversor *Buck/Boost* tradicional, sob as mesmas especificações do conversor, o conversor a indutor chaveado apresenta menor valor de corrente média nos interruptores (YANG; LIANG, 2012).

Figura 23 – Conversor a indutor chaveado.



Fonte: Adaptado de (YANG; LIANG, 2012).

O conversor utiliza a mesma estratégia de modulação em âmbos os sentidos do fluxo de potência, não havendo necessidade de transição de método durante a inversão do sentido do fluxo de potência.

O ganho estático do conversor no modo abaixador de tensão é:

$$M_{VDC} = \frac{D}{2 - D} \quad (23)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_1 e S_2 e S_3 .

E no modo elevador de tensão:

$$M_{VDC} = \frac{1 + D}{1 - D} \quad (24)$$

Onde:

- D = Razão de trabalho entre as chaves S_2 e S_3 e S_1 .

O interruptor que sofre o maior estresse de tensão é o interruptor S_1 , que é $V_H + V_L$.

3.7 RESUMO DAS PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS CONVERSORES

A Tabela 1 apresenta as principais características e parâmetros dos conversores estudados.

Tabela 1 – Resumo das principais características e parâmetros dos conversores revisados.

Conversor	Referência	η_{max} (%)	P_{max} (W)	f_{sw} (kHz)	L	C	S	D
3.1.1	Figura 16	-	100	40	2	2	4	0
3.1.2	Figura 17	94,8	200	50	1	3	4	0
3.1.3	Figura 18	96	160	30	2	2	4	0
3.2	Figura 19	92,0	60	25	1	1	2	0
3.3	Figura 20	95	1000	100	1	4	4	0
3.4	Figura 21	95,2	1000	20	2	3	5	0
3.5	Figura 22	-	-	-	2	1	3	2
3.6	Figura 23	96,7	200	50	1	1	3	0

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

3.8 ESCOLHA DA TOPOLOGIA

Para a escolha de uma topologia no estudo e desenvolvimento deste trabalho, entre as apresentadas nas subseções anteriores, foi levado em consideração a simplicidade da topologia, a dificuldade de implementação da modulação e controle, o número mínimo de elementos ativos e passivos.

O conversor a indutor chaveado possui alto ganho de tensão, e satisfaz os requisitos necessários para a escolha da topologia.

Até o presente momento não foram encontrados relatos em bibliografias, de protótipos do conversor a indutor chaveado proposto por (YANG; LIANG, 2012) de mais de 200 W. Um dos objetivos desse trabalho é verificar a escalabilidade desse conversor para maiores potências.

Outro fator decisivo para a escolha foi o fato dos conversores a indutor chaveado serem pouco explorados na academia e nenhum trabalho sobre o tema ter sido desenvolvido até o presente momento no curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica da UDESC.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR À INDUTOR CHAVEADO

Nesse capítulo, são realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor CC-CC não isolado de alto ganho do tipo indutor chaveado, aplicado em freio regenerativo de elevadores com armazenamento de energia baseado em supercapacitores.

4.1 INTRODUÇÃO

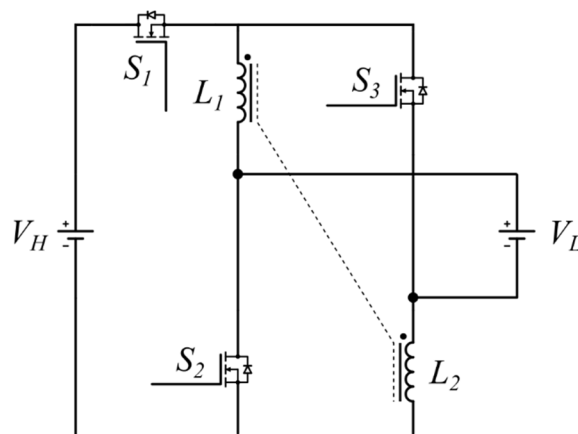
O conversor do tipo à indutor chaveado, que é objeto de estudo nessa dissertação, foi proposto por (YANG; LIANG, 2012) para a utilização em sistemas automotivos com dois tipos diferentes de tecnologia de baterias. O artigo apresentado por (YANG; LIANG, 2012), expõe as análises qualitativa e quantitativa do conversor, mas, como essa análise não é facilmente encontrada na literatura, será apresentada novamente nesse trabalho.

A modelagem matemática, necessária para o projeto do sistema de controle, não foi encontrada na literatura. Uma proposta de modelagem e controle do conversor foi desenvolvida nesse trabalho e será apresentado nas próximas seções.

4.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR

A Figura 24 apresenta o circuito do conversor a indutor chaveado de alto ganho. Como pode ser visto, o conversor utiliza três interruptores e um par de indutores acoplados, onde:

Figura 24 – Topologia do conversor a indutor chaveado de alto ganho.



Fonte: Adaptado de (YANG; LIANG, 2012).

- V_H – Fonte de tensão com maior potencial elétrico;
- V_L – Fonte de tensão com menor potencial elétrico;

- S_1, S_2 e S_3 – Interruptores;
- L_1 e L_2 – Indutores acoplados.

Para efeito de análise do conversor, os indutores L_1 e L_2 são considerados iguais.

4.3 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR

A análise qualitativa do conversor consiste em apresentar a topologia selecionada e avaliar o funcionamento de forma analítica e gráfica através da apresentação das etapas de operação e equações básicas das grandezas analisadas.

Neste trabalho, são apresentadas as análises do conversor a indutor chaveado nos modos de condução contínua e descontínua nos indutores chaveados.

As não idealidades dos componentes do conversor não foram consideradas nas análises matemáticas do circuito. Foi desconsiderado, também, o tempo morto entre a transição de condução dos interruptores.

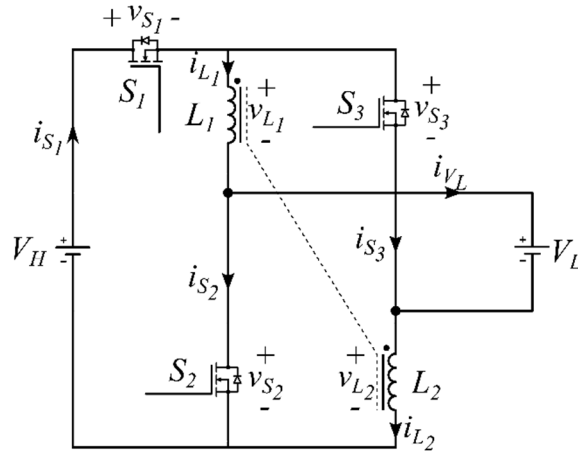
4.3.1 Operação do conversor no modo de operação *Buck*

O conversor, operando como abaixador de tensão, produz um valor médio de tensão de saída inferior ao valor médio da tensão de entrada. No entanto, em função do princípio da conservação de energia, a corrente média de saída é superior à corrente média de entrada.

A etapa de operação no modo de operação *Buck* acontece quando o fluxo médio de potência do conversor ocorre da fonte V_H para a fonte V_L .

As polaridades das tensões e os sentidos das correntes, para efeito da análise de circuitos, são apresentadas na Figura 25. As fontes de tensão V_H e V_L são consideradas constantes durante os períodos de comutação.

Figura 25 – Convenção das polaridades das tensões e dos sentidos das correntes para análise do circuito do conversor no modo de operação *Buck*.

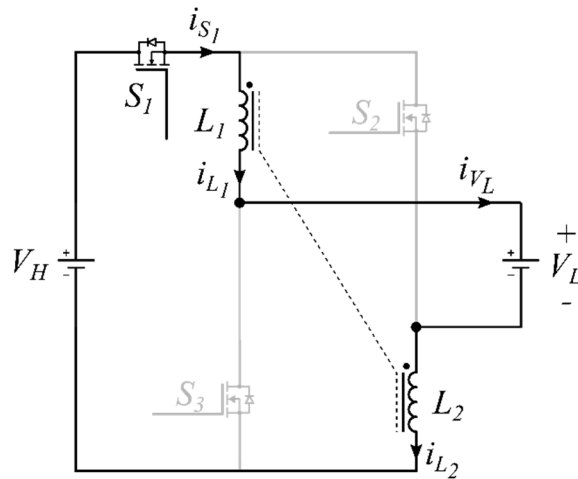


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

4.3.1.1 Primeira etapa de operação do conversor no modo de operação *Buck*

Na primeira etapa de funcionamento do conversor, o interruptor S_1 é comandado a conduzir e os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear. A corrente circula por L_1 , por L_2 e pela fonte V_L , conforme mostrado na Figura 26. Nesta etapa, a fonte de entrada V_H fornece energia para a fonte de saída V_L e para a magnetização dos indutores L_1 e L_2 .

Figura 26 – Primeira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação *Buck*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Durante esta etapa de operação, obtêm-se as seguintes relações:

$$V_{L_1} + V_{L_2} = V_H - V_L \quad (25)$$

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_H - V_L}{L_1 + L_2} \quad (26)$$

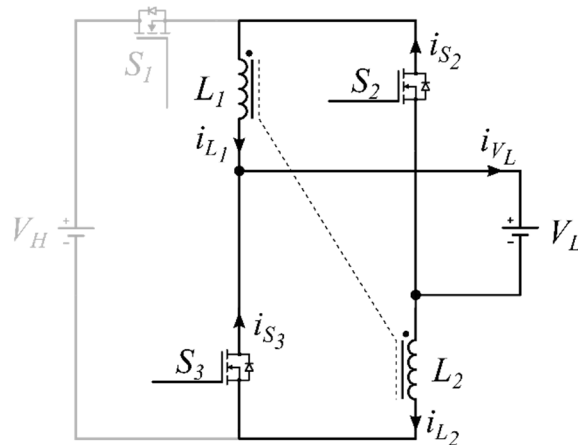
$$i_{V_L} = i_{L_1} = i_{L_2} \quad (27)$$

4.3.1.2 Segunda etapa de operação do conversor no modo de operação *Buck*

Na segunda etapa de operação do conversor, representada pela Figura 27, o interruptor S_1 é comandado a bloquear e os interruptores S_2 e S_3 são comandadas a conduzir. Desta forma, a energia armazenada nos indutores é transferida para a saída através dos interruptores S_2 e S_3 .

Esta etapa de operação durará até o instante em que a chave S_1 for novamente acionada, reiniciando o ciclo, ou até as correntes nos indutores se tornarem nulas, fazendo com que o conversor entre em uma terceira etapa de operação.

Figura 27 – Segunda etapa de funcionamento do conversor no modo de operação *Buck*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Durante a segunda etapa de operação, obtêm-se as seguintes relações matemáticas:

$$V_{L1} = V_{L2} = -V_L \quad (28)$$

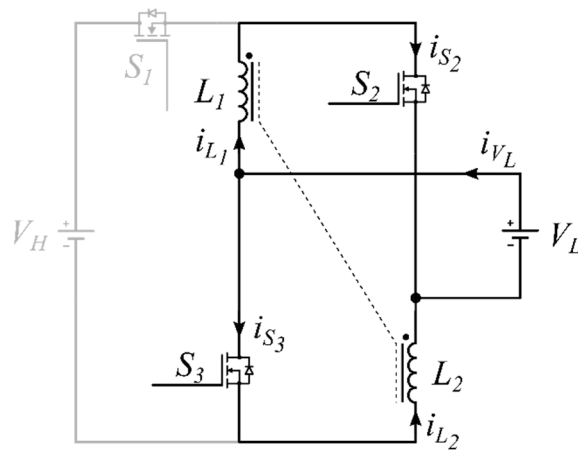
$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_L}{L_1} = -\frac{V_L}{L_2} \quad (29)$$

$$i_{V_L} = i_{L1} + i_{L2} \quad (30)$$

4.3.1.3 Terceira etapa de operação do conversor no modo de operação *Buck*

A terceira etapa de operação do conversor no modo de operação *Buck* é representada na Figura 28. Essa etapa tem início quando as correntes nos indutores são nulas e a fonte V_L passa a magnetizar os indutores L_1 e L_2 , invertendo o sentido da corrente quando comparado com a segunda etapa de operação. A terceira etapa dura até que o interruptor S_1 seja acionado.

Figura 28 – Terceira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação *Buck*.



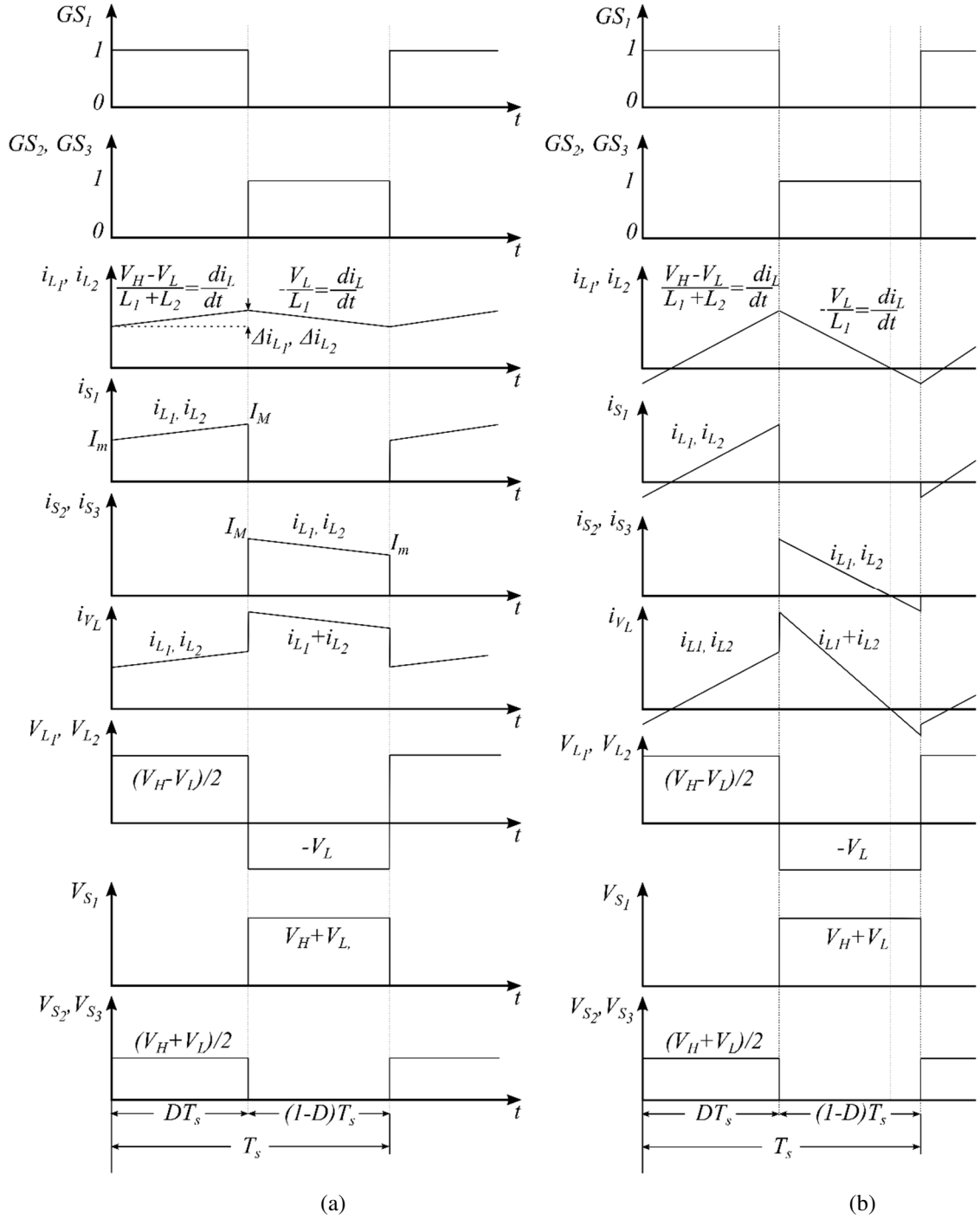
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

As equações obtidas na terceira etapa de operação são as mesmas da segunda etapa.

As principais formas de onda do conversor, no modo abaixador, são mostradas na Figura 29. A Figura 29 (a) mostra as formas de onda do conversor operando com duas etapas de operação e a Figura 29 (b) mostra as formas de onda com a terceira etapa.

Este conversor sempre opera no MCC quando a modulação com ação complementar entre as chaves é utilizada.

Figura 29 – Formas de onda típicas para o modo de operação *Buck*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

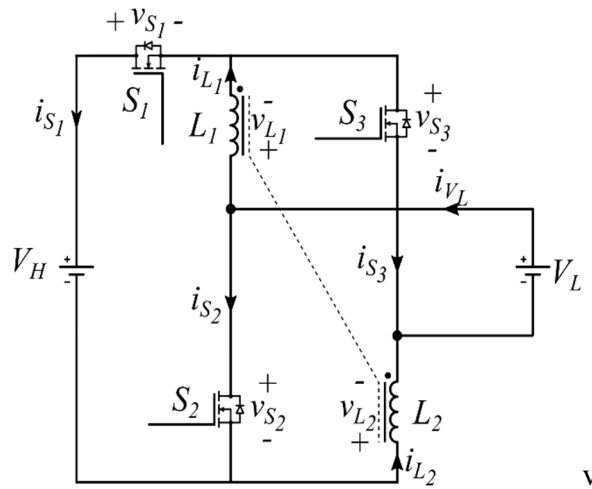
4.3.2 Operação do conversor em modo de operação *Boost*

O conversor, operando como elevador de tensão, produz um valor médio de tensão na fonte V_H superior ao valor médio da tensão da fonte V_L . No entanto, em função do princípio da conservação de energia, a corrente média da fonte V_H é inferior à corrente média da fonte V_L .

A etapa de operação do conversor no modo de operação *Boost* se dá quando o fluxo médio de potência do conversor ocorre da fonte de menor potencial, V_L , para a fonte de maior potencial, V_H .

As polaridades das tensões e os sentidos das correntes, para efeito da análise de circuitos, são apresentadas na Figura 30. As fontes de tensão V_H e V_L são consideradas constantes durante os períodos de comutação.

Figura 30 – Convenção das polaridades das tensões e dos sentidos das correntes para análise do circuito do conversor no modo de operação *Boost*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

4.3.2.1 Primeira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação *Boost*

Na primeira etapa de funcionamento do conversor, o interruptor S_1 é comandado a bloquear e os interruptores S_2 e S_3 são comandados a conduzir. A corrente fornecida por V_L circula por L_1 e L_2 . Essa etapa está representada na Figura 31.

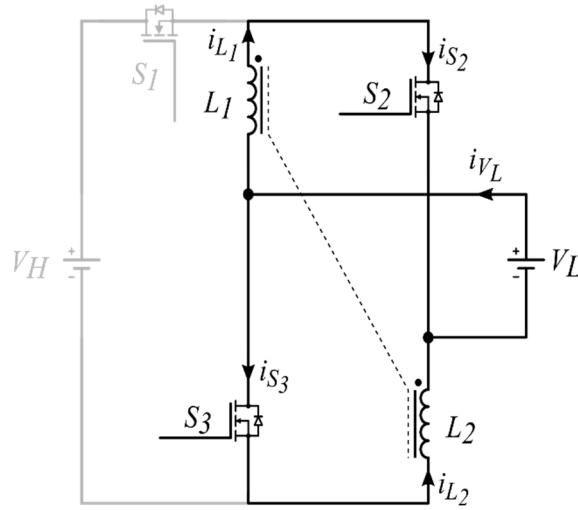
Durante esta etapa obtêm-se as seguintes relações:

$$V_{L1} = V_{L2} = V_L \quad (31)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_L}{L_1} = \frac{V_L}{L_2} \quad (32)$$

$$i_{V_L} = i_{L1} + i_{L2} \quad (33)$$

Figura 31 – Primeira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação *Boost*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

4.3.2.2 Segunda etapa de funcionamento do conversor no modo de operação *Boost*

Na segunda etapa de operação do conversor, representada pela Figura 32, os interruptores S_2 e S_3 são comandados a bloquear e o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Desta forma, a energia armazenada nos indutores é transferida para a fonte V_H pelo interruptor S_1 .

Esta etapa de operação durará até o instante em que as chaves S_2 e S_3 forem novamente acionadas, reiniciando o ciclo, ou até que as correntes nos indutores se tornem nulas, fazendo com que o conversor entre em uma terceira etapa de operação.

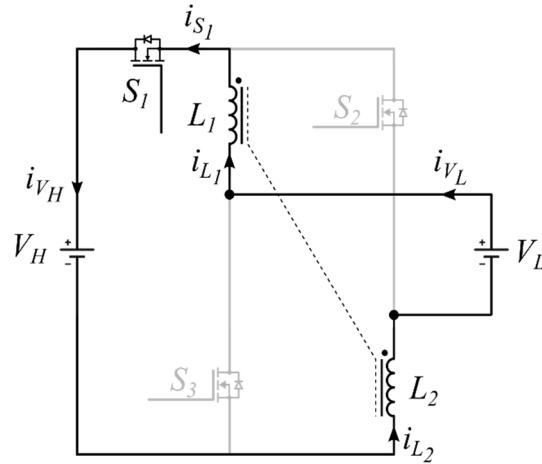
Durante esta etapa de operação, obtêm-se as seguintes relações:

$$V_{L1} + V_{L2} = -V_H + V_L \quad (34)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-V_H + V_L}{L_1 + L_2} \quad (35)$$

$$i_{L1} = i_{L2} = i_{V_H} = i_{V_L} \quad (36)$$

Figura 32 – Segunda etapa de funcionamento no modo de operação *Boost*.

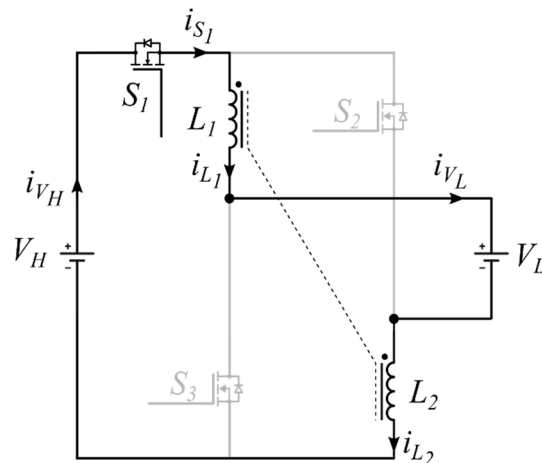


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

4.3.2.3 Terceira etapa de operação do conversor no modo de operação *Boost*

A terceira etapa de operação do conversor, no modo de operação *Boost*, está representada na Figura 33. Nesta etapa. Essa etapa tem início quando as correntes nos indutores se tornam nulas e a fonte V_H passa a magnetizar os indutores L_1 e L_2 , invertendo o sentido das correntes quando comparado com a segunda etapa de operação. A terceira etapa dura até que os interruptores S_2 e S_3 sejam acionados.

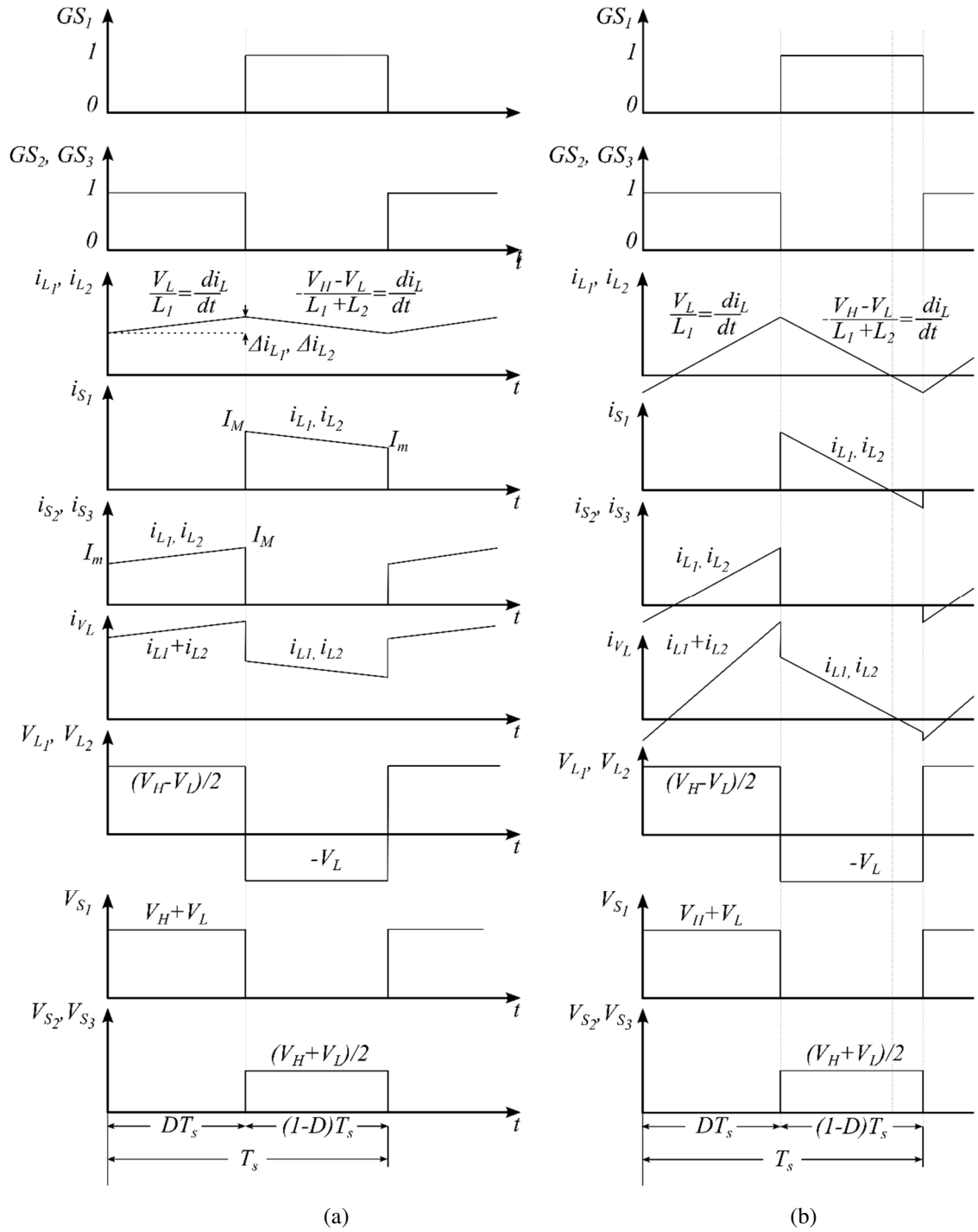
Figura 33 – Terceira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação *Boost*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

As equações obtidas na terceira etapa de operação são as mesmas da segunda etapa. As principais formas de onda do conversor, no modo abaixador, são mostradas na Figura 34. A Figura 34 (a) mostra as formas de onda do conversor operando com apenas duas etapas de operação e a Figura 34 (b) mostra as formas de onda com a terceira etapa.

Figura 34 – Formas de onda típicas do conversor no modo de operação *Boost*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

4.4 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR

A análise quantitativa representa, de forma literal, o estudo das principais equações que envolvem o conversor e os esforços de tensão e corrente sobre os componentes.

A análise apresentada neste trabalho contempla apenas o funcionamento do conversor com duas etapas de operação, pois é o modo que o conversor opera em plena carga.

4.4.1 Análise do conversor no modo de operação *Buck*

Esta subseção apresenta a análise qualitativa do conversor no modo de operação *Buck*.

4.4.1.1 Ganho estático do conversor no modo de operação *Buck*

Para o cálculo do ganho estático, foram desconsideradas as não idealidades do conversor, ou seja, o cálculo foi desenvolvido para o conversor ideal.

Levando em consideração que, em regime permanente, as tensões médias nos indutores L_1 e L_2 são nulas dentro de um período de comutação, obtém-se a seguinte equação:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Buck}T_s} \frac{V_H - V_L}{2} dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Buck}T_s}^{T_s} -V_L dt = 0 \quad (37)$$

Resolvendo a equação (37), obtém-se o ganho estático do conversor:

$$M_{VDC} = \frac{V_L}{V_H} = \frac{D_{Buck}}{2 - D_{Buck}} \quad (38)$$

4.4.1.2 Ondulação de corrente nos indutores

Na Figura 29, observa-se que a taxa de variação das correntes i_{L_1} e i_{L_2} é:

$$\frac{\Delta i_{L_1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_2}}{\Delta t} = \frac{V_H - V_L}{L_1 + L_2} \quad (39)$$

A corrente vai do valor mínimo ao valor máximo no intervalo de tempo de 0 até $D_{Buck}T_s$, sendo assim, a ondulação máxima de corrente no indutor é:

$$\Delta i_{L_1} = \Delta i_{L_2} = \frac{V_H - V_L}{L_1 + L_2} (D_{Buck}T_s - 0) = \left(\frac{V_H - V_L}{L_1 + L_2} \right) \frac{D_{Buck}}{f_s} \quad (40)$$

4.4.1.3 Corrente média nos indutores

Conforme pode ser observado na Figura 29, a corrente da fonte de menor potencial, i_{V_L} , é composta pelas correntes I_{L_1} , que é igual a i_{L_2} , no intervalo DT_s e pela soma de $i_{L_1} + i_{L_2} = 2 \cdot i_{L_1}$, no intervalo $(1 - D_{Buck})T_s$. Assim, a corrente média $I_{V_L,med}$ pode ser obtida a partir das correntes médias em cada intervalo.

$$I_{V_L,med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Buck}T_s} I_{L_1,med} dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Buck}T_s}^{T_s} 2I_{L_1,med} dt \quad (41)$$

Desenvolvendo a equação (41), obtém-se (42) e (43):

$$I_{V_L,med} = I_{L_1,med}(2 - D_{Buck}) \quad (42)$$

$$I_{L_1,med} = I_{L_2,med} = \frac{I_{V_L,med}}{(2 - D_{Buck})} \quad (43)$$

4.4.1.4 Corrente médias nos interruptores

Observando a forma da corrente no interruptor S_1 , mostrada na Figura 29, o valor da corrente média pode ser obtido por:

$$I_{S_1,med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Buck}T_s} I_{L_1,med} dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Buck}T_s}^{T_s} 0 dt \quad (44)$$

Resolvendo a equação (44), obtém-se:

$$I_{S_1,med} = I_{L_1,med} \cdot D_{Buck} \quad (45)$$

Observando a forma da corrente nos interruptores S_2 e S_3 , mostrada na Figura 29, o valor da corrente média pode ser obtido por:

$$I_{S_2,med} = I_{S_3,med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Buck}T_s} 0 dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Buck}T_s}^{T_s} I_{L_1,med} dt \quad (46)$$

Resolvendo a equação (46), obtém-se:

$$I_{S_2,med} = I_{S_3,med} = I_{L_1,med}(1 - D_{Buck}) \quad (47)$$

4.4.1.5 Corrente eficaz nos interruptores

A corrente mínima I_m , no interruptor S_1 é a subtração de $\Delta i_{L_1}/2$ da corrente média $I_{L_1,med}$.

$$I_m = I_{L_1,med} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} = \frac{i_{V_L,med}}{2 - D_{Buck}} - \frac{V_H - V_L}{L_1 + L_2} \cdot \frac{D_{Buck}}{2f_s} \quad (48)$$

Observando a forma da corrente no interruptor S_1 , mostrada na Figura 29, o valor da corrente eficaz pode ser obtido por:

$$I_{S_1,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Buck}T_s} \left(I_m + \frac{V_H - V_L}{L_1 + L_2} t \right)^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Buck}T_s}^{T_s} 0^2 dt} \quad (49)$$

Desenvolvendo a equação, obtém-se:

$$I_{S_1,ef} = \sqrt{D_{Buck} I_m^2 + \frac{D_{Buck}^3 T_s^2 (V_H - V_L)^2}{3(L_1 + L_2)^2} + \frac{D_{Buck}^2 T_s I_m (V_H - V_L)}{L_1 + L_2}} \quad (50)$$

A corrente máxima I_M , nos interruptores S_2 e S_3 , é a adição de $\Delta i_{L_1}/2$ com a média $I_{L_1,med}$.

$$I_M = I_{L_1,med} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} = \frac{i_{V_L,med}}{2 - D_{Buck}} + \frac{V_H - V_L}{L_1 + L_2} \cdot \frac{D_{Buck}}{2f_s} \quad (51)$$

Observando a forma da corrente nos interruptores S_2 e S_3 , mostrada na Figura 29, o valor da corrente eficaz pode ser obtido por:

$$I_{S_2,ef} = I_{S_3,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Buck}T_s} 0^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Buck}T_s}^{T_s} \left(I_M + \frac{-V_L}{L_1} t \right)^2 dt} \quad (52)$$

Desenvolvendo a equação, obtém-se:

$$I_{S_2,ef} = I_{S_3,ef} = \sqrt{\frac{I_M^2 (T_s - T_s D_{Buck}) + \frac{V_L^2 (T_s - T_s D_{Buck})^3}{3L_1^2} - \frac{I_M V_L (T_s - T_s D_{Buck})^2}{L_1}}{T_s}} \quad (53)$$

4.4.1.6 Esforços de tensão nos interruptores

Como pode ser observado na Figura 26, a tensão no interruptor S_3 é:

$$V_{S_3} = V_L + V_{L_2} \quad (54)$$

E como V_{L_1} é igual a V_{L_2} , substituindo (54) em (25) obtém-se:

$$V_L = V_H - 2 \cdot (V_{S_3} - V_L) \quad (55)$$

Assim:

$$V_{S_3} = V_{S_2} = \frac{V_H + V_L}{2} \quad (56)$$

Como pode ser observado na Figura 27, a tensão no interruptor S_1 é:

$$-V_H + V_{S_1} - V_L = 0 \quad (57)$$

Então:

$$V_{S_1} = V_H + V_L \quad (58)$$

4.4.2 Análise do conversor no modo de operação *Boost*

Esta subsecção apresenta a análise qualitativa do conversor no modo de operação *Boost*.

4.4.2.1 Ganho estático do conversor no modo de operação *Boost*

Para o cálculo do ganho estático foram desconsideradas as não idealidades do conversor, ou seja, o cálculo foi desenvolvido para o conversor ideal.

Levando em consideração que, em regime permanente, as tensões médias nos indutores L_1 e L_2 são nulas dentro de um período de comutação, obtém-se a seguinte equação:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Boost}T_s} V_L dt + \frac{1}{T} \int_{D_{Boost}T_s}^{T_s} \frac{V_L - V_H}{2} dt = 0 \quad (59)$$

Desenvolvendo a equação, obtém-se:

$$M_{VDC} = \frac{V_H}{V_L} = \frac{1 + D_{Boost}}{1 - D_{Boost}} \quad (60)$$

4.4.2.2 Ondulação de corrente nos indutores

Na Figura 34, observa-se que a taxa de variação das correntes i_{L_1} e i_{L_2} é:

$$\frac{\Delta i_{L_1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_2}}{\Delta t} = \frac{V_L}{L_1} = \frac{V_L}{L_2} \quad (61)$$

A corrente vai do valor mínimo ao valor máximo no intervalo de tempo de 0 até $D_{Boost}T_s$, sendo assim, a ondulação máxima de corrente no indutor é:

$$\Delta i_{L_1} = \Delta i_{L_2} = \frac{V_L}{L_1} (D_{Boost}T_s - 0) = \left(\frac{V_L}{L_1}\right) \frac{D_{Boost}}{f_s} = \left(\frac{V_L}{L_2}\right) \frac{D_{Boost}}{f_s} \quad (62)$$

4.4.2.3 Corrente média nos indutores

Conforme pode ser observado na Figura 34, a corrente da fonte de menor potencial, i_{V_L} , é composta pela soma de $i_{L_1} + i_{L_2} = 2 \cdot i_{L_1}$ no intervalo $D_{Boost}T_s$ e pelas correntes I_{L_1} , que é igual a i_{L_2} , no intervalo $(1 - D_{Boost})T_s$. Assim, a corrente média $I_{V_L,med}$ pode ser obtida a partir das correntes médias em cada intervalo, obtendo-se:

$$I_{V_L,med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Boost}T_s} 2I_{L_1} dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Boost}T_s}^T I_{L_1} dt \quad (63)$$

Resolvendo a equação (63), obtém-se:

$$I_{V_L,med} = I_{L_1}(1 + D_{Boost}) \quad (64)$$

$$I_{L_1} = I_{L_2} = \frac{I_{V_L,med}}{(1 + D_{Boost})} \quad (65)$$

Observando a forma da corrente no interruptor S_1 , mostrada na Figura 34, o valor da corrente média pode ser obtido pela expressão (66).

$$I_{S_1,med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Boost}T_s} 0 dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Boost}T_s}^{T_s} I_{L_1,med} dt \quad (66)$$

Resolvendo a equação (66), obtém-se (67):

$$I_{S_1,med} = I_{L_1,med}(1 - D_{Boost}) \quad (67)$$

Observando a forma da corrente nos interruptores S_2 e S_3 , mostrada na Figura 34, o valor da corrente média pode ser obtido por:

$$I_{S_2,med} = I_{S_3,med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Boost}T_s} I_{L_1,med} dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Boost}T_s}^{T_s} 0 dt \quad (68)$$

Resolvendo a equação (68), obtém-se:

$$I_{S_2,med} = I_{S_3,med} = I_{L_1,med} \cdot D_{Boost} \quad (69)$$

4.4.2.4 Corrente eficaz no interruptor nos interruptores

A corrente máxima I_M , nos interruptores S_2 e S_3 é a adição de $\Delta i_{L_1}/2$ a corrente média $I_{L_1,med}$.

$$I_M = I_{L_1,med} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} = \frac{i_{V_L,med}}{2 - D_{Boost}} + \frac{V_L}{L_1} \cdot \frac{D_{Boost}}{2f_s} \quad (70)$$

Observando a forma da corrente no interruptor S_1 , mostrada na Figura 34, o valor da corrente eficaz pode ser obtido por:

$$I_{S_1,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Boost}T_s} 0^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Boost}T_s}^{T_s} \left(I_M - \frac{V_H - V_L}{L_1 + L_2} t \right)^2 dt} \quad (71)$$

Desenvolvendo a equação, obtém-se:

$$I_{S_1,ef} = \sqrt{\frac{I_M^2 (T - D_{Boost}T_s) + \frac{(V_H - V_L)^2 (T - D_{Boost}T_s)^3}{12L_1^2} - \frac{I_M (V_H - V_L) (T - D_{Boost}T_s)^2}{2L_1}}{T_s}} \quad (72)$$

A corrente mínima I_m , nos interruptores S_2 e S_3 , é a subtração de $\Delta i_{L_1}/2$ da corrente média $I_{L_1,med}$.

$$I_m = I_{L_1,med} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2} = \frac{i_{V_L,med}}{2 - D_{Boost}} - \frac{V_H - V_L}{L_1 + L_2} \cdot \frac{D_{Boost}}{2f_s} \quad (73)$$

Observando a forma da corrente nos interruptores S_2 e S_3 , mostrada na Figura 34, o valor da corrente eficaz pode ser obtido pela expressão (74).

$$I_{S_2,ef} = I_{S_3,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D_{Boost}T_s} \left(I_m + \frac{V_L}{L_1} t \right)^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{D_{Boost}T_s}^{T_s} 0^2 dt} \quad (74)$$

Desenvolvendo a equação, obtém-se:

$$I_{S_2,ef} = I_{S_3,ef} = \sqrt{\frac{D_{Boost}(D_{Boost}^2 T_s^2 V_L^2 + 3D_{Boost}I_m L_1 T_s V_L + 3I_m^2 L_1^2)}{3L_1^2}} \quad (75)$$

4.4.2.5 Esforços de tensão nos interruptores

Como pode ser observado na Figura 32, a tensão no interruptor S_3 é:

$$V_{S_3} = V_L - V_{L_1} \quad (76)$$

Como V_{L_1} é igual a V_{L_2} , substituindo (77) em (34), obtém-se:

$$V_L = V_H + 2(V_L - V_{S_3}) \quad (77)$$

Assim:

$$V_{S_3} = V_{S_2} = \frac{V_H + V_L}{2} \quad (78)$$

Como pode ser observado na Figura 31, a tensão no interruptor S_1 é:

$$-V_H + V_{S_1} - V_L = 0 \quad (79)$$

Então:

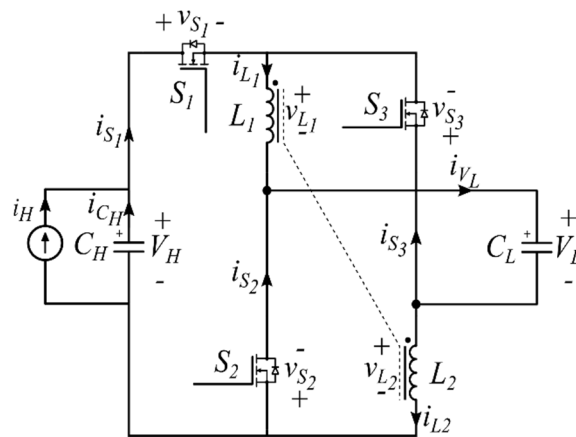
$$V_{S_1} = V_H + V_L \quad (80)$$

4.5 MODELAGEM DO CONVERSOR NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Nesta seção, é apresentada a modelagem do conversor no domínio da frequência.

O circuito utilizado para a modelagem do sistema pode ser visto na Figura 35, onde o barramento CC de um inversor trifásico é conectado a um supercapacitor através do conversor a indutor chaveado. Os capacitores do barramento CC do inversor estão representados na Figura 35 como C_H e o supercapacitor como C_L . Quando o inversor regenera energia, seu comportamento é de uma fonte de corrente, que carrega os capacitores C_H . O objetivo do sistema de controle é manter a tensão do barramento CC, V_H , constante através do controle da corrente de carga do supercapacitor, I_{V_L} .

Figura 35 – Convenção das polaridades das tensões e dos sentidos das correntes para a modelagem matemática do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

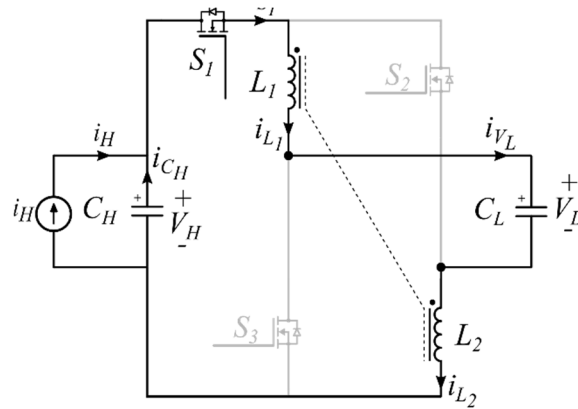
Para a obtenção das funções de transferência do conversor, foi utilizada a análise de pequenos sinais. Nesta análise, são obtidas equações que representam o comportamento de uma variável controlada, em torno de um ponto de operação, em função de pequenas perturbações inseridas na variável de controle. Considera-se que as amplitudes destas perturbações são muito menores do que a do ponto de operação do conversor.

Nesta análise, todos componentes do circuito são ideais e o conversor opera em CCM. Foi considerado também que a tensão no supercapacitor C_L é constante dentro de um período de comutação.

Considerando a premissa que as constantes de tempo do conversor são muito maiores que o período de comutação T_s , pode-se realizar a média das formas de onda, em cada período T_s , sem alterar significativamente a resposta do sistema.

Para obter os modelos do conversor por valores médios instantâneos é necessário analisar separadamente as suas duas etapas de operação. A primeira etapa de operação pode ser vista na Figura 36 e a segunda, na Figura 37.

Figura 36 – Primeira etapa de funcionamento do conversor no modo de operação *Buck*, para se obter o modelo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

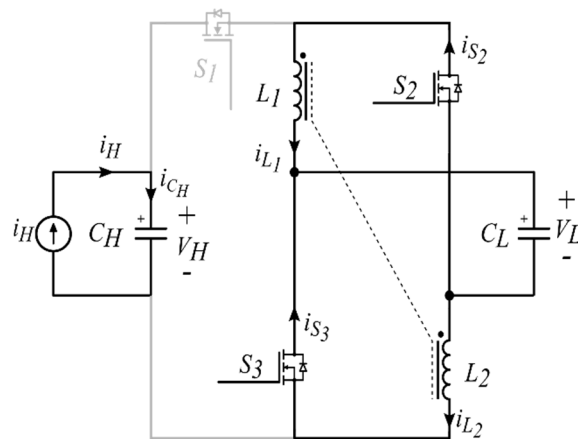
As equações que descrevem a primeira etapa de operação são:

$$v_{L1}(t) = \frac{v_H(t) - v_L(t)}{2} \quad (81)$$

$$i_{CH}(t) = i_H(t) - i_{L1}(t) \quad (82)$$

$$i_{S1}(t) = i_{L1}(t) \quad (83)$$

Figura 37 – Segunda etapa de funcionamento do conversor no modo de operação *Buck*, para se obter o modelo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

As equações que descrevem a segunda etapa de operação são:

$$v_{L1}(t) = -v_L(t) \quad (84)$$

$$i_{CH}(t) = i_H(t) \quad (85)$$

$$i_{S1}(t) = 0 \quad (86)$$

As equações fundamentais para análise das malhas e nós dos circuitos são:

$$v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (87)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (88)$$

4.5.1 Valor médio quase-instantâneo da tensão no indutor

O valor médio quase-instantâneo da tensão no indutor em um período de comutação é calculado através das equações (81) e (84).

A fonte V_L foi considerada constante, ou seja, não há variação da tensão dentro de um período de chaveamento, visto que, a dinâmica de carga e descarga do supercapacitor é muito menor que a dinâmica do modulador PWM. Assim:

$$\langle v_{L1}(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_t^{t+d(t)T} \frac{\langle v_H(\tau) \rangle_T - V_L}{2} d\tau + \frac{1}{T} \int_{t+d(t)T}^T -V_L d\tau \quad (89)$$

Resolvendo a equação, obtém-se:

$$\langle v_{L1}(t) \rangle_T = \frac{\langle v_H(t) \rangle_T - V_L}{2} \cdot d(t) - V_L \cdot (1 - d(t)) \quad (90)$$

Substituindo (87) em (90), obtém-se:

$$L \frac{d}{dt} \langle i_{L1}(t) \rangle_T = \frac{\langle v_H(t) \rangle_T + V_L}{2} \cdot d(t) - V_L \quad (91)$$

É importante salientar que o termo $L \frac{d}{dt} \langle i_L(t) \rangle_T$ refere-se ao valor médio quase-instantâneo da tensão no indutor em um período completo de comutação.

4.5.2 Valor médio quase-instantâneo da corrente no capacitor

Calcula-se o valor médio instantâneo da corrente no capacitor em um período de comutação através de (82) e (85).

A corrente I_H é considerada constante dentre do um período de comutação porque o inversor trifásico se comporta como uma fonte de corrente durante a aceleração e desaceleração do motor. Esse comportamento é destacado na Figura 37.

$$\langle i_{CH}(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_t^{t+d(t)T} (I_H - \langle i_{L1}(\tau) \rangle_T) d\tau + \frac{1}{T} \int_{t+d(t)T}^{t+T} I_H d\tau \quad (92)$$

Resolvendo a equação, obtém-se:

$$\langle i_{CH}(t) \rangle_T = (I_H - \langle i_{L1}(t) \rangle_T) \cdot d(t) + I_H \cdot (1 - d(t)) \quad (93)$$

Substituindo (88) em (93) obtém-se:

$$C_H \frac{d}{dt} \langle v_H(t) \rangle_T = -\langle i_{L1}(t) \rangle_T \cdot d(t) + I_H \quad (94)$$

O termo $C_H \frac{d}{dt} \langle v_H(t) \rangle_T$ refere-se ao valor médio quase-instantâneo da corrente no capacitor em um período completo de comutação.

4.5.3 Perturbações

Os valores médios quase-instantâneos podem ser representados como uma variação em torno de um ponto médio, ou ponto quiescente. Esta consideração é fundamentada no modelo de pequenos sinais, onde se insere pequenas perturbações nas variáveis do circuito em análise.

Define-se:

$$\begin{cases} \langle v_H(t) \rangle_T = V_H + \hat{v}_H(t), \\ d(t) = D + \hat{d}(t), \\ \langle i_{L1}(t) \rangle_T = I_{L1} + \hat{i}_{L1}(t), \\ \langle v_L(t) \rangle_T = V_L + \hat{v}_L(t), \\ \langle i_H(t) \rangle_T = I_H + \hat{i}_H(t), \end{cases} \quad (95)$$

Onde:

$$\begin{cases} |\hat{v}_L(t)| \ll |V_L|, \\ |\hat{d}(t)| \ll |D|, \\ |\hat{i}_{L1}(t)| \ll |I_{L1}|, \\ |\hat{v}_L(t)| \ll |V_L|, \\ |\hat{i}_H(t)| \ll |I_H|. \end{cases} \quad (96)$$

Com base nas equações (91) e (95), pode-se reescrever o valor médio da tensão no indutor, como:

$$L \frac{d}{dt} (I_L + \hat{i}_L(t)) = (D + \hat{d}(t)) \left[\left(\frac{V_H + \hat{v}_H(t)}{2} \right) + \frac{V_L}{2} \right] - V_L \quad (97)$$

Isolando os termos constantes, de primeira ordem e de segunda ordem:

$$\underbrace{L \frac{d}{dt} \hat{i}_L(t)}_{1^a \text{Ordem}} = \underbrace{\left[\frac{DV_H + DV_L}{2} - V_L \right]}_{\text{Constante}} + \underbrace{\left[\frac{D \cdot \hat{v}_H(t)}{2} + \frac{\hat{d}(t) \cdot V_L}{2} + \frac{\hat{d}(t) \cdot V_H}{2} \right]}_{1^a \text{Ordem}} + \underbrace{\left[\frac{\hat{d}(t) \cdot \hat{v}_H(t)}{2} \right]}_{2^a \text{Ordem}} \quad (98)$$

O equacionamento do valor médio da corrente no capacitor é dado a partir das equações (94) e (95):

$$C_H \frac{d}{dt} (V_H + \hat{v}_H(t)) = -(I_{L1} + \hat{i}_{L1}(t)) \cdot (D + \hat{d}(t)) + I_H \quad (99)$$

Isolando os termos constantes, de primeira ordem e de segunda ordem:

$$\underbrace{C_H \frac{d}{dt} \hat{v}_H(t)}_{1^a \text{Ordem}} = \underbrace{[-D \cdot I_{L1} + I_H]}_{\text{Constante}} + \underbrace{[-I_{L1} \cdot \hat{d}(t) - \hat{i}_{L1}(t) \cdot D]}_{1^a \text{Ordem}} - \underbrace{[\hat{d}(t) \cdot \hat{i}_{L1}(t)]}_{2^a \text{Ordem}} \quad (100)$$

Notam-se nas equações (98) e (100) termos constantes, termos de primeira ordem e termos de segunda ordem.

Os termos constantes mostram o comportamento do conversor em regime permanente, quando os termos de primeira e segunda ordem são nulos, sendo listados a seguir:

$$V_L = V_H \left(\frac{D}{2 - D} \right) \quad (101)$$

$$I_{L1} = I_{L2} = \frac{I_H}{D} \quad (102)$$

Já os termos que variam no tempo regem o comportamento transitório do conversor. Os termos de segunda ordem foram desconsiderados, pois possuem valores desprezíveis frente aos termos de primeira ordem. Assim, o comportamento dinâmico do conversor em torno do ponto de equilíbrio é ditado por:

$$L \frac{d}{dt} \hat{i}_{L1}(t) = \frac{D \cdot \hat{v}_H(t)}{2} + \frac{\hat{d}(t) \cdot V_L}{2} + \frac{\hat{d}(t) \cdot V_H}{2} \quad (103)$$

$$C_H \frac{d}{dt} \hat{v}_H(t) = -I_{L1} \cdot \hat{d}(t) - \hat{i}_{L1}(t) \cdot D \quad (104)$$

4.5.4 Transformada de Laplace

Aplicando a transformada de Laplace nos termos que variam no tempo, das equações (103) e (104), resultam as seguintes equações no domínio da frequência s :

$$2 \cdot L_1 \cdot s \cdot \hat{I}_{L1}(s) = D \cdot \hat{V}_H(s) + \hat{D}(s) \cdot (V_L + V_H) \quad (105)$$

$$C_H \cdot s \cdot \hat{V}_H(s) = -I_{L1} \cdot \hat{D}(s) - \hat{I}_{L1}(s) \cdot D \quad (106)$$

4.5.5 Plantas do conversor

As funções de transferência do conversor podem ser obtidas a partir da manipulação das equações resultantes da aplicação da transformada de Laplace (105) e (106).

Isolando $\hat{V}_H(s)$ nas equações, obtém-se:

$$\hat{V}_H(s) = \frac{2 \cdot L_1 \cdot s \cdot \hat{I}_{L1}(s) - \hat{D}(s) \cdot (V_L + V_H)}{D} \quad (107)$$

$$\hat{V}_H(s) = \frac{-I_{L1} \cdot \hat{D}(s) - \hat{I}_{L1}(s) \cdot D}{C_H \cdot s} \quad (108)$$

Substituindo I_{L1} da equação (108) segundo a proporcionalidade da equação (102), obtém-se:

$$\hat{V}_H(s) = \frac{-\frac{I_H}{D} \cdot \hat{D}(s) - \hat{I}_{L1}(s) \cdot D}{C_H \cdot s} \quad (109)$$

Igualando as equações (107) e (109), obtém-se:

$$\frac{2 \cdot L_1 \cdot s \cdot \hat{I}_{L1}(s) - \hat{D}(s) \cdot (V_L + V_H)}{D} = \frac{-\frac{I_H}{D} \cdot \hat{D}(s) - \hat{I}_{L1}(s) \cdot D}{C_H \cdot s} \quad (110)$$

4.5.5.1 Modelo da corrente do indutor pela razão cíclica

A partir de (110), isolando as variáveis, obtém-se:

$$\frac{\hat{I}_{L1}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{-\frac{I_H}{D} \cdot \hat{D}(s) - \hat{I}_{L1}(s) \cdot D}{C_H \cdot s} \quad (111)$$

A corrente média quase-instantânea no indutor L_1 é:

$$\hat{I}_{L1}(s) = \frac{\hat{I}_{V_L}(s)}{(2 - D)} \quad (112)$$

Substituindo (112) em (111) pode ser obtido o modelo da corrente no indutor pela razão cíclica:

$$\frac{\hat{I}_{V_L}(s)}{\hat{D}(s)} = (2 - D) \frac{-C_H \cdot s \cdot (V_H + V_L) + I_H}{-2 \cdot L_1 \cdot C_H \cdot s^2 - D^2} \quad (113)$$

4.5.5.2 Modelo da tensão do capacitor pela corrente do indutor

Utilizando a equação (109) e através do teorema da superposição, considerando que a razão cíclica $\hat{D}(s)$ não varia, obtém-se:

$$\left. \frac{\hat{V}_H(s)}{\hat{I}_{V_L}(s)} \right|_{\hat{D}(s)=0} = \frac{-D}{C_H \cdot s} \quad (114)$$

4.6 VALIDAÇÃO DOS MODELOS MATEMÁTICOS DO CONVERSOR

Para a validação dos modelos matemáticos desenvolvidos na seção 4.5, foi utilizado o software de simulação de circuitos, PSIM®. Os modelos simulados foram da planta I_{V_L}/D , que se refere a proporção entre a variação da corrente I_{V_L} que flui pelo supercapacitor e a variação da razão cíclica D e o da planta V_H/I_{V_L} , que se refere a proporção entre a variação da tensão V_H e a variação da corrente I_{V_L} .

4.6.1 Validação da planta I_{V_L}/D

A simulação para a validação do modelo I_{V_L}/D obtido da planta consiste em aplicar um sinal de amplitude constante e frequência variável perturbando a razão cíclica D e medir a relação entre a amplitude do sinal aplicado e a amplitude da componente alternada da corrente I_{V_L} . O bloco de função do PSIM® que aplica a perturbação ao circuito é o “AC Sweep”.

O conversor foi simulado utilizando os parâmetros da Tabela 2 aplicados ao circuito da Figura 38. A perturbação aplicada à razão cíclica foi de aproximadamente 1% da razão cíclica nominal. Observou-se que para essa amplitude de perturbação, o modelo e a simulação apresentam respostas similares.

Tabela 2 - Parâmetros utilizados na simulação do modelo matemático da planta I_L/D .

Parâmetro	Magnitude
Tensão da fonte V_H	600 V
Capacitância da fonte V_H	700 μ F
Tensão da fonte V_L	100 V
Capacitância da fonte V_L	62 F
Razão cíclica D	0,286
Fonte de corrente I_H	3,33 A

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

4.6.2 Validação da planta V_H/I_{V_L}

A simulação para a validação do modelo V_H/I_{V_L} obtido da planta consiste em aplicar um sinal de amplitude constante e frequência variável perturbando a corrente I_{V_L} e medir a relação entre a amplitude do sinal aplicado e a amplitude da componente alternada da tensão V_H .

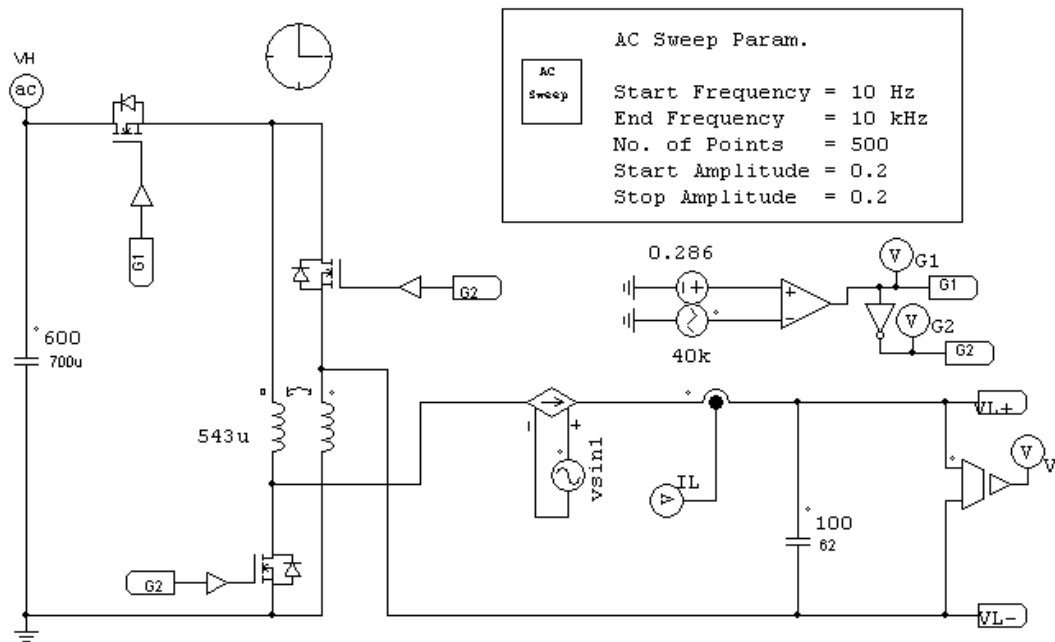
O conversor foi simulado utilizando os parâmetros da Tabela 3 aplicados ao circuito da Figura 40. A perturbação aplicada foi de aproximadamente 1% da corrente I_{V_L} nominal.

Tabela 3 - Parâmetros utilizados na simulação do modelo matemático da função de transferência V_H/I_{V_L} .

Parâmetro	Magnitude
Tensão da fonte V_H	600 V
Capacitância da fonte V_H	700 μ F
Tensão da fonte V_L	100 V
Capacitância da fonte V_L	62 F
Razão cíclica D	0,286

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

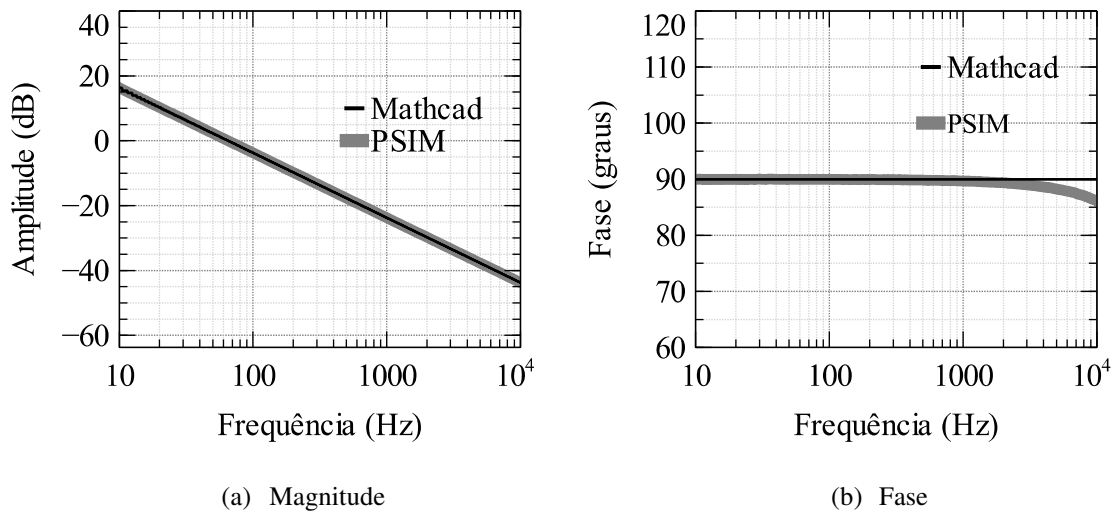
Figura 40 - Circuito utilizado no PSIM[®] para a validação do modelo matemático da planta V_H/I_L .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A comparação entre os diagramas de amplitude e de fase traçados nas ferramentas de simulação PSIM® e de equacionamento matemático Mathcad®, pode ser vista na Figura 41, onde o traço em preto expõe o resultado obtido no Mathcad® e o cinza no PSIM®.

Figura 41 - Magnitude e fase da planta V_H/I_L do conversor obtida por modelagem no Mathcad® e por simulação do circuito chaveado no PSIM®.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

4.7 CONCLUSÃO

Foram apresentadas, nesse capítulo, as análises qualitativa e quantitativa do conversor. A análise qualitativa possibilita uma compreensão clara do funcionamento do conversor e forneceu equações básicas essenciais para a análise qualitativa. A análise quantitativa possibilitou os cálculos dos esforços nos componentes do conversor.

Foi apresentada a modelagem do conversor no modo *Buck* através do método de pequenos sinais. Esse método é eficiente para projetos de controle de plantas lineares, uma vez que, para plantas não lineares, a operação do conversor fica restrita a regiões próximas do ponto de operação calculado.

Foi apresentado um comparativo entre os diagramas de Bode gerados através das equações matemáticas desenvolvidas e os gerados através de simulação do circuito, comprovando que o modelo matemático representa o comportamento do circuito ideal.

5 PROJETO DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA, COMANDO E CONTROLE

Este capítulo expõe o projeto dos circuitos auxiliares para medições de tensão e corrente, acionamento dos interruptores e fontes auxiliares para energização do circuito. Expõe também o cálculo para a escolha dos interruptores e o projeto do indutor.

O projeto dos controladores no domínio do tempo assim com sua discretização são realizados nesse capítulo.

5.1 PROJETO DO CONVERSOR

Para o projeto do conversor, primeiramente é necessário arbitrar parâmetros como: tensão de entrada e saída, potência de saída, ondulação de corrente no indutor, ondulação de tensão no capacitor e frequência de comutação do conversor.

Para definir um parâmetro como a ondulação da tensão de saída do conversor, leva-se em consideração a ondulação de tensão suportada pelo circuito energizado pela fonte, ou ainda, alguns autores, utilizam uma porcentagem da tensão de saída como parâmetro de projeto. Como um supercapacitor é conectado ao conversor, a ondulação de tensão nessa fonte não foi calculada no projeto, sendo considerada desprezível.

Para definir a ondulação de corrente no indutor, utiliza-se um valor percentual à corrente média de saída, porém, quanto menor a ondulação de corrente, maior será o tamanho físico do indutor. Optou-se por utilizar 30% de ondulação de corrente, valor esse que fica dentro de uma faixa de ondulação utilizada por diversos autores.

A potência do conversor foi definida através da potência do dinamômetro disponível no laboratório do nPEE/UDESC, que é de 1kW. Foi definido que o conversor deveria operar com o dobro da potência do dinamômetro para que fosse possível suportar sobrecargas longas, da ordem de segundos. Sendo assim, o conversor foi projetado para operar em 2kW. Apesar de não terem sido apresentados resultados, neste trabalho, utilizando o dinamômetro, a intenção é que esses resultados sejam expostos em artigos científicos.

A frequência de 40kHz foi escolhida para que os indutores não ficassem demasiado grandes e ainda fosse possível utilizar microcontrolador de baixo custo para realizar o controle e a modulação PWM. Não foram feitas análises detalhadas para a escolha da frequência de comutação.

O padrão de tensão alternada trifásica utilizado em Santa Catarina é de 380V, que retificado resulta em uma tensão de 537V no barramento CC do inversor. O conversor deve

ser capaz de operar com tensão maior que o barramento do inversor de tensão. Assim, foi escolhido então 600V, que é maior que 537V e menor que o nível de atuação do resistor de frenagem do inversor, que fica em torno de 620V.

A Tabela 4 apresenta todos os parâmetros de entrada, saída e de operação do conversor, que serão usados no projeto e especificação dos componentes passivos e ativos.

Tabela 4 - Parâmetros estabelecidos para o projeto do conversor CC-CC, bidirecional, de alto ganho, a indutor chaveado.

Parâmetros de projeto	
Tensão V_H - Barramento CC-CC do inversor	600 V
Tensão V_L mínima - Supercapacitor	90 V
Tensão V_L máxima - Supercapacitor	129 V
Frequência de comutação	40 kHz
Ondulação de corrente	30 %
Potência	2 kW

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.2 ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS COMPONENTES ATIVOS E PASSIVOS

Para o cálculo dos esforços nos semicondutores, é necessário conhecer o comportamento da corrente nos indutores.

Considerando que o conversor opera com potência de saída constante de 2kW e tensão de saída que varia de 90V até 129V, então, a corrente média na fonte V_L é:

$$I_{VLmed}(V_L) = \frac{P_o}{V_L} \quad (115)$$

onde:

I_{VLmed} = Corrente média na fonte de tensão V_L ;

P_o = Potência de saída do conversor;

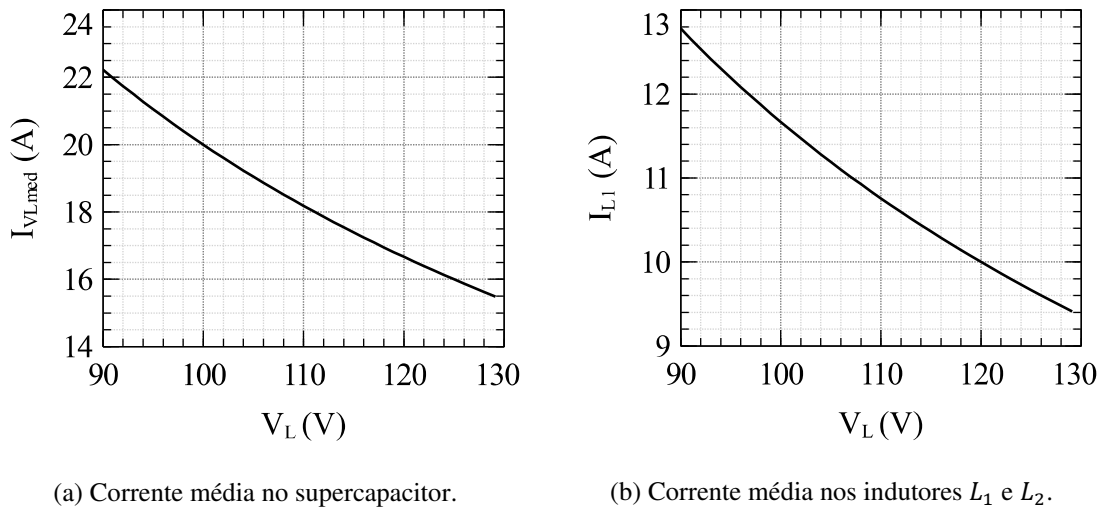
V_L = Tensão na fonte V_L .

A corrente média nos indutores I_{L1} e I_{L2} , que são iguais, é representada por:

$$I_{L1med} = I_{L2med} = \frac{I_{VLmed}}{(2 - D_{Buck})} \quad (116)$$

Os gráficos da Figura 42 expõem o comportamento da corrente média no supercapacitor e da corrente média nos indutores em função da tensão V_L , para uma potência constante de 2kW.

Figura 42 - Corrente de carga do supercapacitor e corrente média nos indutores em função da tensão V_L .



(a) Corrente média no supercapacitor.

(b) Corrente média nos indutores L_1 e L_2 .

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

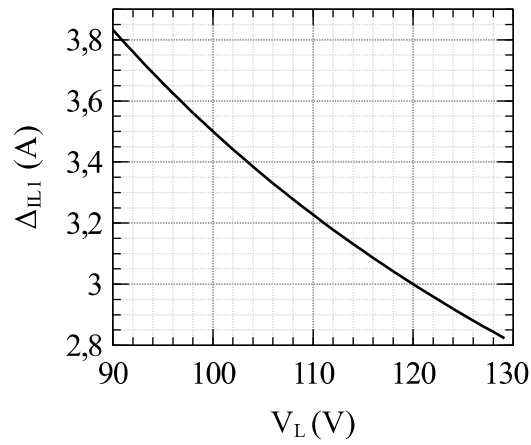
5.2.1 Cálculo da indutância e dos esforços de corrente no indutor

A ondulação de corrente no indutor é um valor percentual da corrente média no indutor e é representada por:

$$\Delta I_L(V_L) = \Delta I_{Lmax} \cdot I_{Lmed}(V_L) \quad (117)$$

Como o conversor foi projetado para uma potência de saída constante, a corrente média no indutor varia em função da tensão de saída. O comportamento da ondulação de corrente pode ser visto na Figura 43.

Figura 43 - Ondulação de corrente no indutor em função da tensão V_L , considerando uma taxa de ondulação constante de 30%.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

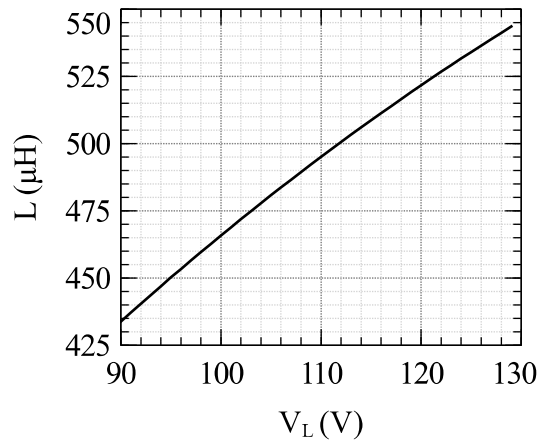
A amplitude da ondulação de corrente escolhida foi de 30% da corrente média máxima nos indutores, que acontece quando a tensão V_L é mínima, assim:

$$\Delta I_L(V_L) = 30\% \cdot 12,78A = 3,83 A \quad (118)$$

Utilizando o valor fixo de ondulação de corrente, foi feita a análise do comportamento da indutância necessária para que a ondulação não ultrapassasse o máximo em qualquer ponto de operação do conversor. Para a ondulação escolhida, o valor de indutância deve ser de 543μH, conforme o gráfico da Figura 44.

$$L(V_L) = \frac{V_L(1 - D_{Buck}(V_L))}{f_s \cdot \Delta I_L(90V)} \quad (119)$$

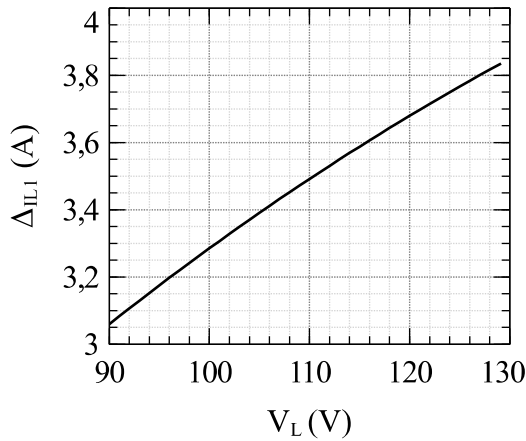
Figura 44 - Variação da indutância para ondulação de corrente constante em função da tensão V_L .



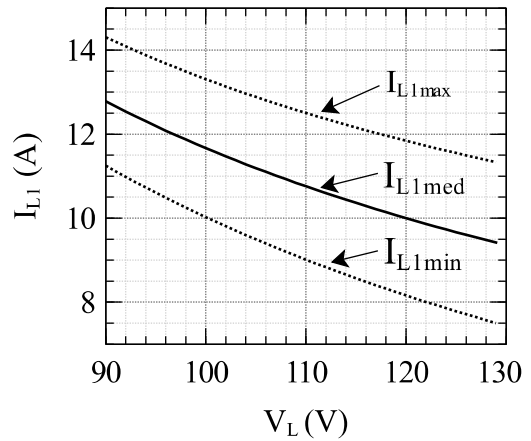
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Para a indutância escolhida, foi traçado o gráfico da Figura 45 (a), que mostra o valor da ondulação de corrente em função da variação da tensão V_L e o gráfico da Figura 45 (b), que mostra as correntes máxima, mínima e média nos indutores L_1 e L_2 .

Figura 45 - Ondulação de corrente no indutor de 543μH em função da tensão V_L .



(a) Ondulação de corrente em função da variação da tensão V_L



(b) Correntes máxima, mínima e média nos indutores L_1 e L_2 .

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

As correntes máxima e mínima para a tensão V_L de 90V são obtidas por:

$$I_{L1 \max}, I_{L2 \max}(90V) = I_{L \text{ med}}(90V) + \frac{\Delta I_L(90V)}{2} = 14,31 \text{ A} \quad (120)$$

$$I_{L1min}, I_{L2min}(90V) = I_{Lmed}(90V) - \frac{\Delta I_L(90V)}{2} = 11,36 \text{ A} \quad (121)$$

5.3 PROJETO FÍSICO DO INDUTOR

O projeto do físico do indutor foi executado com base na metodologia sugerida por (IVO BARBI, 2007).

Na Tabela 5 são definidas as especificações para o projeto do indutor.

Tabela 5 – Especificações para o projeto do indutor.

Parâmetros de projeto	
Indutância	543 μH
Frequência de comutação	40 kHz
Corrente máxima (I_{pk})	14,31 A
Indução máxima (B_{max})	0,35 T
Fator de ocupação da janela (k_w)	0,7
Densidade de corrente máxima (J_{max})	450 A/cm ²

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.3.1 Escolha do núcleo

O produto entre a área efetiva da perna central do núcleo (A_e) e a área da janela do núcleo (A_w), que será utilizado para a escolha do núcleo, é calculado através da seguinte equação:

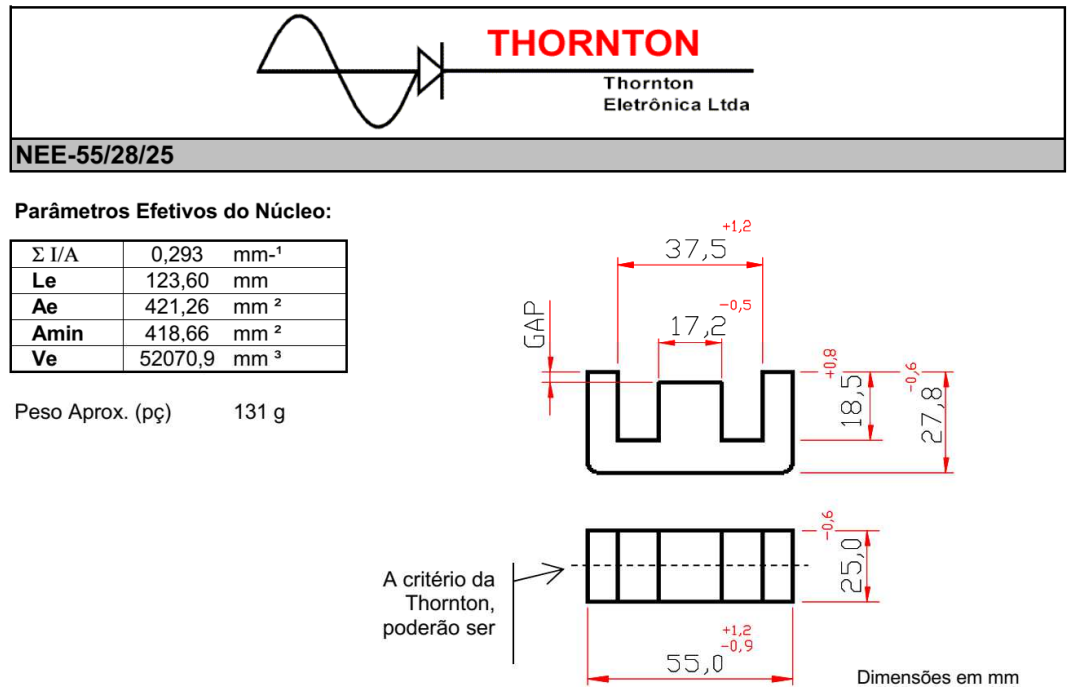
$$A_e A_w = \frac{2 \cdot L \cdot I_{pk}^2}{k_w \cdot B_{max} \cdot J} = 20,185 \text{ cm}^4 \quad (122)$$

Originalmente, a equação não tem o valor da indutância multiplicado por dois, mas, nesse caso, os indutores do conversor estão acoplados ao mesmo núcleo e são carregados em série, o que leva ao dobro da indutância durante a magnetização do indutor.

O núcleo escolhido foi o NEE-55/28/25 do fabricante Thornton por ser o maior núcleo disponível e de fácil acesso nos fornecedores locais de componentes eletrônicos. Para a escolha do núcleo, utilizou-se como critério que o fator $A_e A_w$ do núcleo deve ser maior ou

igual ao calculado e nesse caso, foi necessário associar dois núcleos em paralelo para satisfazer o critério.

Figura 46 – Dimensões do núcleo NEE-55/28/25



Fonte:(THORNTON, 2018).

O núcleo escolhido, possui as características apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 – Aspectos construtivos do núcleo.

Parâmetros de projeto	
Núcleo	NEE-55/28/25
A_e	421,26 mm ²
A_w	319,22 mm ²
Material	IP12E
Peso por peça	131 g

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A área de janela utilizada no projeto é a área do carretel. Como foram utilizados dois núcleos, a área da perna central do núcleo é o dobro da área de cada núcleo. Sendo assim, o fator $A_e A_w$ do núcleo escolhido é:

$$A_e A_w = 2.421,26 \text{ mm}^2 \cdot 319,22 \text{ mm}^2 = 26,90 \text{ cm}^4 \quad (123)$$

5.3.2 Cálculo do número de espiras e possibilidade de execução

O número de espiras pode ser calculado através da seguinte equação:

$$N_{ind} = \frac{2 \cdot L \cdot I_{pk}}{A_e \cdot B_{max}} = 52 \text{ espiras} \quad (124)$$

O número de espiras foi calculado para os indutores associados em série, sendo assim, cada indutor deve conter 26 espiras.

5.3.3 Escolha do entreferro

O entreferro é calculado através da seguinte equação:

$$l_{gap} = \frac{N_{ind}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{2 \cdot L} = 2,63 \text{ mm} \quad (125)$$

onde:

- l_{gap} = Comprimento do entreferro;
- μ_0 = Permeabilidade relativa do ar.

Como o núcleo utilizado é do tipo EE, o comprimento do entreferro deve ser dividido em dois.

5.3.4 Dimensionamento dos fios

A área de cobre do fio utilizado no enrolamento é calculada através da seguinte equação:

$$S_{cu} = \frac{I_{L1ef}}{J_{max}} = 2,8395 \text{ mm}^2 \quad (126)$$

onde:

- S_{cu} = Área de cobre do fio;
- I_{L1ef} = Corrente eficaz no enrolamento do indutor L_1 que é igual à do indutor L_2 .

Utilizando a tabela de fios de cobre esmaltados disponível em (IVO BARBI, 2007), o fio utilizado deve ser de 13 AWG. Por se tratar de um fio rígido, o fio de 13 AWG torna difícil a tarefa de executar o enrolamento manualmente, por isso, optou-se por utilizar quatro fios de 18 AWG em paralelo.

Para calcular a possibilidade de execução do núcleo, a seguinte equação foi utilizada:

$$k_{nucleo} = \frac{4 \cdot S_{cu_{isol}} \cdot N_{ind} + S_{isolante} \cdot N_{isolante}}{A_w \cdot k_w} = 0,94 \quad (127)$$

Onde:

- k_{nucleo} = Possibilidade de execução do enrolamento;
- $S_{cu_{isol}}$ = Área da seção transversal do fio considerando o verniz isolante;
- $S_{isolante}$ = Área da seção transversal da fita isolante utilizada entre os enrolamentos;
- $N_{isolante}$ = Número de voltas de fita isolante.

A possibilidade de execução do núcleo expõe a relação entre a área ocupada pelos condutores e isolantes e a área da janela do carretel. Se o fator for menor que um, é possível a construção do enrolamento.

5.3.5 Perdas nos indutores

As perdas nos indutores são divididas em perdas nos enrolamentos e perdas no núcleo.

As perdas no núcleo foram calculadas através do gráfico de perdas por unidade de massa do núcleo, disponível no *datasheet* do material IP12R da Thorton. A variação da indução no núcleo quando o conversor opera em potência máxima e tensão V_L de 90 V, é de 0,076 T, ou ainda, 759 Gauss. Nessa condição, a perda no núcleo é de 4mW/g e, como o núcleo é constituído de 4 peças de 131g, as perdas são de 2,096W.

As perdas nos enrolamentos são calculadas através da seguinte equação:

$$P_{cobre} = \left(\frac{I_{Lef}(90V)}{4} \right)^2 \cdot N_{ind} \cdot l_{esp} \cdot \rho_{cobre} \cdot 4 \quad (128)$$

Onde:

- $I_{Lef}(90V)$ = Corrente eficaz nos enrolamentos do indutor para tensão de saída de 90V;
- N_{ind} = Número de espirados do indutor;
- l_{esp} = Comprimento médio de uma espira;
- ρ_{cobre} = Resistividade do fio de cobre de 18AWG.

Resolvendo a equação (128) obtém-se:

$$P_{cobre} = \left(\frac{12,778A}{4} \right)^2 \cdot 52 \cdot 12,5cm \cdot 0,028 \frac{\Omega}{cm} \cdot 4 = 7,43W \quad (129)$$

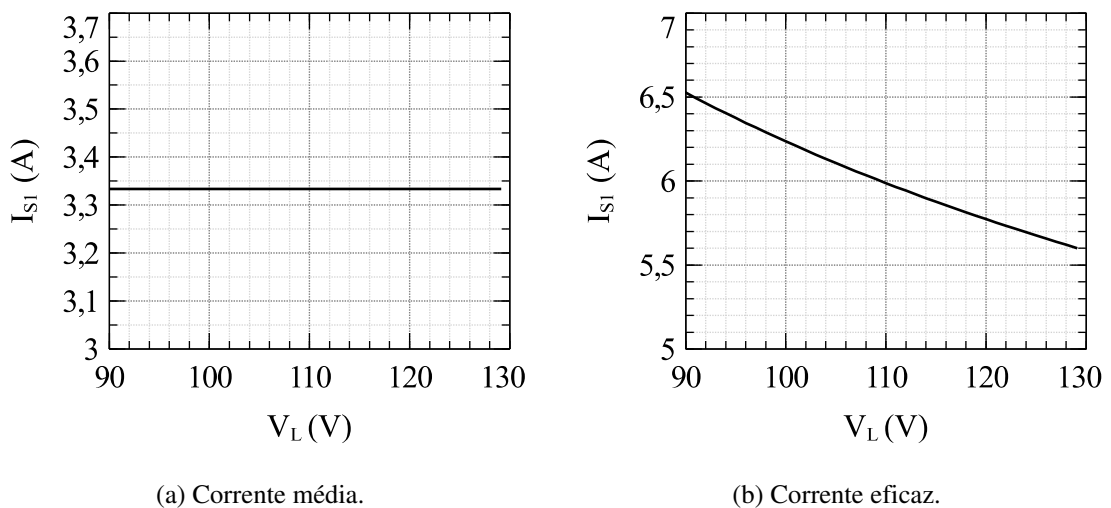
As perdas totais nos indutores são de 9,53W.

5.4 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS SEMICONDUTORES

Nesta subseção, são expostos os esforços de tensão e corrente nos interruptores que compõem o conversor, essas, grandezas indispensáveis na escolha dos interruptores, assim como, para os cálculos de perdas. Todos os gráficos estão representados em função da variação de tensão do supercapacitor, representado como V_L .

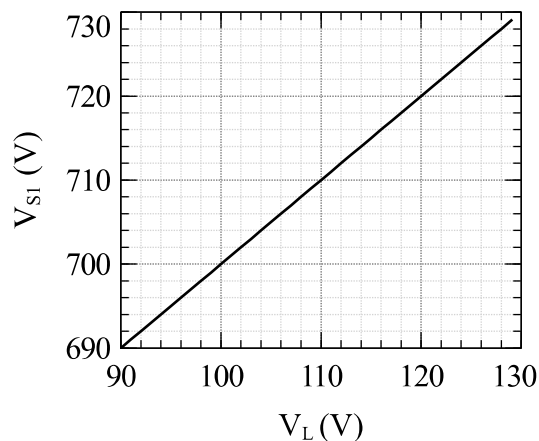
Na Figura 47, estão apresentados os gráficos que representam as correntes média e eficaz no interruptor S_1 , calculadas a partir das equações (45) e (50), respectivamente. Na Figura 48, está exposto o gráfico de tensão máxima sobre o interruptor S_1 .

Figura 47 - Corrente média e eficaz no interruptor S_1 em função da tensão V_L .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

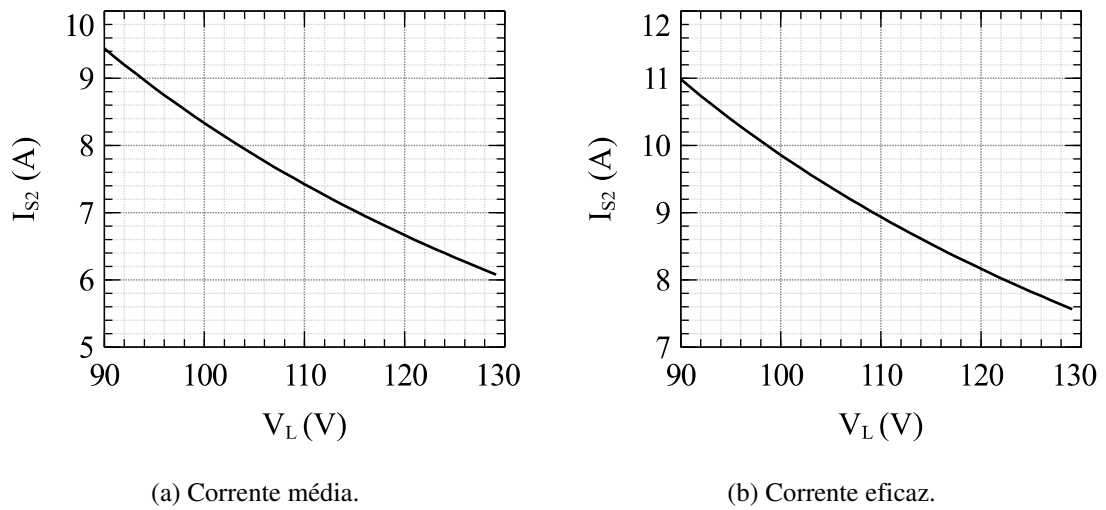
Figura 48 - Tensão máxima no interruptor S_1 em função da tensão V_L .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

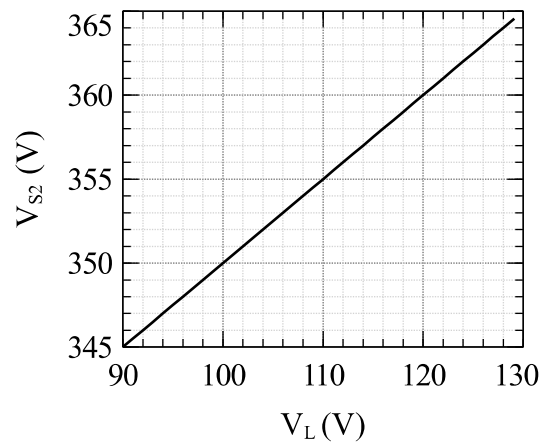
Na Figura 49, estão expostos os gráficos que representam as correntes média e eficaz nos interruptores S_2 e S_3 , que são iguais, calculadas a partir das equações (47) e (53), respectivamente. Na Figura 50, está exposto o gráfico de tensão máxima sobre os interruptores S_2 e S_3 .

Figura 49 - Corrente média e eficaz nos interruptores S_2 e S_3 em função da tensão V_L .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 50 - Tensão máxima nos interruptores S_2 e S_3 em função da tensão V_L .



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.4.1 Escolha dos interruptores

A escolha dos interruptores foi feita com base nos esforços máximos calculados nas subseções anteriores. Os esforços máximos nos semicondutores podem ser vistos na Tabela 7.

Optou-se por utilizar MOSFETs de carbeto de silício por apresentar melhores características de comutação e condução, se comparadas às tecnologias de MOSFETs de silício e IGBTs, reduzida corrente de recuperação dos diodos intrínsecos e por ser uma tecnologia recente no mercado.

Tabela 7 – Esforços máximo de tensão e corrente nos interruptores S_1 , S_2 e S_3 .

Interruptor	Tensão Máxima (V)	Corrente Média (A)	Corrente Eficaz (A)	Corrente de pico (A)
S_1	729	3,33	6,53	14,31
S_2 e S_3	365	9,44	10,99	14,31

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Dentre os interruptores disponíveis para utilização, estão os modelos de 1200V e 650V do fabricante STMicroelectronics. Para o interruptor S_1 , foi utilizado o interruptor de 1200V e para os interruptores S_2 e S_3 os interruptores de 650V. Os interruptores selecionados possuem valores de tensão e corrente maior que o calculado para que possam suportar picos de tensão e corrente que possam ocorrer devido aos componentes parasitas presentes no circuito.

As principais características dos interruptores selecionados podem ser vistas na tabela Tabela 8 e na Tabela 9.

Tabela 8 – Características do interruptor S_1 .

Modelo	SCT30N120
Tensão máxima de bloqueio (Vds)	1200 V
Corrente contínua de dreno Id (a 100°C)	34 A
Resistencia Dreno-source Rds(on)	0,100 Ω
Energia dissipada na entrada em condução (E_{on}), para Id=13,36A	314 μ J
Energia dissipada no bloqueio (E_{off}) para Id=14,30A	205 μ J

Fonte: Fonte: Elaborado pelo autor com referência em (STMICROELECTRONICS, 2017) e (STMICROELECTRONICS, 2018).

O interruptor S_1 entra em condução quando o valor da ondulação de corrente é mínimo, dessa maneira, foi utilizado o valor de corrente calculado através da equação (121) para encontrar o valor de E_{on} do interruptor S_1 . O interruptor S_1 sai de condução quando o valor da ondulação de corrente é máximo, dessa maneira, foi utilizado o valor de corrente calculado através equação (120) par encontrar o valor de E_{off} do interruptor S_1 .

O interruptor S_2 entra em condução quando o valor da ondulação de corrente é máximo, dessa maneira, foi utilizado o valor de corrente calculado através equação (120) par encontrar o valor de E_{on} do interruptor S_2 . O interruptor S_2 sai de condução quando o valor da ondulação de corrente é mínimo, dessa maneira, foi utilizado o valor de corrente calculado através equação (121) par encontrar o valor de E_{off} do interruptor S_2 .

Tabela 9 – Características dos interruptores S_2 e S_3 .

Modelo	SCTW100N65G2AG
Tensão máxima de bloqueio (Vds)	650 V
Corrente contínua de dreno Id (a 100°C)	70 A
Resistencia Dreno-source Rds(on)	0,043 Ω
Energia dissipada na entrada em condução (E_{on}), para Id=13,36A	230 μ J
Energia dissipada no bloqueio (E_{off}) para Id=14,30A	120 μ J

Fonte: Fonte: Elaborado pelo autor com referência em (STMICROELECTRONICS, 2017) e (STMICROELECTRONICS, 2018).

5.4.1.1 Perdas de condução e comutação

As perdas nos MOSFETs foram calculadas através das equações a seguir:

$$P_{Cond_MOS}(V_L) = R_{DSon} \cdot I_{Seff}(V_L)^2 \quad (130)$$

$$P_{SW_MOS}(V_L) = f_s(E_{on} + E_{off}) \quad (131)$$

onde:

- $P_{Cond_MOS}(V_L)$ = Perda de condução do MOSFET em função da tensão V_L ;
- R_{DSon} = Resistência de condução do MOSFET;
- $I_{Seff}(V_L)$ = Corrente eficaz no interruptor;
- $P_{SW_MOS}(V_L)$ = Perdas de comutação o interruptor;
- E_{on} = Energia dissipada durante a transição da entrada em condução o interruptor;

- E_{off} = Energia dissipada durante a transição para o bloqueio o interruptor.

As perdas foram calculadas para o ponto de operação do conversor onde ocorrem maiores perdas, e essa condição acontece quando a tensão V_L é de 90V.

As perdas no interruptor S_1 são:

$$P_{Cond_MOS1}(90V) = 0,1\Omega \cdot (6,53A)^2 = 4,26 \text{ W} \quad (132)$$

$$P_{SW_MOS1}(90V) = 40 \text{ kHz} (314 \mu J + 205 \mu J) = 20,80 \text{ W} \quad (133)$$

$$P_{TOT_MOS1} = P_{Cond_MOS1}(90V) + P_{SW_MOS1}(90V) = 25,06 \text{ W} \quad (134)$$

As perdas no interruptor S_2 e S_3 são:

$$P_{Cond_MOS2e3}(90V) = 0,043\Omega \cdot (10,99A)^2 = 5,21 \text{ W} \quad (135)$$

$$P_{SW_MOS2e3}(90V) = 40 \text{ kHz} (230 \mu J + 120 \mu J) = 14,00 \text{ W} \quad (136)$$

$$P_{TOT_MOS2e3} = P_{Cond_MOS2e3}(90V) + P_{SW_MOS2e3}(90V) = 19,21 \text{ W} \quad (137)$$

5.4.1.2 Cálculo dos dissipadores de calor

Para os cálculos dos dissipadores de calor, foram utilizadas as perdas calculadas na subseção anterior.

O protótipo foi constituído por uma carcaça plástica feita de PETG, que tem seu ponto de amolecimento em torno de 85°C. Caso o dissipador encoste na carcaça, sua temperatura não pode ser maior que 85°C. Por isso, essa foi a temperatura escolhida para o ponto máximo de operação do dissipador.

O protótipo foi projetado para operar com temperatura ambiente de 50°C.

A equação utilizada para calcular as resistências térmicas dos dissipadores foi:

$$Rth_{da} = \frac{T_{diss} - T_{amb}}{P_{TOT_MOS}} \quad (138)$$

onde:

- Rth_{da} = Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente;
- T_{diss} = Temperatura do dissipador;
- T_{amb} = Temperatura ambiente;

- P_{TOT_MOS} = Perdas totais o interruptor.

Os interruptores S_1 e S_3 foram montados sobre o mesmo dissipador, sendo assim, a resistência térmica desse dissipador deve ser menor ou igual a:

$$Rth_{da_S1,S3} = \frac{T_{diss} - T_{amb}}{P_{TOT_MOS1} + P_{TOT_MOS2e3}} = \frac{85^\circ C - 50^\circ C}{25,06W + 19,21W} = 0,79 \frac{^\circ C}{W} \quad (139)$$

Foi utilizado isolante de silicone para a fixação dos interruptores nos dissipadores e esse isolante possui resistência térmica de $2,53 \text{ } ^\circ C/W$ para o encapsulamento TO-247. A temperatura calculada na junção dos interruptores S_1 e S_3 é:

$$Tj_{S1} = T_{diss1} + P_{TOT_MOS1}(Rth_{jcMOS1} + Rth_{cdMOS1}) = 165^\circ C \quad (140)$$

$$Tj_{S2} = T_{diss2} + P_{TOT_MOS2e3}(Rth_{jcMOS2e3} + Rth_{cdMOS2e3}) = 142^\circ C \quad (141)$$

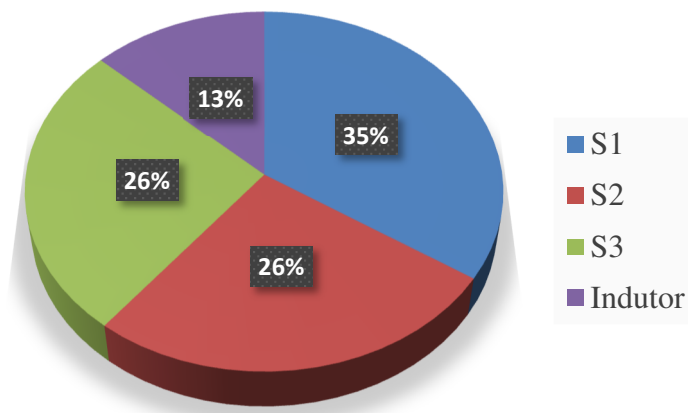
$$Tj_{S3} = T_{diss1} + P_{TOT_MOS2e3}(Rth_{jcMOS2e3} + Rth_{cdMOS2e3}) = 142^\circ C \quad (142)$$

A temperatura máxima permitida na junção dos MOSFETs é de $200^\circ C$.

5.5 PERDAS TOTAIS DO CONVERSOR

As perdas totais do conversor são compostas pelas perdas nos interruptores e as perdas nos indutores. A distribuição das perdas pode ser vista na Figura 51.

Figura 51 – Distribuição das perdas no conversor.

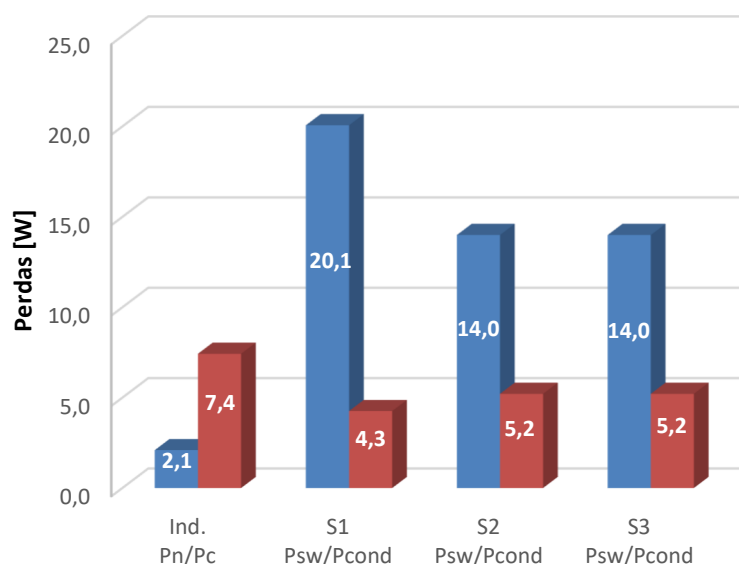


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

As perdas totais estimadas para o conversor operando em potência nominal e tensão de saída de 90 V são de 73W. O rendimento estimado é de 96,48%.

A Figura 52 mostra a distribuição das perdas nos componentes do conversor.

Figura 52 – Distribuição das perdas nos componentes.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Onde:

- P_n = Perdas no núcleo;
- P_c = Perdas no cobre;
- P_{sw} = Perdas de comutação;
- P_{cond} = Perdas de condução.

As perdas estimadas são iguais para os modos de operação *Buck* e *Boost*.

5.6 CIRCUITOS AUXILIARES E DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Esta subseção descreve os circuitos auxiliares e de condicionamento de sinais.

5.6.1 Fontes auxiliares

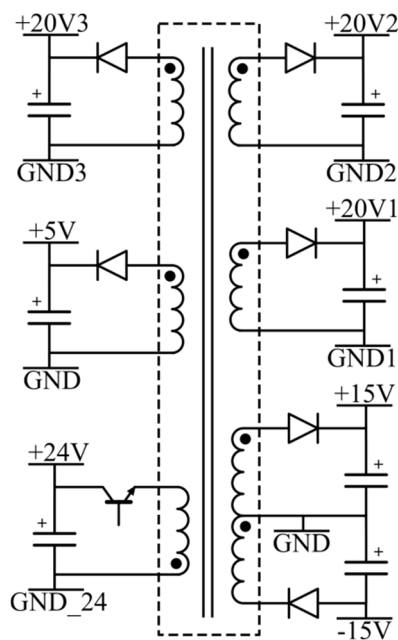
A fonte auxiliar da Figura 53, utilizada para a alimentação dos circuitos do conversor, é um conversor CC-CC do tipo “*Flyback*”, isolado entre a entrada e as saídas. O conversor é

alimentado em 24V e possui saídas de +5V, +15V e -15V com o GND em comum e mais três fontes de +20V isoladas entre si e das demais fontes.

A fonte de +5V é utilizada para alimentar a placa do microcontrolador, as fontes de +/- 15V são utilizadas para alimentar os amplificadores operacionais e as três fontes isoladas de +20V alimentam os “*gate drivers*”.

As fontes de +/- 15V passam por um circuito regulador com diodos zener para criar fontes de +/- 10V de baixo ruído para alimentação dos amplificadores operacionais, que pode ser visto na Figura 54.

Figura 53 – Diagrama simplificado e imagem da fonte auxiliar.

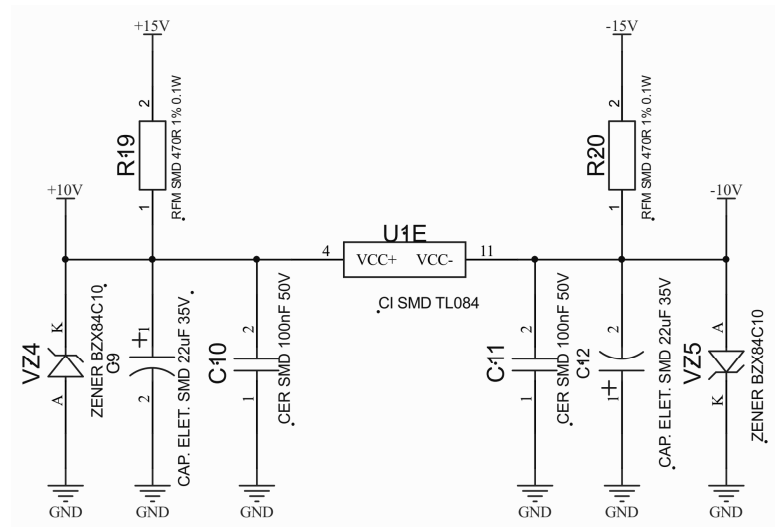


(a) Diagrama simplificado da fonte auxiliar.

(b) Imagem da fonte auxiliar

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 54 – Circuito da fonte de +/-10V para os amplificadores operacionais.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.6.2 Microcontrolador

Foi utilizada uma placa de desenvolvimento comercializada como ARM STM32® ou *Bluepill*. A placa é dotada de um microcontrolador, osciladores, regulador de tensão e botão de reset. A programação pode ser feita pela porta USB via *Bootloader* ou através de um programador/depurador via uma porta serial dedicada. Neste trabalho, foi utilizado o programador/depurador ST-Link/V2. A foto da placa de desenvolvimento pode ser vista na Figura 55.

Figura 55 – Placa de desenvolvimento ARM STM32.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Foi utilizado o ambiente de desenvolvimento μ Vision5® do fabricante Keil® para o desenvolvimento do programa.

A placa utiliza o microcontrolador STM32F103C8T6, cujas principais características são apresentadas na Tabela 10.

Tabela 10 – Principais características do microcontrolador STM32F103C8T6.

Atributo	Valor
Núcleo	ARM Cortex M3
Máxima frequência de <i>clock</i>	75 MHz
Resolução dos A/D	12 bits
Tempo de conversão do A/D	1 μ s
Resolução máxima do PWM	16 bits

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.6.3 Circuitos de medição de tensão

No conversor proposto, são medidas as tensões das fontes V_L e V_H . Essas duas fontes não possuem os GNDs em comum e o circuito do microcontrolador é referenciado a fonte V_H .

Para a medição da tensão da fonte V_L foi utilizado o circuito da Figura 56, que utiliza um amplificador operacional funcionando como amplificador diferencial. O circuito é referenciado a fonte V_H e mede a diferença entre os terminais positivo e negativo da fonte V_L , mesmo estando em potenciais diferentes da fonte V_H .

O circuito é dotado, também, de filtros de modo comum e diferencial, para suprimir ruídos presentes no circuito. Os filtros foram sintonizados em frequências maiores que a dinâmica das malhas de tensão medidas e, por isso, a dinâmica desse circuito foi desprezada no cálculo dos controladores.

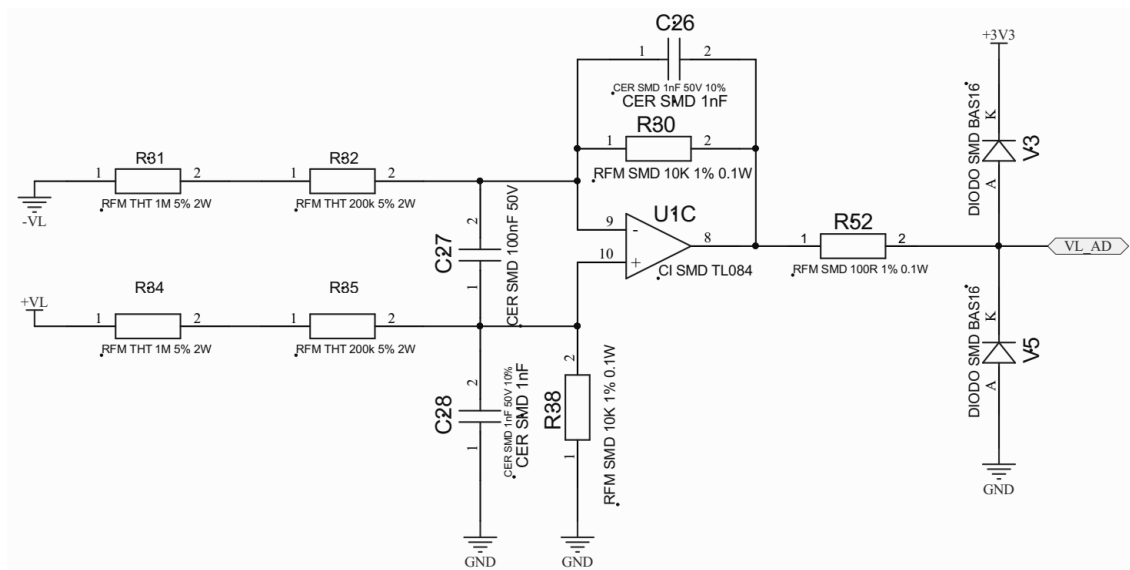
O resistor e os diodos na saída de todos os amplificadores operacionais têm a função de grampear possíveis tensões com amplitude maior que a suportada pelo conversor A/D (Analógico para Digital).

As características do circuito podem ser vistas na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros do circuito de medição da tensão V_L .

Parâmetro	Magnitude
Faixa de medição de tensão diferencial	0 V à 396 V
Máxima tensão de modo comum	1000 V
Ganho de tensão	8,33 mV/V

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 56 – Circuito de medição da tensão V_L .

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

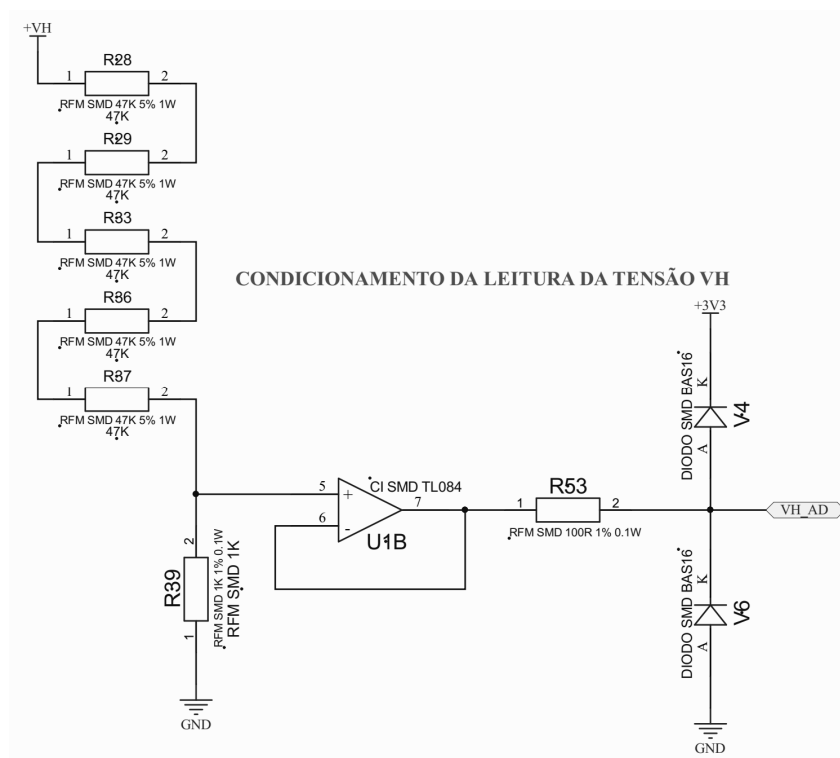
O circuito utilizado para medir a tensão da fonte V_H é formado por um circuito divisor de tensão e um amplificador operacional como seguidor de tensão, além de diodos de grampeamento para +3V3 e GND. O circuito pode ser visto na Figura 57.

As características do circuito podem ser vistas na Tabela 12.

Tabela 12 – Parâmetros do circuito de condicionamento da tensão V_H .

Parâmetro	Magnitude
Faixa de medição	0 V à 778,80 V
Ganho de tensão	4,24 mV/V

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 57 – Circuito de condicionamento da tensão V_H .

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.6.4 Circuito de medição de corrente

O transdutor de corrente escolhido para o sensoriamento da corrente de carga e descarga do supercapacitor é o HLSR 32-P produzido pela LEM. Trata-se de um sensor de efeito *Hall* com as características apresentadas na Tabela 13.

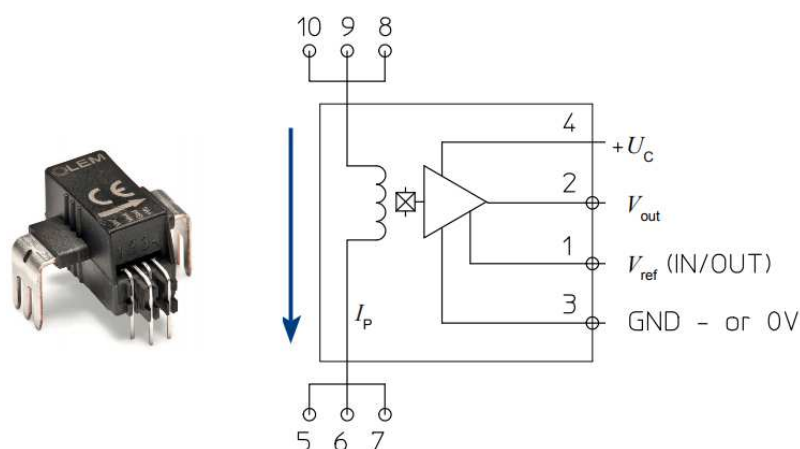
Tabela 13 – Características do sensor de corrente.

Parâmetro	Magnitude
Faixa de medição de corrente	+/- 80 A
Alimentação	5 V
Tensão de referência	2,5 V
Ganho	25 mV/A
Banda passante	400 kHz

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A imagem do sensor e o diagrama simplificado, podem ser vistos na Figura 58.

Figura 58 – Sensor *Hall* de corrente LEM HLSR 32-P.

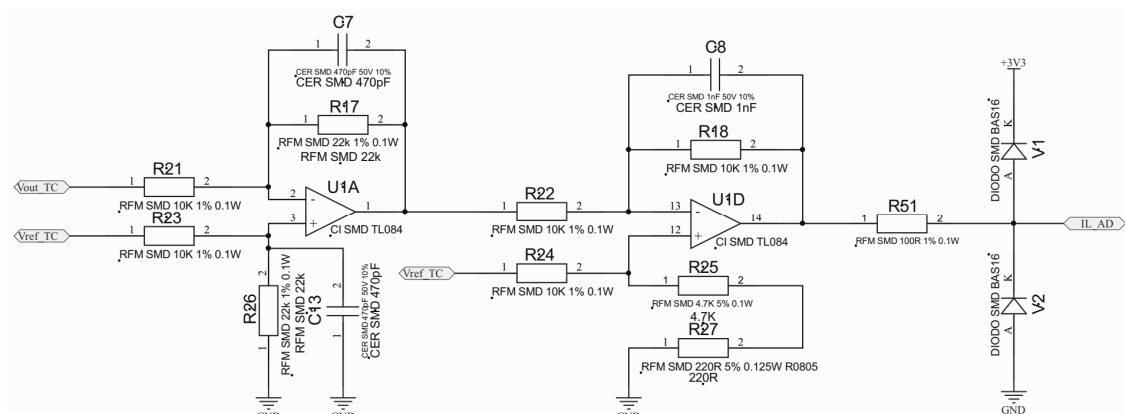


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

O primeiro estágio do condicionamento do sinal do sensor de corrente utiliza um amplificador diferencial que mede a diferença de tensão entre os pinos V_{out} e o pino V_{ref} . Quando a corrente medida é nula, a tensão dos pinos V_{out} e V_{ref} são de 2,5V, dessa maneira, a tensão na saída do amplificador diferencial é zero.

O segundo estágio inverte o sinal do sensor e soma um *offset* de 1,65V ao sinal de corrente, que é a metade da tensão do A/D. Essa estratégia foi utilizada para que tensões menores que 1,65V indiquem corrente negativa, e maiores que 1,65V, positiva.

Figura 59 – Circuito de condicionamento do sensor de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Tabela 14 – Parâmetros do circuito de condicionamento do sinal de medição de corrente.

Parâmetro	Magnitude
Faixa de medição de corrente	+/- 30 A
Corrente nula	1,65 V
Ganho	55 mV/A

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

O circuito é dotado, também, de filtros de modo comum, para suprimir ruídos presentes no circuito, assim como, impedir que frequências de ordem maior que as de interesse sejam medidas pelo sistema. Os filtros foram sintonizados em frequências maiores que a dinâmica das malhas de corrente medidas e, por isso, a dinâmica desse circuito foi desprezada no cálculo dos controladores.

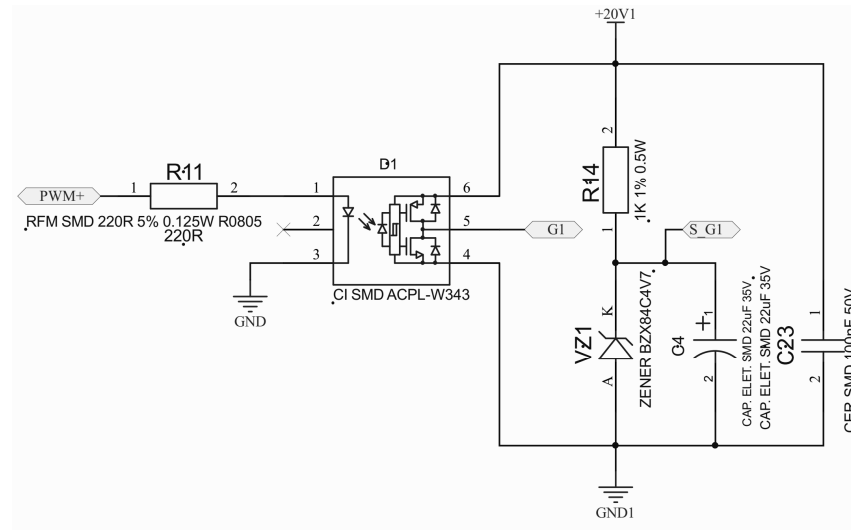
5.6.5 *Gate driver*

A mesma configuração de circuito de *gate driver* foi utilizada para o acionamento dos três interruptores do circuito. Cada circuito de *gate driver* possui sua fonte isolada.

O projeto do *gate driver* foi executado com base no *application note* (ABBATELLI; BRUSCA; CATALISANO, [s.d.]). O autor sugere que para um desempenho ótimo o interruptor, deve ser aplicado 20V para a entrada em condução e uma tensão entre -2V e -6V para o bloqueio. A fonte disponível para a alimentação do circuito é de 20V e foi selecionado uma fonte de -4,7V para o bloqueio o interruptor. Esta tensão negativa foi utilizada com o intuito de prevenir possíveis acionamento indevidos, pois quanto mais próximo de 0V maior a chance de acionamentos involuntários.

O circuito foi alimentado com 20V. Uma fonte de 4,7V foi criada a partir de um regulador de tensão com diodo zener, como pode ser visto na Figura 60. O polo positivo da fonte de 4,7V foi conectado ao *source* do MOSFET e o *gate* na saída do *gate driver*. Essa configuração faz com que quando na saída G1 do CI (Circuito Integrado) tenha 20V, seja aplicado 15,3V no *gate* do MOSFET, e quando tiver 0 V em G1 seja aplicado -4,7V.

Figura 60 – Circuito de *gate driver* dos MOSFETs.



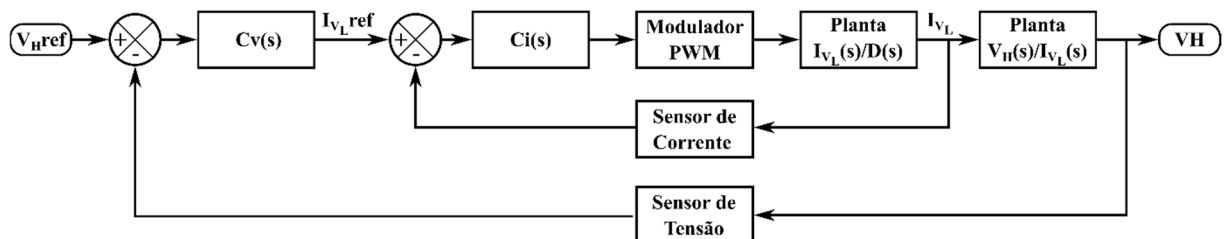
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Foi utilizado resistor de *gate* de 68Ω , que é dez vezes maior que o resistor utilizado nos ensaios dos parâmetros do datasheet. Esse valor foi utilizado para diminuir a velocidade de comutação dos interruptores, evitando assim, possíveis interferências eletromagnéticas e/ou sobretensões no circuito durante a operação.

5.7 PROJETO DOS CONTROLADORES

A tensão V_H pode ser controlada através do valor médio da corrente I_{V_L} , que carrega ou descarrega o supercapacitor. Neste caso é, necessário o emprego de dois controladores, a realização de duas malhas de controle, uma externa de tensão e uma interna de corrente. Na malha interna é utilizado um controlador da corrente I_{V_L} e a referência de corrente deste controlador é obtida pelo controlador da malha externa, que controla o valor da tensão da fonte V_H . Na Figura 61, é apresentado o diagrama de controle utilizado.

Figura 61 - Diagrama de controle de tensão e corrente do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

No projeto de controle de conversores estáticos, ou de qualquer tipo de controlador, devem ser observados alguns critérios para que sejam garantidas a estabilidade e a resposta adequada do sistema em malha fechada.

Para os conversores estáticos, no projeto dos controladores no domínio da frequência, a definição da frequência de cruzamento por zero (f_c) é limitada teoricamente a um valor inferior à metade da frequência de comutação (f_s). Na prática, entretanto, normalmente este ponto é definido pelo menos a $f_s/4$. Essa relação sugere que quanto maior a frequência de comutação do conversor, mais alta pode ser a frequência de cruzamento em malha aberta e, portanto, mais rápida será a resposta do controlador tanto para o seguimento de uma referência quanto à rejeição das perturbações (IVO BARBI, 2007).

Em (IVO BARBI, 2007), é sugerida a limitação prática de f_c a um quarto da frequência de comutação ($f_s/4$). Além disso, a inclinação da curva de ganho nesta frequência deve ser -20 dB/dec . A margem de fase do conversor deve estar entre 45° e 90° . A margem de fase reduzida leva o sistema a apresentar um elevado valor de sobressinal, por outro lado uma margem de fase muito elevada leva o sistema a ter uma resposta transitória mais lenta.

Para que o conversor apresente um erro estático reduzido, deve-se adicionar um polo na origem (integrador). Assim, o ganho de malha aberta será elevado em baixas frequências, o que elimina o erro para referências constantes (IVO BARBI, 2007).

Os parâmetros de amostragem necessários para o projeto dos controladores podem ser vistos na Tabela 15.

Tabela 15 – Parâmetros das amostragens de tensão e corrente.

Parâmetro	Magnitude
Frequência de amostragem da leitura de corrente	40 kHz
Número de amostras da leitura de corrente	8
Frequência de amostragem da leitura de tensão	40 kHz
Número de amostras da leitura de tensão	8
Frequência de atualização do controle	10 kHz

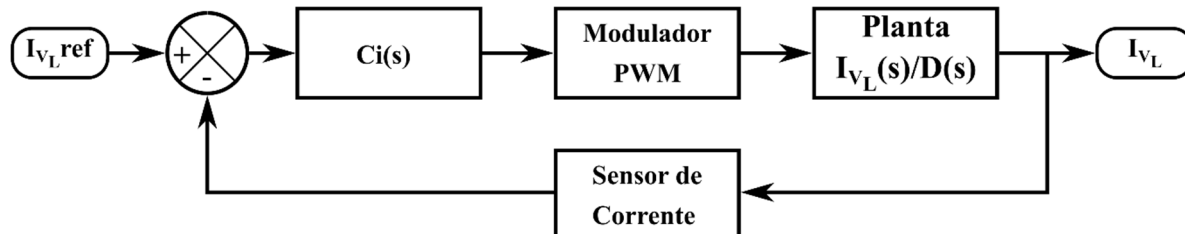
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.7.1 Projeto do controlador de corrente

No conversor, a corrente do indutor pode ser controlada através do ajuste adequado da razão cíclica. Na Figura 62, é apresentada a estrutura de controle utilizada para este fim.

A planta da corrente do indutor em relação à razão cíclica é representada pela equação (113). Esta planta apresenta dois polos e um zero.

Figura 62- Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

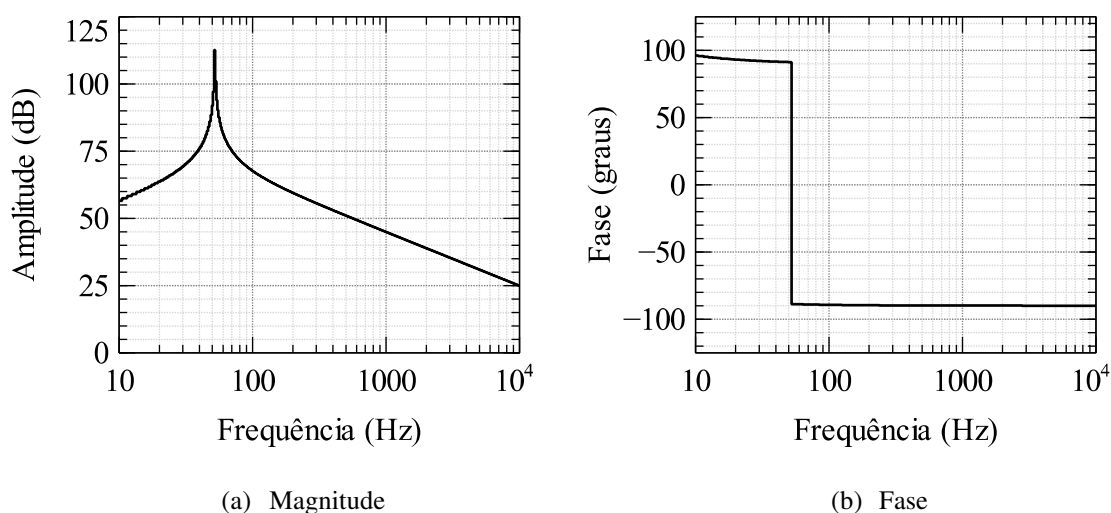
O objetivo no projeto do controlador de corrente $Ci(s)$ é manter a margem de fase da FTLA (Função de Transferência de Laço Aberto) do conjunto controlador, modulador, planta e sensor, dentro dos limites necessários para que se alcance a estabilidade do sistema em malha fechada.

Para conhecer a resposta do sistema em malha fechada no domínio da frequência, o projeto do controlador parte da análise da FTLA.

O diagrama de Bode é obtido substituindo os valores dos componentes passivos definidos no projeto do conversor na equação (113).

O diagrama de bode da FTLA da planta $I_{V_L}(s)/D(s)$ pode ser visto na Figura 63.

Figura 63– Diagrama de bode da FTLA da planta $I_{V_L}(s)/D(s)$ do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Como observado previamente na equação (113) e agora no diagrama de Bode da Figura 63, a planta possui dois polos sobre o eixo $j\omega$ e um zero bem próximo da origem.

A ação do zero na origem faz com que o ganho tenha um incremento de 20 dB/dec e fase de 90° até encontrar os polos, quando sua ação faz com que a planta passe a decair com 20 dB/dec e fase de -90° . A frequência dos polos pode ser calculada através da seguinte equação:

$$f_p = \frac{D}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 \cdot L_1 \cdot C_H}} = 52,21 \text{ Hz} \quad (143)$$

5.7.1.1 Estrutura do controlador

Para que a planta tenha um elevado ganho em baixas frequências acrescenta-se um polo na origem no controlador $Ci(s)$, que é o nome dado ao controlador da corrente I_{V_L} . O ganho alto em baixas frequências é utilizado para que o sistema tenha erro nulo em regime permanente para referências constantes.

Entretanto, essa estratégia faz com que o ganho da FTLA da planta $Ci(s) \cdot \frac{I_{V_L}(s)}{D(s)}$ passe a decair com 40 dB/dec , após a frequência dos polos, e a fase tenda a -180° .

É importante lembrar que um dos critérios de estabilidade é que a margem de fase fique entre 45° e 90° .

Neste trabalho, utilizou-se uma metodologia de projeto mais conservadora, onde o zero é alocado na mesma frequência dos polos. Outras metodologias existentes na literatura podem ser aplicadas, desde que a margem de fase seja garantida.

Nesta etapa do projeto, o controlador tem a seguinte estrutura:

$$Ci(s) = \frac{\frac{s}{\omega_p} + 1}{s} \quad (144)$$

onde:

ω_p – Frequência dos polos de $I_{V_L}(s)/D(s)$.

Um segundo polo foi acrescentado na sua função de transferência. Optou-se por alocar este polo na mesma frequência da comutação do conversor, pois não interfere no controle do conversor e ainda aumenta a robustez do sistema contra ruídos.

Com o novo polo, o controlador passa a ter a seguinte estrutura:

$$Ci(s) = \frac{\frac{s}{\omega_p} + 1}{s \left(\frac{s}{\omega_{sw}} + 1 \right)} \quad (145)$$

onde:

ω_{sw} – Frequência de comutação do inversor em rad/s

Reorganizando a equação na forma canônica, tem-se:

$$Ci(s) = \frac{\frac{1}{\omega_p} s + 1}{\frac{1}{\omega_{sw}} s^2 + s + 0} = \frac{B2 + B1 + B0}{A2 + A1 + A0} \quad (146)$$

5.7.1.2 Atrasos de conversão e ganhos do circuito

Para que o compensador possa atuar corretamente, todos os ganhos do sistema devem ser levados em consideração. Referente ao circuito, o ganho da planta, do controlador, do sensor de corrente e do modulador PWM foram levados em consideração nos cálculos. Os ganhos digitais do sensor de corrente e do modulador PWM são:

$$K_{dig_{IL}} = \frac{0,055 \text{ mV/A}}{\frac{1,65V}{2048 \text{ bits}}} = 68,27 \text{ bits/A} \quad (147)$$

$$K_{PWM} = \frac{1}{1800} = 0,00056 \quad (148)$$

Tratando-se de um sistema que foi implementado digitalmente, foi também levado em consideração o atraso decorrente da amostragem do conversor A/D da leitura de corrente. O efeito da amostragem gera uma redução considerável na margem de fase do sistema, mas não interfere no ganho (BUSO; MATTAVELLI, 2006). O atraso pode ser representado pela seguinte equação:

$$S_d(s) = e^{-s \frac{T_a \cdot N_a}{2}} \quad (149)$$

onde:

- T_a = Período de amostragem;
- N_a = Número de amostragens.

Apesar de ser um termo racional, não possui descrição racional exata. Para uma descrição racional aproximada, pode-se utilizar a aproximação de Padé (BUSO;

MATTAVELLI, 2006). Para esse atraso, a aproximação de Padé de primeira ordem é dada por:

$$S_d(s) \approx \frac{1 - s \frac{T_a \cdot N_a}{4}}{1 + s \frac{T_a \cdot N_a}{4}} = -\frac{s - 4 \cdot F_a \cdot N_a}{s + 4 \cdot F_a \cdot N_a} \quad (150)$$

onde:

- F_a = Frequência de amostragem.

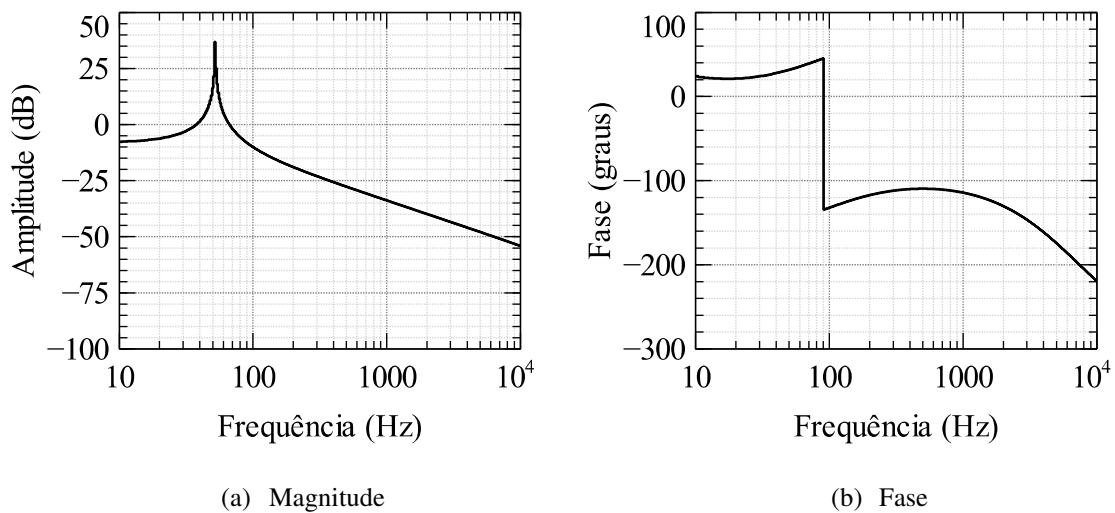
5.7.1.3 Cálculo do ganho proporcional

Após a compensação dos efeitos dos polos e do zero do sistema e da garantia que a margem de fase respeite os limites pré-estabelecidos, é aplicado um ganho proporcional no controlador. Este ganho tem a função de definir qual região no domínio da frequência irá atenuar ou amplificar os sinais provenientes da entrada do sistema.

Nos gráficos da Figura 64, podem ser vistos o ganho e a fase da FTLA da seguinte planta:

$$\frac{I_{V_L}(s)}{D(s)} \cdot Ci(s) \cdot Kdig_{IL} \cdot K_{PWM} \cdot S_d(s) \quad (151)$$

Figura 64– Diagrama de bode do sistema de controle da corrente em malha aberta, considerando a planta, o controlador, os ganhos de medição e do modulador, bem como do atraso de amostragem.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

O ganho proporcional foi calculado para que o sistema tivesse ganho em dB unitário uma década abaixo da frequência de atualização do controle. A corrente é amostrada na frequência de 40kHz, mas como o controle é atualizado em 10kHz, se considera uma média de quatro amostras.

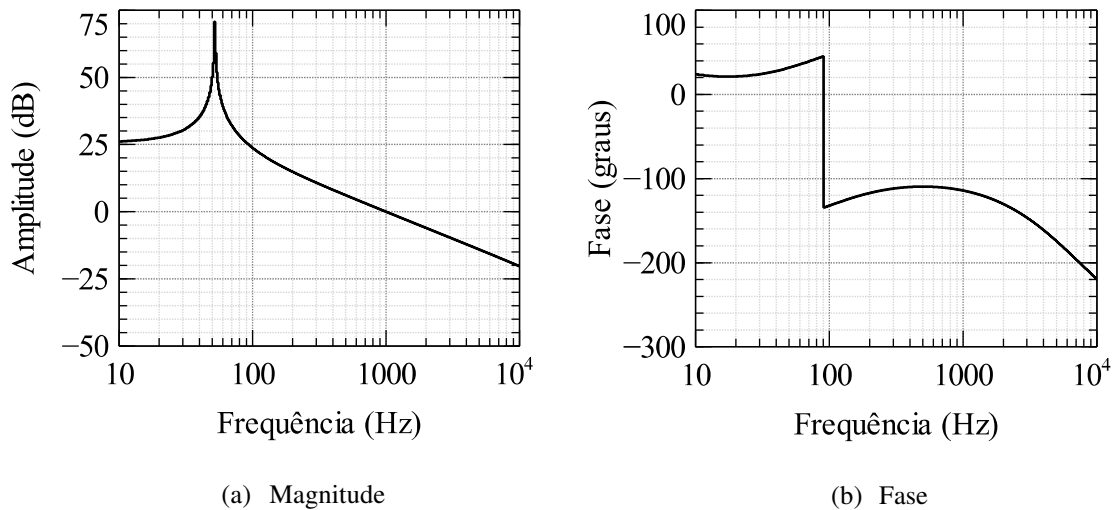
Para que o módulo da planta de corrente cruze o eixo da frequência a 1kHz, é necessário um ganho de 33,8dB, como pode ser visto na Figura 64. Dessa maneira, o ganho proporcional do controlador deve ser de 49, como calculado abaixo:

$$k_{pi} = 10^{\frac{33,8}{20}} = 49 \quad (152)$$

Pode-se observar que o ganho proporcional interfere apenas na magnitude do sistema e não na fase. A margem de fase do sistema é de 68 graus, satisfazendo os critérios para estabilidade do sistema.

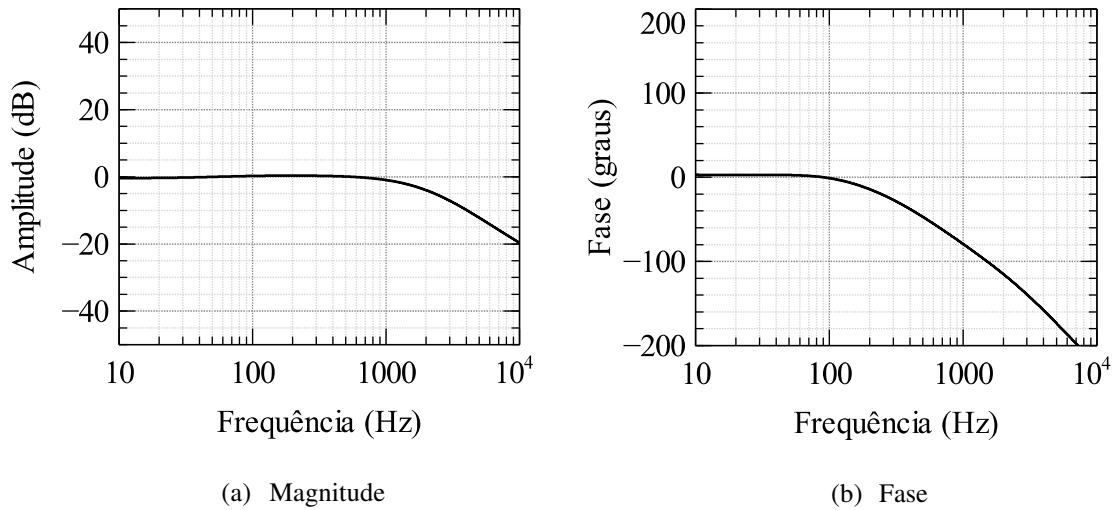
O comportamento do sistema operando em malha fechada pode ser visto na Figura 66.

Figura 65 - Diagrama de bode da FTLA da planta $Ci(s) \cdot k_{pi} \cdot \frac{I_{VL}(s)}{D(s)}$ considerando todos os ganhos do circuito.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 66 – Diagrama de bode da FTMF da planta de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Os coeficientes do controlador de segunda ordem, para que o sistema tenha o comportamento da Figura 66, são apresentados na Tabela 16. Os coeficientes foram obtidos através da equação (146).

Tabela 16 – Coeficientes do controlador de corrente.

Coeficiente	Valor
B2	0
B1	$\frac{D}{\sqrt{2LC_H}}$
B0	1
A2	$\frac{1}{2\pi f_s}$
A1	1
A0	0
kpi	49

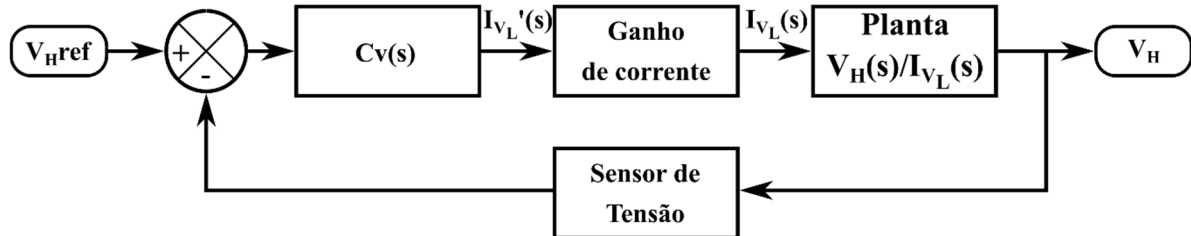
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.7.2 Projeto do controlador de tensão

No sistema proposto, a tensão controlada é V_H , que é a tensão do barramento CC do inversor de frequência. A tensão é controlada através da corrente de carga e descarga do supercapacitor, que é a corrente I_{V_L} . Na Figura 67, é apresentada a estrutura de controle que foi utilizada para este fim.

A planta V_H/I_{V_L} é representada pela equação (114), a qual apresenta apenas um polo integrador.

Figura 67–Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.



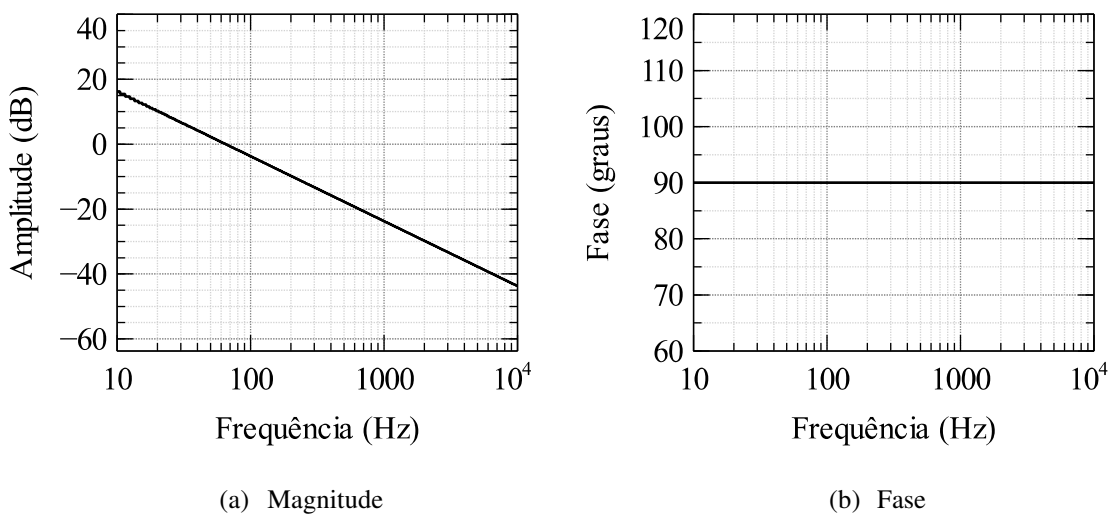
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

O objetivo no projeto do controlador de tensão $Cv(s)$ é manter a margem de fase da FTLA do sistema dentro dos limites necessários para que se alcance a estabilidade em malha fechada.

É importante ressaltar que o controlador de tensão foi projetado para operar com frequência de corte uma década abaixo da frequência de corte do controlador de corrente. Dessa forma, pode-se considerar que as malhas de controle estão desacopladas. Com essas considerações, a planta de corrente tem ganho $0,01465 (1/Kdig_{IL})$ e fase de 0° até a frequência de corte do controlador de tensão.

O diagrama de Bode da FTLA é obtido substituindo os valores dos componentes passivos definidos no projeto do conversor na equação (114) da planta $V_H(s)/I_{V_L}(s)$, conforme pode ser visto na Figura 68.

Figura 68 – Diagrama de bode da FTLA da planta $V_H(s)/I_{V_L}(s)$ do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Como observado previamente na equação (114) e no diagrama de Bode da Figura 68, a planta possui um polo na origem. A ação do polo faz com que o módulo tenha um decaimento de $-20dB/dec$ e a fase é 90° , caracterizando uma função de transferência de primeira ordem.

5.7.2.1 Estrutura do controlador

Para que a planta tenha um elevado ganho em baixas frequências acrescenta-se no controlador $Cv(s)$ um polo na origem. O ganho alto em baixas frequências é utilizado para que o sistema tenha erro nulo em regime permanente para referências constantes.

Entretanto, essa estratégia faz com que o ganho da planta $Cv(s) \cdot \frac{V_H(s)}{I_{V_L}(s)}$ passe a decair com $-40dB/dec$ e a fase tenha 0° . Para que os critérios de estabilidade fossem satisfeitos, foi adicionado um zero no controlador de tensão, e foi alocado em 26,74Hz, o que fez com que a margem de fase ficasse em 75° , que é o ponto médio dos limites de estabilidade. A ação do zero também faz com que o ganho decaia com $-20dB/dec$ na frequência de corte.

O sistema foi modelado de uma maneira em que quando a corrente no indutor aumenta, a tensão no capacitor V_H diminui. Para a correta atuação do controlador de tensão, se fez necessário defasar a fase do controlador de tensão em 180° e isso foi feito multiplicando o controlador por -1.

Nesta etapa do projeto, o controlador tem a seguinte estrutura:

$$Cv(s) = -\frac{\frac{s}{\omega_{zero}} + 1}{s} \quad (153)$$

onde:

ω_{zero} = Frequência zero do controlador de tensão.

Reorganizando a equação na forma canônica, tem-se:

$$Cv(s) = -\frac{\frac{1}{\omega_{zero}}s + 1}{s + 0} = -\frac{B1 + B0}{A1 + A0} \quad (154)$$

5.7.2.2 Ganhos do circuito

Para que o compensador possa atuar corretamente, todos os ganhos do sistema devem ser levados em consideração. Referente ao circuito, o ganho da planta, do controlador, do

sensor de tensão e da planta de corrente foram levados em consideração nos cálculos. O ganho digital do sensor de tensão é:

$$Kdig_{VH} = \frac{0,00424 \text{ mV/A}}{\frac{3,3V}{4096 \text{ bits}}} = 5,26 \text{ bits/V} \quad (155)$$

Os atrasos de amostragem não foram considerados nos cálculos do controlador de tensão, pois, os efeitos da conversão não aparecem na fase dentro da frequência de corte deste controlador.

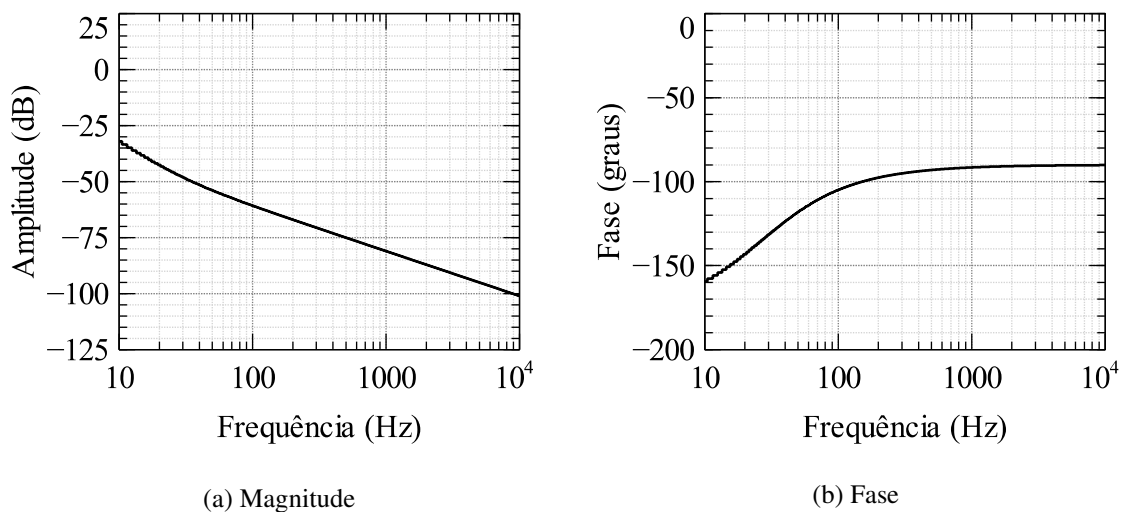
5.7.2.3 Cálculo do ganho proporcional

Após a compensação do efeito do polo do sistema e da garantia que a margem de fase respeite os limites pré-estabelecidos, é aplicado um ganho proporcional no controlador com o intuito de definir qual região no domínio da frequência irá atenuar ou amplificar os sinais provenientes da entrada do sistema.

Nos gráficos da Figura 69 podem ser vistos o ganho e a fase da FTLA da planta:

$$\frac{V_H(s)}{I_{V_L}(s)} \cdot C v(s) \cdot Kdig_{VH} \cdot \frac{1}{Kdig_{IL}} \quad (156)$$

Figura 69– Diagrama de Bode do sistema de controle da tensão em malha aberta, considerando a planta, o controlador, os ganhos de medição e do sistema controlado da planta de corrente.



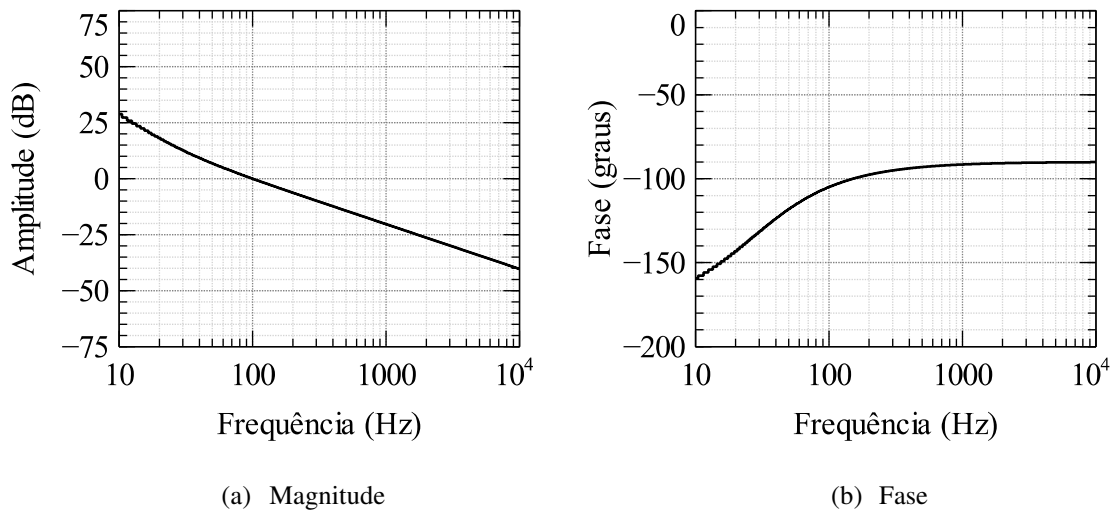
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

O ganho proporcional foi calculado para que o sistema tivesse ganho unitário uma década abaixo da frequência de corte do controlador de corrente, que é de 1 kHz.

Para que o ganho da planta de corrente tenha frequência de corte de 100 Hz, é necessário um ganho de 60,7 dB, como pode ser visto na Figura 70. Dessa maneira, o ganho proporcional do controlador deve ser de 1086, como mostrado no cálculo abaixo:

$$k_{pi} = 10^{\frac{60,72}{20}} = 1086 \quad (157)$$

Figura 70 - Diagrama de bode da FTLA da planta $Cv(s) \cdot kpv \cdot \frac{V_H(s)}{I_{VL}(s)}$, contemplando todos os ganhos do circuito.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Pode-se observar que o ganho proporcional interfere apenas na magnitude do sistema e não na fase. O comportamento do sistema operando em malha fechada pode ser visto na Figura 71.

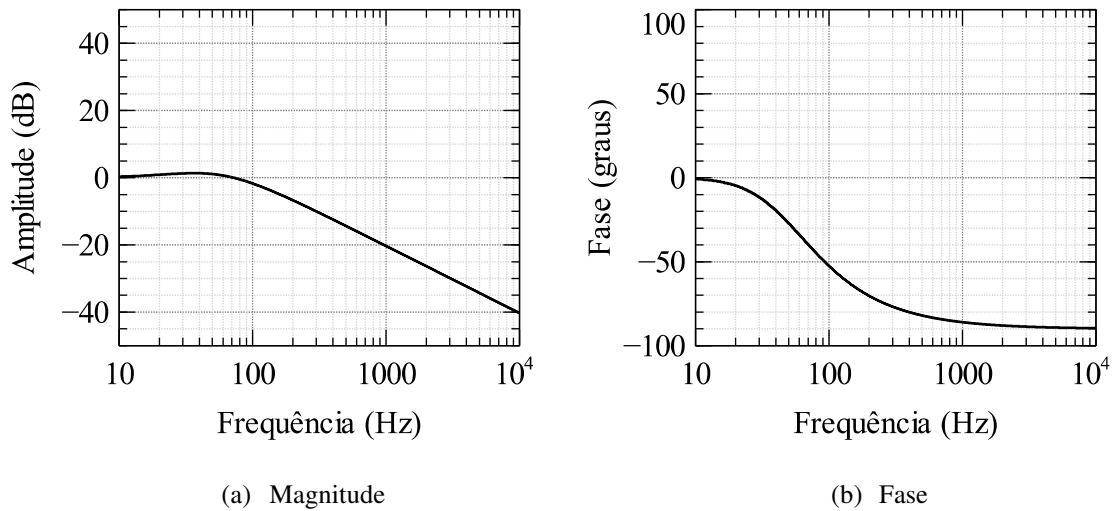
Os coeficientes do controlador para que o sistema tenha o comportamento da Figura 71 são apresentados na Tabela 17. Os coeficientes foram obtidos através da equação (154).

Tabela 17 – Coeficientes do controlador de tensão.

Coeficiente	Valor
B1	0.006
B0	1
A1	1
A0	0
kpv	1086

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 71 – Diagrama de bode da FTMF (Função de Transferência de Malha Fechada) da planta de tensão controlada.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.8 DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES

Os controladores foram implementados de maneira digital e, por isso, se fez necessário utilizar um método de discretização dos controladores. O método utilizado foi o de Backward Euler.

Discretizando o controlador de corrente, descrito pela equação (146), obtém-se o seguinte controlador no domínio discreto:

$$ci(n) = ci(n-1).A1 - ci(n-2).A2 + e(n).B0 - e(n-1).B1 \quad (158)$$

onde:

- $ci(n)$ = Valor presente da saída do controlador de corrente;
- $ci(n-1)$ = Valor passado da saída do controlador de corrente;

- $ci(n - 2)$ = Valor retrasado da saída do controlador de corrente;
- $e(n)$ = Valor presente do erro de corrente;
- $e(n - 1)$ = Valor passado do erro de corrente.

Os coeficientes do controlador de corrente podem ser calculados através das seguintes equações:

$$A1 = \frac{\frac{2}{2\pi \cdot f_s \cdot T_a} + 1}{1 + \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot T_a}} \quad (159)$$

$$A2 = \frac{\frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot T_a}}{1 + \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot T_a}} \quad (160)$$

$$B0 = kpi \frac{\frac{\omega_{polo} \cdot T_a + 1}{\omega_{polo}}}{1 + \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot T_a}} \quad (161)$$

$$B1 = kpi \frac{\frac{1}{\omega_{polo}}}{1 + \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot T_a}} \quad (162)$$

$$\omega_{polo} = \frac{D}{\sqrt{2 \cdot L \cdot C_H}} \quad (163)$$

Discretizando o controlador de tensão, descrito pela equação (154), obtém-se o seguinte controlador no domínio discreto:

$$cv(n) = cv(n - 1) - e(n) \cdot D0 + e(n - 1) \cdot D1 \quad (164)$$

onde:

- $cv(n)$ = Valor presente da saída do controlador de tensão;
- $cv(n - 1)$ = Valor passado da saída do controlador de tensão;
- $e(n)$ = Valor presente do erro de tensão;
- $e(n - 1)$ = Valor passado do erro de tensão.

Os coeficientes do controlador de tensão podem ser calculados através das seguintes equações:

$$D0 = kp_v \left(T_a + \frac{1}{\omega_{zero}} \right) \quad (165)$$

$$D1 = \frac{kp_v}{\omega_{zero}} \quad (166)$$

5.9 FLUXOGRAMA DO CÓDIGO DE CONTROLE

A Figura 72 expõe o fluxograma que representa o código desenvolvido para o controle do conversor.

Após a energização, é feita a inicialização do microcontrolador, onde são configurados o *clock*, os pinos de entrada e saída, os contadores de tempo, as interrupções, e os conversores A/D.

Em seguida, são zerados os *offsets* das tensões e corrente e a tela de LCD (*Liquid Crystal Display*) é inicializada.

São executadas, em paralelo, as tarefas de atualização das variáveis da tela LCD e o controle do conversor.

As leituras de tensão e corrente são feitas na interrupção de atualização do PWM, que acontece a cada 40kHz com dupla amostragem, uma na parte alta e outra na parte baixa do PWM. É feita uma média de oito amostras e as leituras são disponibilizadas em variáveis que são lidas pelo controle a cada 10kHz.

O controle é executado dentro de uma interrupção de tempo de 10kHz. Inicialmente, são feitas as leituras de tensão e corrente. Se por alguma anormalidade no funcionamento do conversor quaisquer dessas leituras estiverem acima dos limites de falha, o PWM é desabilitado e o tipo de falha é indicado no LCD.

Se não há falhas, é verificada a tensão do supercapacitor. Se sua tensão for menor que 90V é feita sua pré-carga até a tensão máxima de 110V.

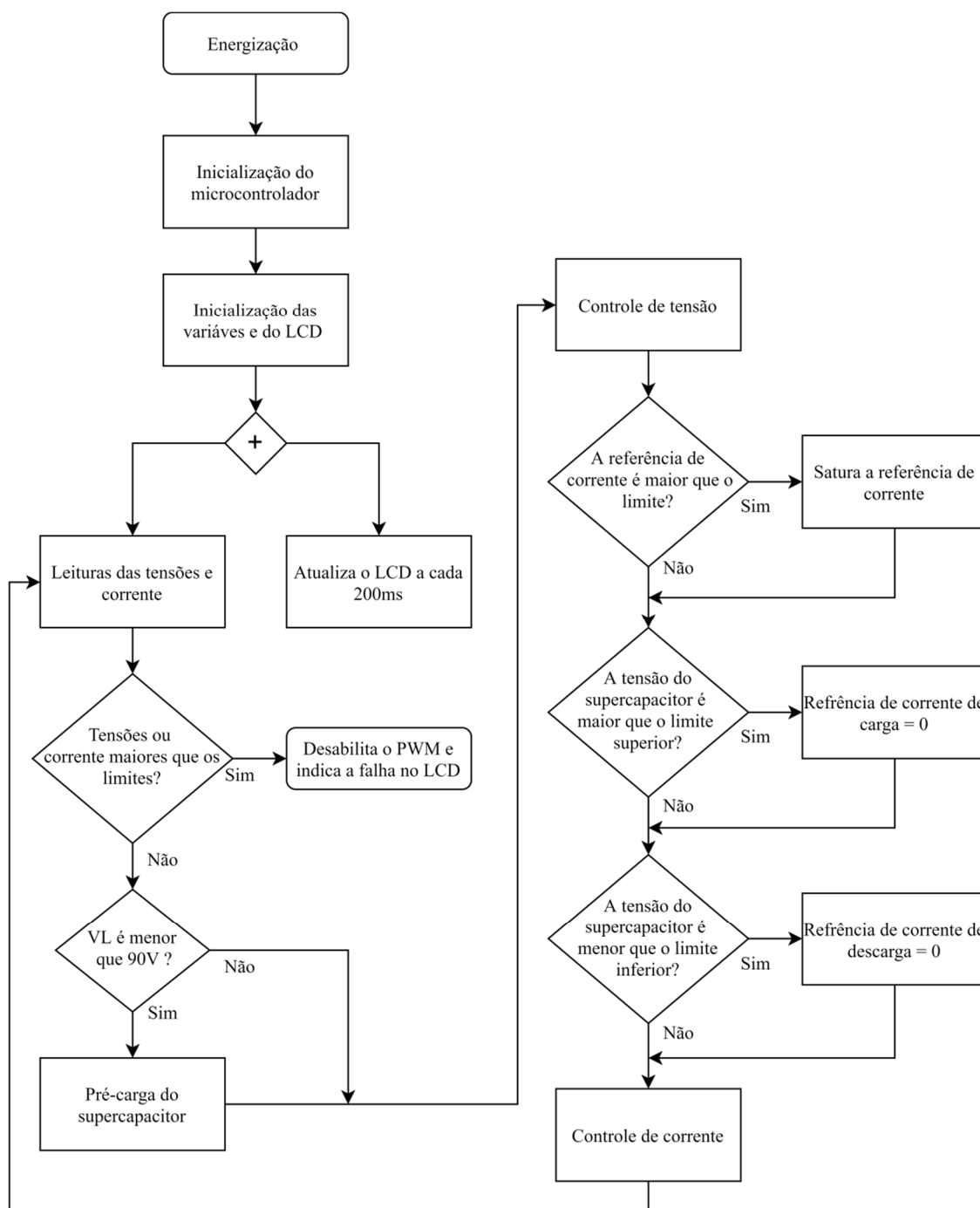
Quando a pré-carga termina, o controle de tensão da fonte V_H , que é o barramento CC do inversor, é iniciado. Na sequência, é feita a saturação da referência de corrente de carga e descarga do supercapacitor, se necessário.

No próximo passo, é verificado se a tensão do supercapacitor está dentro dos limites de funcionamento. Se a tensão atinge 110V, a referência de corrente de carga do supercapacitor é zerada. Assim, o capacitor não carrega mais, apenas descarrega. Se a tensão atinge 90V, a referência de corrente de descarga do supercapacitor é zerada, sendo possível apenas a carga do supercapacitor.

Por fim, é executado o controle da corrente de carga e descarga do supercapacitor e depois, o ciclo de controle se repete infinitamente.

O código em linguagem C pode ser visto no Apêndice A.

Figura 72 – Fluxograma do código de controle do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

5.10 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o projeto dos circuitos de controle e potência do conversor.

Através do cálculo dos esforços de corrente nos indutores, foi possível projetar o indutor acoplado, que foi confeccionado em núcleo do tipo EE, facilmente encontrado no mercado.

Através do cálculo dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores, foi possível efetuar a escolha dos interruptores, assegurando que os interruptores escolhidos eram adequados ao projeto.

Na sequência, os controladores foram projetados e discretizados. A discretização dos controladores possibilitou que fossem implementados digitalmente.

Por fim, foi apresentado o fluxograma do código de controle do conversor, que foi de grande valia para que o código fosse implementado corretamente e com um fluxo de desenvolvimento coordenado.

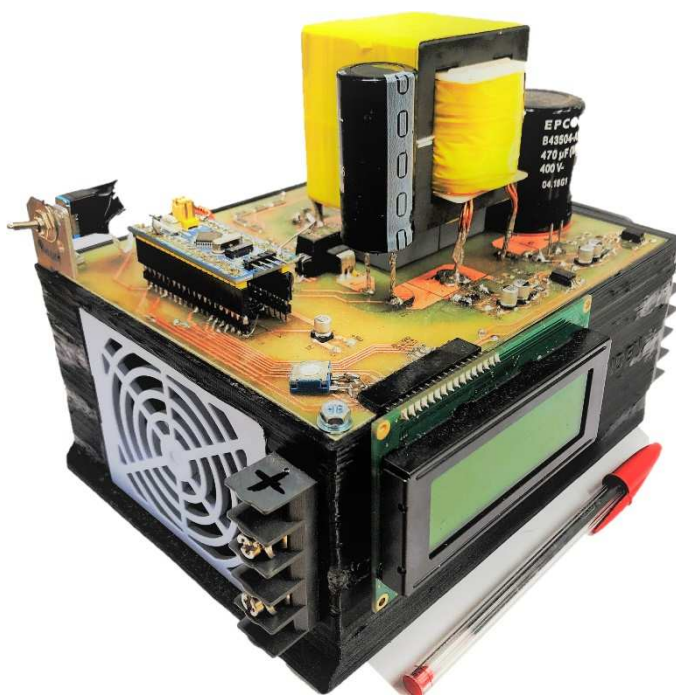
6 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados de simulações e experimentais. É realizada uma abordagem comparativa entre o comportamento do circuito simulado com o do protótipo construído.

6.1 PROTÓTIPO

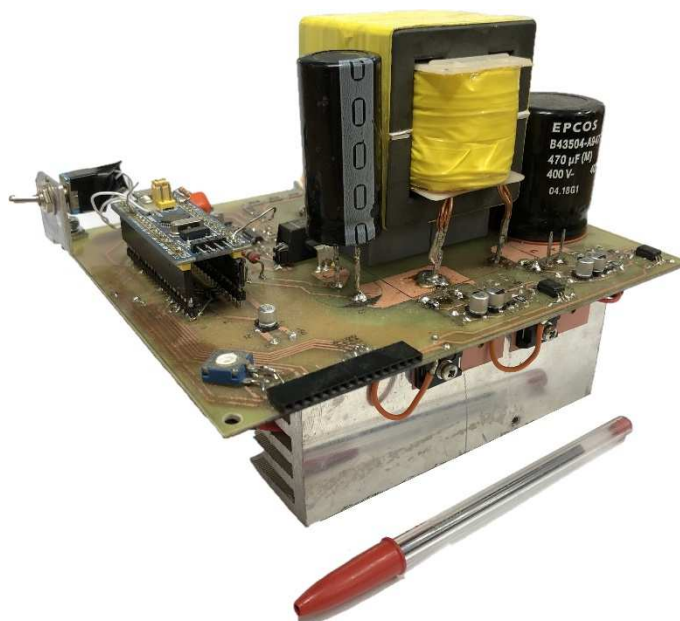
O protótipo construído é apresentado na Figura 73 e na Figura 74. A parte de potência e condicionamento de sinal foram implementadas em uma única placa com o objetivo de aproximar os circuitos de medição da placa de controle, que é conectado por barras de pinos no mesmo cartão. O esmero na confecção do “*layout*” proporciona circuitos de medição robustos contra interferências eletromagnéticas.

Figura 73 – Imagem do protótipo do conversor a indutor chaveado construído.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 74 – Placa de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

6.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR OPERANDO NOS MODOS DE OPERAÇÃO *BUCK* E *BOOST* EM MALHA ABERTA

Os resultados de experimentais são apresentados com o conversor operando fora da região de potência e tensão nominais, por questões de segurança, devido às medições das tensões e correntes nos semicondutores e elementos passivos. Foram utilizadas medições de corrente invasivas ao circuito, sendo necessário adicionar cabos extensores, por exemplo, nos MOSFETs, onde o alicate de corrente foi inserido. Em decorrência das indutâncias dos cabos para auxílio a medição, poderiam surgir sobretensões nos interruptores, devido à alta velocidade de comutação dos MOSFETs de SiC.

Os circuitos foram simulados em duas condições: primeiro, simula-se o circuito ideal e, posteriormente, contempla-se tempo morto entre a condução dos interruptores, as resistências série dos MOSFETs e a queda de tensão de polarização direta dos diodos. Os circuitos simulados não contemplam os elementos parasitas presentes no circuito real, como indutâncias e capacitâncias.

6.2.1 Resultados experimentais e de simulação no modo de operação *Buck*

Para operar no modo de operação *Buck*, o conversor foi alimentado pela fonte V_H e uma carga foi conectada a fonte V_L . Foram utilizadas as cargas disponíveis no laboratório do nPEE/UEDESC de modo que o conversor operasse próximo aos 400 W, equivalente a 20% da potência nominal. Durante os testes, o conversor operou com razão cíclica fixa de 50% e tempo morto de 500 ns.

A Tabela 18 mostra as condições de operação do conversor no modo de operação *Buck*. Observa-se que os cálculos representam bem o circuito ideal, no entanto, se faz necessário considerar as não idealidades do circuito no equacionamento se estimativas mais precisas do comportamento do circuito forem necessárias.

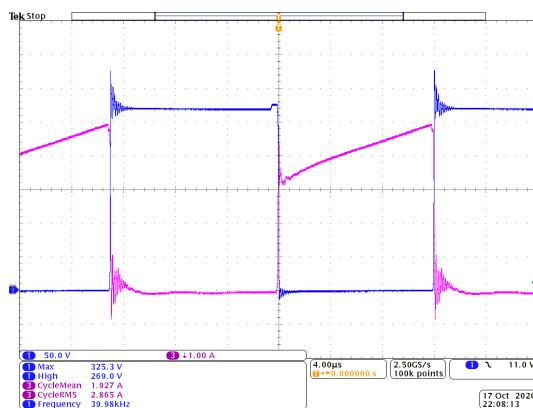
Tabela 18 – Condições de operação do conversor no modo de operação *Buck*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão V_H [V]	200	200	200	200
Tensão V_L [V]	66,67	66,67	62,82	62,05
Carga [Ω]	9,77	9,77	9,77	9,77
Potência da fonte V_L [W]	455	455	404	402

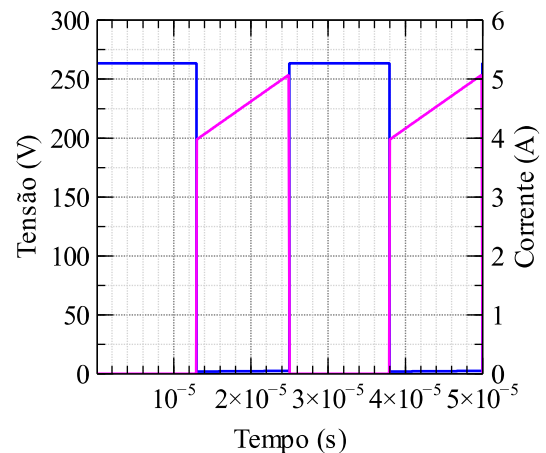
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 75 mostra as formas de onda de tensão e corrente, medidas e simuladas, no interruptor S_1 .

Figura 75 – Tensão e corrente no interruptor S_1 no modo de operação *Buck*.



(a) Formas de onda medidas – Tensão em azul



(b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e

(50V/div) e em rosa a corrente (1A/div). em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 19 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_1 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o interruptor em bloqueio. O valor máximo de tensão de bloqueio registrado sobre o interruptor foi de 325V.

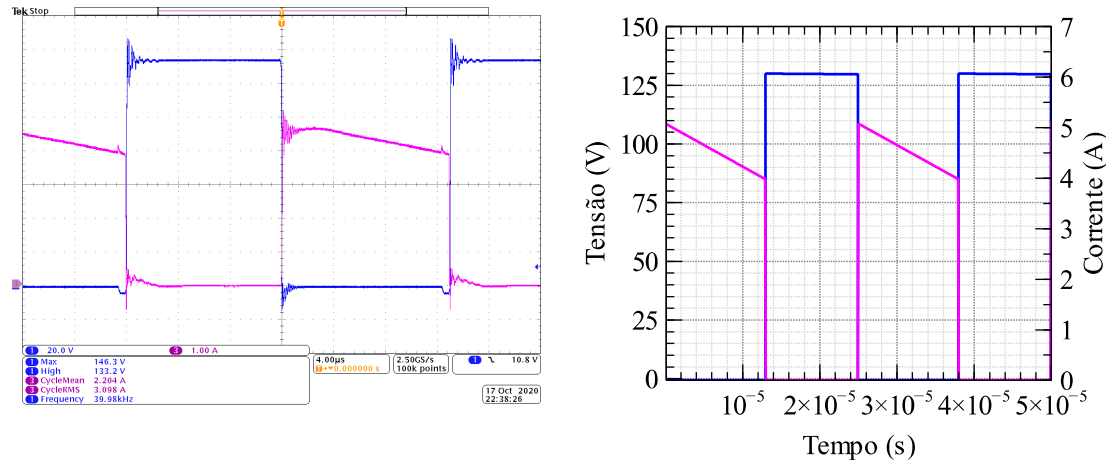
Tabela 19 – Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_1 no modo de operação *Buck*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	267	267	263	269
Corrente Máxima [A]	5,32	5,40	4,66	5,00
Corrente Média [A]	2,28	2,32	2,03	1,93
Corrente Eficaz [A]	3,23	3,29	2,94	2,87

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 76 mostra as formas de onda de tensão e corrente, medidas e simuladas, no interruptor S_2 .

Figura 76 - Tensão e corrente no interruptor S_2 no modo de operação *Buck*.



- (a) Formas de onda medidas – Tensão em azul (20V/div) e em rosa a corrente (1A/div).
- (b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 20 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_2 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o interruptor em bloqueio. O valor máximo de tensão de bloqueio registrado sobre o interruptor foi de 146V.

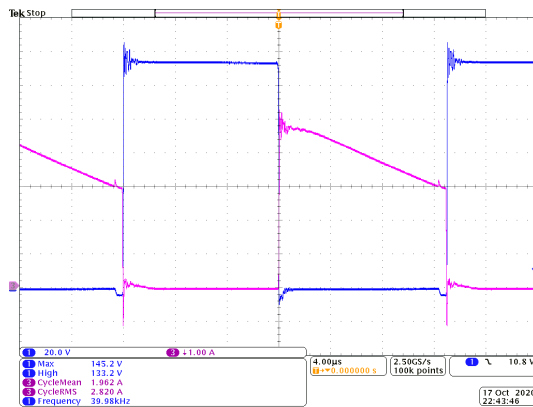
Tabela 20 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_2 no modo de operação *Buck*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	133	133	131	133
Corrente Máxima [A]	5,32	5,28	4,66	4,60
Corrente Média [A]	2,28	2,26	2,20	2,20
Corrente Eficaz [A]	3,23	3,21	3,07	3,09

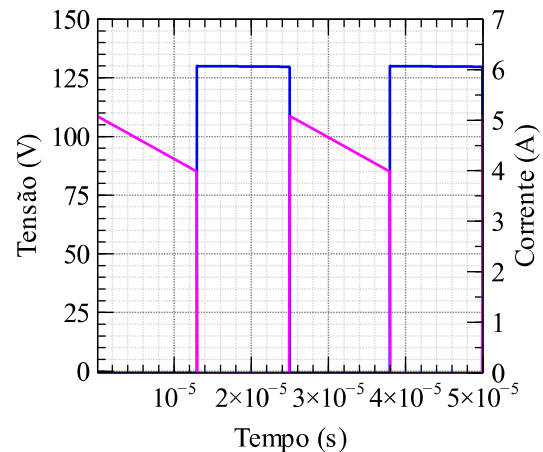
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 77 mostra as formas de onda de tensão e corrente, medidas e simuladas, no interruptor S_3 .

Figura 77 - Tensão e corrente no interruptor S_3 no modo de operação *Buck*.



(a) Formas de onda medidas – Tensão em azul (20V/div) e em rosa a corrente (1A/div).



(b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 21 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_3 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o

interruptor em bloqueio. O valor máximo de tensão de bloqueio registrado sobre o interruptor foi de 145V.

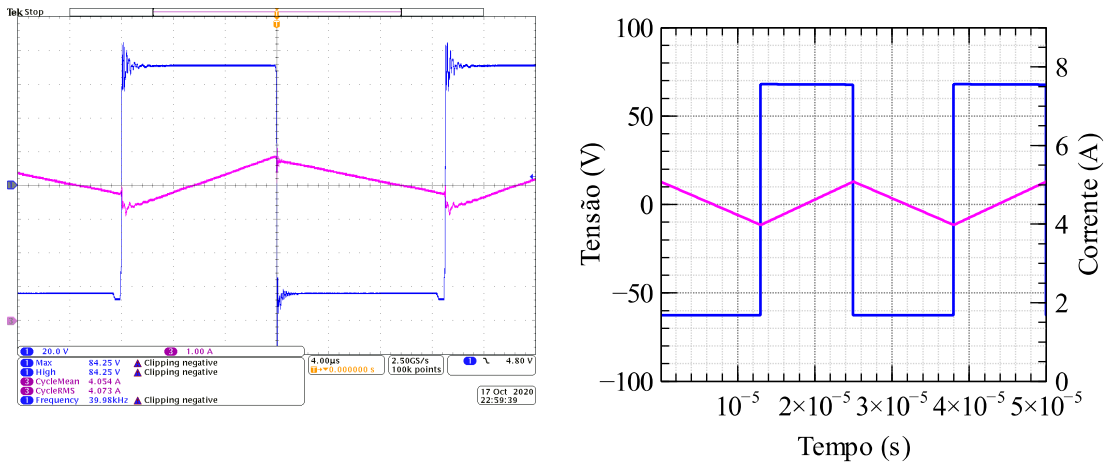
Tabela 21 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_3 no modo de operação *Buck*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	133	133	131	133
Corrente Máxima [A]	5,32	5,28	4,66	4,86
Corrente Média [A]	2,28	2,26	2,20	1,96
Corrente Eficaz [A]	3,23	3,21	3,06	2,82

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 78 mostra as formas de onda de tensão e corrente, simuladas e medidas no indutor L_1 .

Figura 78 - Tensão e corrente no indutor L_1 no modo de operação *Buck*.



(a) Formas de onda medidas – Tensão em azul (20V/div) e em rosa a corrente (1A/div).

(b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 22 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L_1 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o indutor.

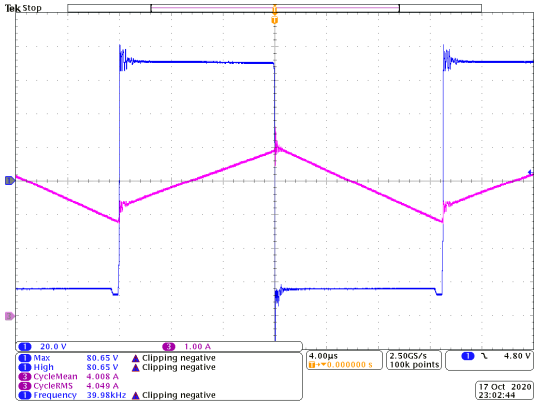
A Figura 79 mostra as formas de onda de tensão e corrente, medidas e simuladas, no indutor L_2 .

Tabela 22 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L_1 no modo de operação *Buck*.

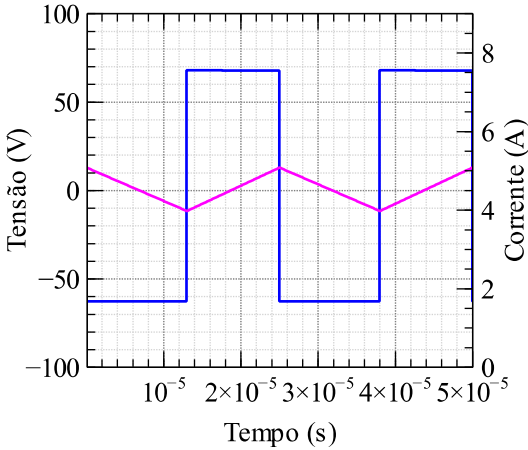
Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	66,67	66,67	68,37	70,00
Ondulação de Corrente[A]	1,54	1,53	1,51	1,54
Corrente Média [A]	4,55	4,52	4,23	4,05

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 79 - Tensão e corrente no indutor L_2 no modo de operação *Buck*.



(a) Formas de onda medidas – Tensão em azul (20V/div) e em rosa a corrente (1A/div).



(b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 23 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L_2 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o indutor.

Tabela 23 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L_2 no modo de operação *Buck*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	66,67	66,67	68,37	70,40
Ondulação de Corrente[A]	1,54	1,53	1,51	2,14
Corrente Média [A]	4,55	4,52	4,23	4,00

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

6.2.2 Resultados experimentais e de simulação no modo de operação *Boost*

Para operar no modo de operação *Boost*, o conversor foi alimentado pela fonte V_L e uma carga foi conectada a fonte V_H . Foram utilizadas as cargas disponíveis no laboratório do nPEE/UDESC de modo que o conversor operasse próximo aos 400 W, equivalente a 20% da potência nominal. Durante os testes, o conversor operou com razão cíclica fixa de 50% e tempo morto de 500 ns.

A Tabela 18 mostra as condições de operação do conversor no modo de operação *Boost*.

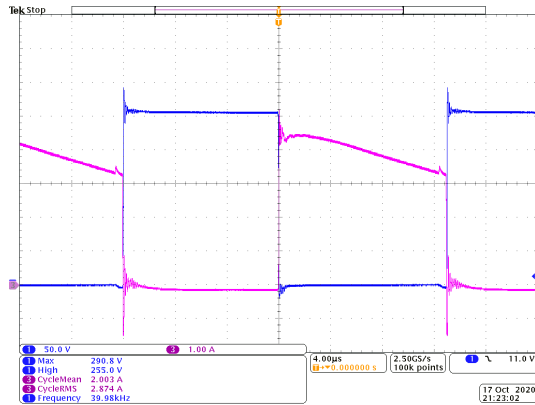
Tabela 24 – Condições de operação do conversor no modo de operação *Boost*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão V_H [V]	198	198	187	185,4
Tensão V_L [V]	66	66	66	66
Carga [Ω]	87,2	87,2	87,2	87,2
Potência da fonte V_L [W]	450	450	401	394

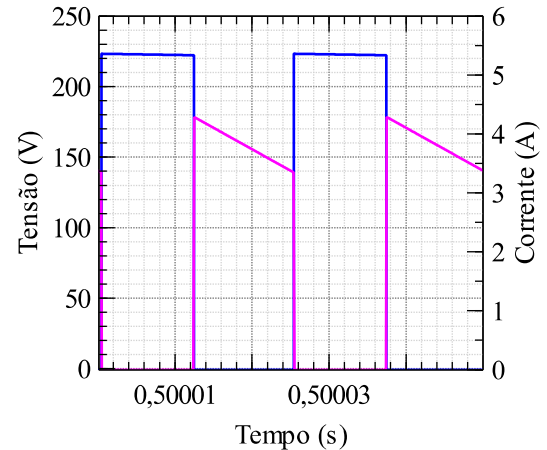
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 80 mostra as formas de onda de tensão e corrente, simuladas e medidas no interruptor S_1 .

Figura 80 - Tensão e corrente no interruptor S_1 no modo de operação *Boost*.



(a) Formas de onda medidas – Tensão em azul (50V/div) e em rosa a corrente (1A/div).



(b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 25 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_1 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o interruptor em bloqueio. O valor máximo de tensão de bloqueio registrado sobre o interruptor foi de 290 V.

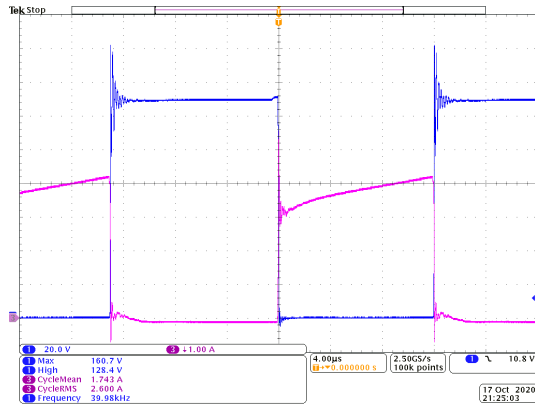
Tabela 25 – Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_1 no modo de operação *Boost*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	264	264	253	255
Corrente Máxima [A]	5,30	5,30	4,85	4,50
Corrente Média [A]	2,27	2,27	2,15	2,00
Corrente Eficaz [A]	3,23	3,22	2,99	2,87

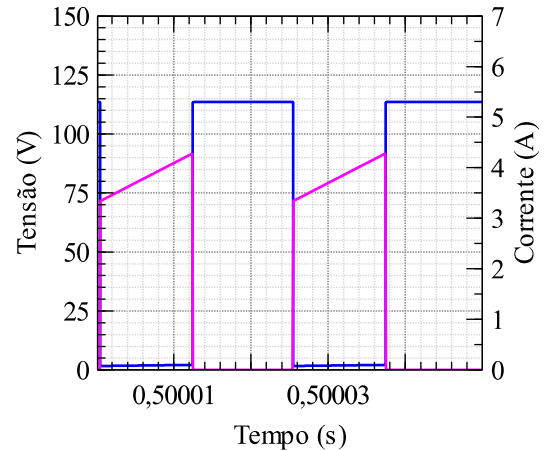
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 81 mostra as formas de onda de tensão e corrente, simuladas e medidas no interruptor S_2 .

Figura 81 - Tensão e corrente no interruptor S_2 no modo de operação *Boost*.



(a) Formas de onda medidas – Tensão em azul (20V/div) e em rosa a corrente (1A/div).



(b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 26 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_2 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o interruptor em bloqueio. O valor máximo de tensão de bloqueio registrado sobre o interruptor foi de 161 V.

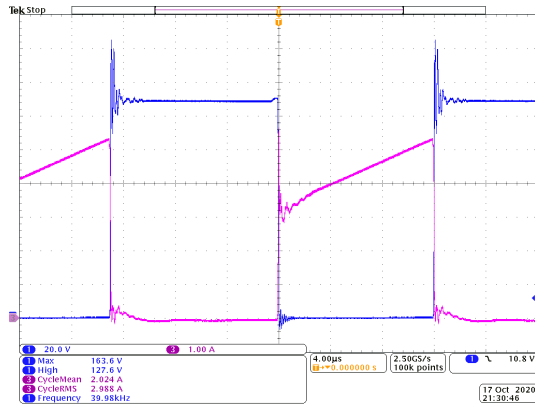
Tabela 26 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_2 no modo de operação *Boost*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	132	132	127	128
Corrente Máxima [A]	5,30	5,26	4,85	4,30
Corrente Média [A]	2,27	2,29	1,98	1,74
Corrente Eficaz [A]	3,23	3,24	2,87	2,60

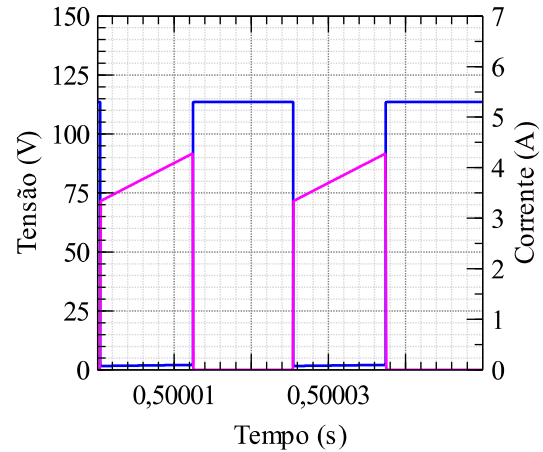
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 82 mostra as formas de onda de tensão e corrente, medidas e simuladas, no interruptor S_3 .

Figura 82 - Tensão e corrente no interruptor S_3 no modo de operação *Boost*.



(a) Formas de onda medidas – Tensão em azul (20V/div) e em rosa a corrente (1A/div).



(b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 27 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_3 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o interruptor em bloqueio. O valor máximo de tensão de bloqueio registrado sobre o interruptor foi de 164 V.

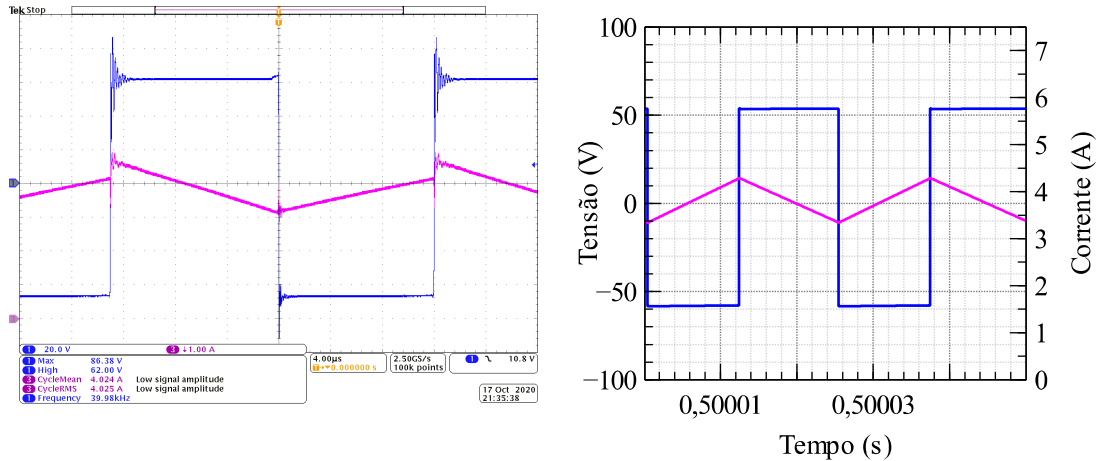
Tabela 27 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no interruptor S_3 no modo de operação *Boost*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	132	132	127	127
Corrente Máxima [A]	5,30	5,26	4,85	5,36
Corrente Média [A]	2,27	2,29	1,98	2,02
Corrente Eficaz [A]	3,23	3,24	2,87	2,99

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 83 mostra as formas de onda de tensão e corrente, simuladas e medidas do indutor L_1 .

Figura 83 - Tensão e corrente no indutor L_1 no modo de operação *Boost*.



(a) Formas de onda medidas – Tensão em azul (50V/div) e em rosa a corrente (1A/div).

(b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 28 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L_1 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o indutor.

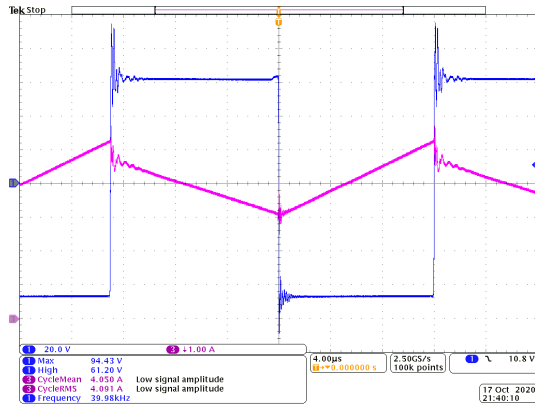
Tabela 28 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L_1 no modo de operação *Boost*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	66	66	65,9	67,6
Ondulação de Corrente [A]	1,52	1,52	1,46	1,46
Corrente Média [A]	4,54	4,58	4,13	4,02

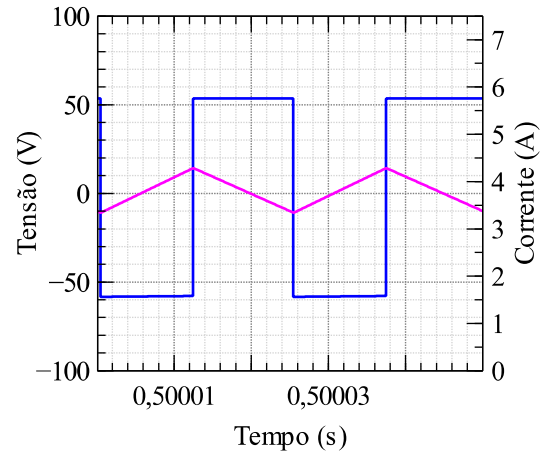
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 84 mostra as formas de onda de tensão e corrente, simuladas e medidas do indutor L_2 .

Figura 84 - Tensão e corrente no indutor L_2 no modo de operação *Boost*.



(a) Formas de onda medidas – Tensão em azul (20V/div) e em rosa a corrente (1A/div).



(b) Formas de onda simuladas – Tensão em azul e em rosa a corrente.

Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Tabela 29 mostra os esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L_2 . O valor de tensão máxima exposto na tabela é o patamar de tensão sobre o indutor.

Tabela 29 - Esforços de corrente e tensão calculados, simulados e medidos no indutor L_2 no modo de operação *Boost*.

Grandeza	Calculado	Simulado - Circuito Ideal	Simulado - Circuito com Não Idealidades	Medido
Tensão Máxima [V]	66	66	65,9	67,6
Ondulação de Corrente [A]	1,52	1,52	1,46	2,08
Corrente Média [A]	4,54	4,58	4,13	4,05

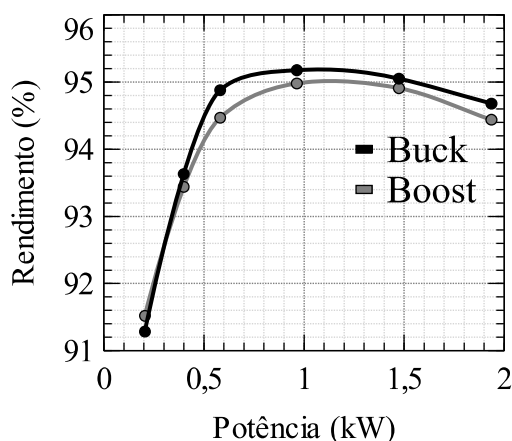
Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

6.3 MEDIÇÃO DAS PERDAS

Foram medidas as perdas em potência nominal, tensão V_H de 600 V, tensão V_L de 90 V, nos modos de operação *Buck* e *Boost*. As perdas foram medidas com o analisador de potência Yokogawa WT230.

A Figura 85 mostra a curva de rendimento do conversor em função da carga, nos modos de operação *Buck* e *Boost*.

Figura 85 – Rendimento do conversor nos modos de operação *Buck* e *Boost*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Os rendimentos medidos na condição nominal foram de 94,7% para o modo de operação *Buck* e 94,4% no modo de operação *Boost*.

O pico de rendimento no o modo de operação *Buck* foi de 95,2% e no modo de operação *Boost*, de 95,0%.

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR OPERANDO EM MALHA FECHADA

O conversor foi projetado para operar de 90V até 129V, que é a tensão máxima permitida pelo manual do supercapacitor utilizado no projeto. Por questões de segurança, a operação do conversor foi restringida entre 90V e 110V.

Quando o conversor é inicializado, é feita a verificação da tensão do supercapacitor e se for menor que 90V, é feita pré-carga do supercapacitor até 110V. Como na primeira energização o supercapacitor está descarregado, é necessário fazer a pré-carga do supercapacitor.

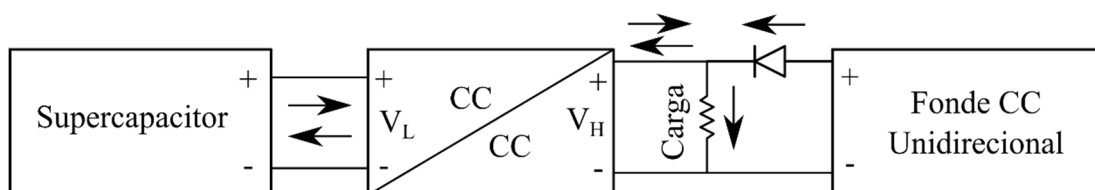
Para a validação do controle do conversor, uma fonte de tensão CC foi utilizada para emular o barramento CC de um inversor de frequência, formando a fonte V_H , possibilitando simular os momentos de tração e regeneração do sistema. A fonte utilizada nos testes foi do tipo controlada unidirecional e com limitação de corrente, sendo assim, foi necessário adicionar um diodo para bloquear o fluxo de energia no sentido do conversor para a fonte. Foi adicionada uma carga resistiva em paralelo a alimentação da fonte V_H para consumir a energia excedente transferida de V_L , formada pelos supercapacitores.

Quando a fonte CC fornece energia, ela alimenta a carga resistiva e a recarga do supercapacitor. É importante ressaltar que a limitação de corrente da fonte CC foi programada para atuar, limitando a potência fornecida pela fonte CC. Nesse momento a fonte CC atua como fonte de corrente. Quando a fonte opera em limitação de corrente, o controle da tensão V_H atua, controlando a tensão do barramento CC.

A tensão de referência da fonte V_H foi programada para manter a tensão do barramento CC fixa em 600 V. Quando a tensão da fonte CC é ajustada para mais de 600 V, o fluxo de energia acontece da fonte CC para o supercapacitor. Quando a tensão da fonte CC é ajustada para tensões menores de 600 V, o fluxo de energia acontece do supercapacitor para a carga resistiva.

Quando o supercapacitor fornece energia, o conversor CC/CC controla a tensão V_H a um nível maior que o da fonte CC, colocando o diodo em bloqueio. Nesse momento, a carga é alimentada somente pelo conversor CC/CC bidirecional.

Figura 86 – Diagrama de blocos do sistema utilizado para o teste do controle do conversor.

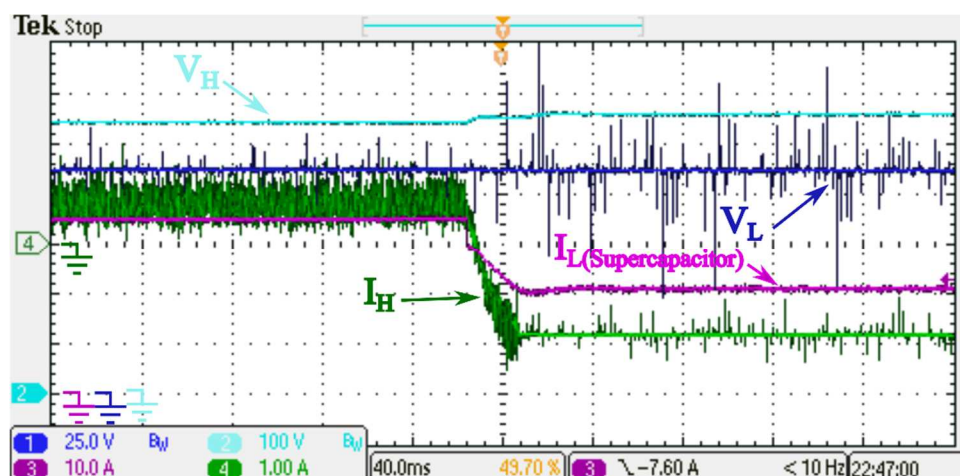


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 87 mostra o momento da transição entre a pré-carga do supercapacitor e a descarga, ou ainda, a regeneração de energia do supercapacitor. Nesse momento, ocorre a transição entre a pré-carga, com 5A, e a descarga com -10A.

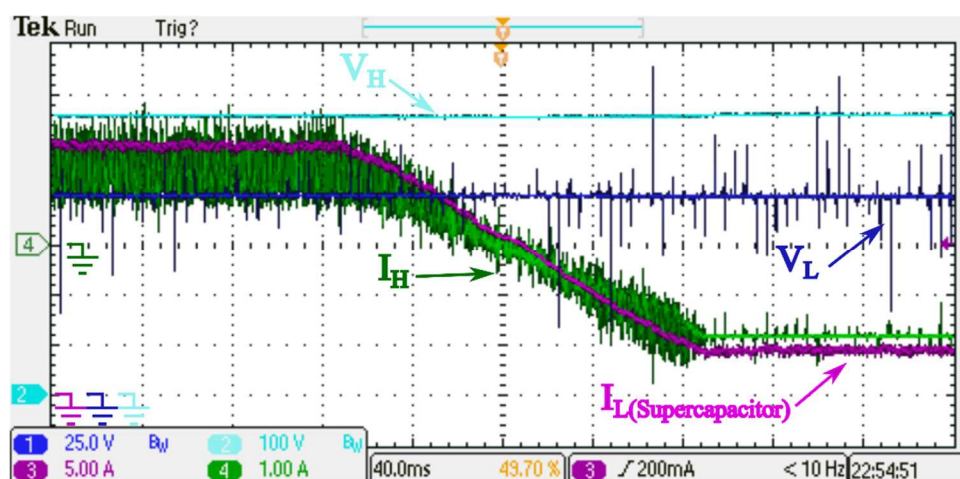
A Figura 88 mostra a transição entre a carga e a descarga do supercapacitor. No primeiro momento, quando a corrente I_{V_L} é de 10A, o supercapacitor é carregado, armazenando a energia proveniente da fonte CC. Quando a corrente transita para -10A, o supercapacitor passa a ser descarregado e a energia armazenada é dissipada no resistor de carga.

Figura 87 – Transição entre a pré-carga do supercapacitor e a regeneração de energia, com corrente de descarga do supercapacitor de -10A.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 88 – Transição da carga para a descarga do supercapacitor, de +50% da corrente de carga para -50% da corrente de carga.

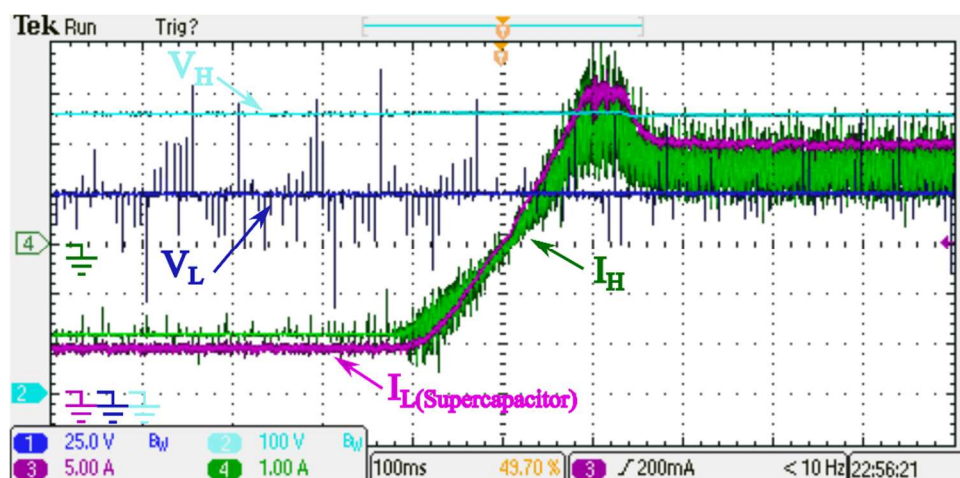


Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

A Figura 89 mostra a transição entre a descarga e a carga do supercapacitor. No primeiro momento, quando a corrente I_{V_L} é de -10A, o supercapacitor é descarregado e a energia armazenada é dissipada no resistor de carga. Quando a corrente I_{V_L} transita para 10A, o supercapacitor passa a ser carregado, armazenando a energia proveniente da fonte CC.

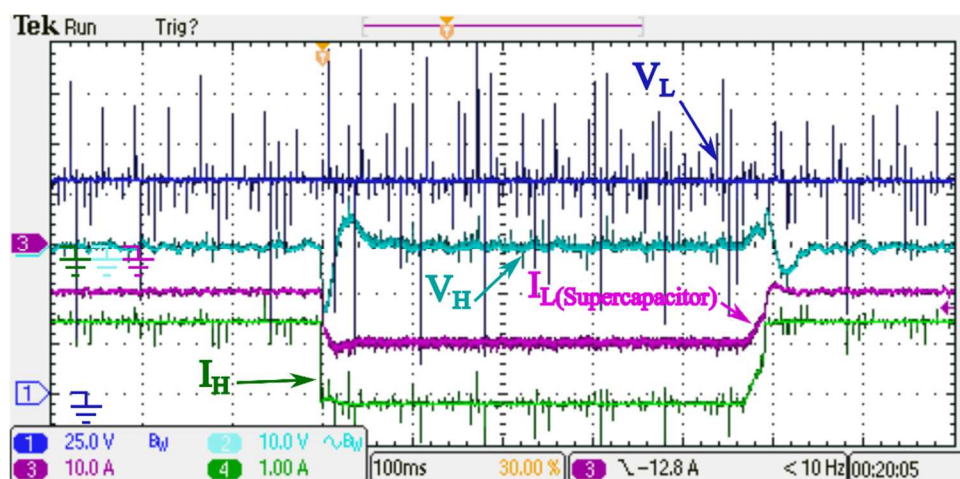
A Figura 90 mostra um degrau de carga de 50% para 100% de carga, e posteriormente, um degrau de 100% para 50% de carga. O degrau foi realizado adicionando e retirando um resistor em paralelo com a carga.

Figura 89 – Transição da descarga para a carga do supercapacitor, de -50% da corrente de carga para +50% da corrente de carga.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

Figura 90 – Degrau de 50% para 100% de carga e de 100% para 50% de carga.



Fonte: Elaborado pelo autor (2020).

6.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os resultados de simulações do conversor com o intuito de validar as equações que representam o modelo de pequenos sinais do conversor. Pôde-se perceber que os modelos matemáticos desenvolvidos representam satisfatoriamente o circuito simulado. Elementos dissipativos não foram considerados nos cálculos, o que levou a uma resposta menos amortecida que a do circuito simulado.

Na sequência, o protótipo e algumas características construtivas foram apresentados.

Foram comparados os resultados de simulação e experimentais do conversor operando em malha aberta e com carga resistiva. Os esforços calculados, medidos e simulados dos semicondutores apresentaram resultados semelhantes. O resultado calculado se aproximou muito da simulação com componentes ideais enquanto a simulação com elementos parasitas teve resultados muito próximos aos medidos. Pôde-se observar, também, oscilações de tensão e corrente presentes nas medições que não existem nas simulações, pois nas simulações não foram considerados elementos parasitas no circuito como indutâncias e capacitâncias.

Foi observado que as formas de onda da ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_2 não são exatamente iguais as simuladas. O conversor possui duas etapas de operação: em uma delas os indutores são conectados em série e na outra em paralelo. Quando os indutores estão conectados em série, a taxa de variação de corrente tem o mesmo comportamento da simulação, mas quando estão em paralelo, a taxa de variação de corrente é diferente em cada indutor. Esse comportamento leva a conclusão de que, apesar de cada enrolamento do indutor possuir o mesmo número de espiras, as indutâncias são diferentes.

Foram apresentados os resultados das medições de rendimento do conversor operando no modo *Buck* e no modo *Boost*, e observou-se que os rendimentos nos dois modos de operação são muito próximos.

Por fim, foram apresentados os resultados do funcionamento do controle. Observa-se que o controle cumpre com a premissa básica de controlar a corrente de carga do capacitor e a tensão no barramento CC do inversor. É comprovado que o controle opera com fluxo bidirecional de energia, comportamento esse, que pode ser comprovado durante os transitórios de carga para descarga do supercapacitor. E por fim, o degrau de carga de 50% para 100% comprova que o controle funciona para toda a faixa de potência, assim como, comprova que o conversor pode operar na potência nominal de projeto.

7 CONCLUSÃO GERAL

No Capítulo 2, foi apresentada uma revisão bibliográfica que mostra diversos elementos acumuladores de energia aptos a aplicação em frenagem regenerativa. Os supercapacitores apresentaram como principal vantagem a alta densidade de potência, ou seja, a possibilidade de absorver alta potência em pouco tempo. Mesmo que os supercapacitores ainda não tenham atingido a densidade de energia das baterias, sua evolução construtiva alerta para um futuro promissor de sua utilização.

No Capítulo 3, foi apresentada uma revisão das topologias de conversores bidirecionais, não isolados e de alto ganho. Observou-se que há uma série de topologias aptas a aplicação e algumas delas estão bem difundidas na literatura, já sobre os conversores a indutor chaveado, há poucos trabalhos. Durante a revisão, foram avaliadas duas possibilidades de modulação para o conversor escolhido, modulação com e sem ação complementar entre os interruptores. Foi escolhida a modulação com ação complementar pois utilizam-se apenas os interruptores para a condução de corrente, evitando a condução pelos diodos, que acarreta maiores perdas. Nessa estratégia de modulação não há necessidade de detectar a direção do fluxo de energia, que é uma vantagem sobre a modulação assíncrona.

A análise do conversor gerou a contribuição do modelo de pequenos sinais do conversor, ainda não encontrado na literatura. A validação do modelo foi feita através de simulações, que mostraram que o equacionamento desenvolvido representa o comportamento do circuito frente a pequenas perturbações.

Os rendimentos medidos apresentaram resultados piores que os calculados e isso se deve ao fato de que os resistores de *gate* utilizados no conversor tinham resistência maior que os utilizados pelo fabricante dos MOSFETs para a confecção do *datasheet*, o que resulta em erros na estimativa das perdas de comutação dos semicondutores. As tensões de acionamento do *gate* eram menores que a do *datasheet*, e isso implica no aumento da resistência de condução dos semicondutores, o que causa erro na estimativa das perdas de condução.

Os resultados experimentais mostraram que o conversor pode operar com potência maior que 200W, que foi o protótipo construído de maior potência encontrado na literatura, e através dos resultados obtidos nesse trabalho, conclui-se que o conversor, aparentemente, não possui restrições para utilização em potências da ordem de quilowatts.

Por fim, observou-se, durante os protótipos desenvolvidos durante o trabalho, que se deve tomar cuidado especial no projeto do *layout* das trilhas de potência, priorizando trilhas

de baixa indutância, que do contrário, podem gerar sobretensões expressivas devido à alta velocidade de comutação dos MOSFETS de SiC.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Como propostas de continuidade do trabalho, destacam-se:

- Estudo de métodos para obter um conversor com elevadas taxas de densidade de potência;
- Otimização do projeto de indutores acoplados;
- Análise refinada de perdas do conversor;
- Projeto para um sistema real de elevador, calculando o conversor e o supercapacitor ideal para a aplicação;
- Operação real em um elevador para a medição da economia de energia gerada com o sistema.

REFERÊNCIAS

- ABBATELLI, L.; BRUSCA, C.; CATALISANO, G. How to fine tune your SiC MOSFET gate driver to minimize losses, Application note. **STMicroelectronics Co.**, [S. l.], n. April 2015, p. 1–17, [s.d.]. Disponível em: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/7d/2b/9d/f0/88/07/4b/6f/DM00170577.pdf/files/DM00170577.pdf/jcr:content/translations/en.DM00170577.pdf.
- AGUILAR-NAJAR, Ricardo; PEREZ-PINAL, Francisco; LARA-SALAZAR, Gabriela; HERRERA-RAMIREZ, Carlos; BARRANCO-GUTIERREZ, Alejandro. Cascaded buck converter: A reexamination. **2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, ITEC 2016**, [S. l.], p. 1–5, 2016. DOI: 10.1109/ITEC.2016.7520211.
- ARDI, Hossein; AJAMI, Ali; KARDAN, Faezeh; NIKPOUR, Shahla. Analysis and Implementation of a Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converter with High Voltage Gain. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S. l.], v. 63, n. 8, p. 1–1, 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2552139. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7448893/>.
- ATTAIANESE, C.; NARDI, V.; TOMASSO, G. High performances supercapacitor recovery system for industrial drive applications. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, [S. l.], v. 3, n. C, p. 1635–1641, 2004. DOI: 10.1109/apec.2004.1296084.
- BOSE, Bimal K. **Power Electronics and Variable Frequency Drives**. [s.l.] : IEEE Press, 1997.
- BULLARD, G. L.; SIERRA-ALCAZAR, H. B.; LEE, H. L.; MORRIS, J. L. Operating principles of the ultracapacitor. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S. l.], v. 25, n. 1, p. 102–106, 1989. DOI: 10.1109/20.22515.
- BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. **Digital control in power electronics**. [s.l.: s.n.]. v. 2 DOI: 10.2200/S00047ED1V01Y200609PEL002.
- CAO, Jian; EMADI, Ali. A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S. l.], v. 27, n. 1, p. 122–132, 2012. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2151206.
- DIXON, Juan; NAKASHIMA, Ian; ARCOS, Eduardo F.; ORTÚZAR, Micah. Electric vehicle using a combination of ultracapacitors and ZEBRA battery. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S. l.], v. 57, n. 3, p. 943–949, 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2027920.
- ELEVADORES ATLAS SCHINDLER. **Manual de Transporte Vertical em Edifícios Elevadores de Passageiros, Escadas Rolantes, Obra Civil e Cálculo de Tráfego**. [s.l.: s.n.]. Disponível em: <https://www.schindler.com/content/dam/web/br/pdf/ni/manual-transporte-vertical.pdf>.

ELLENBOGEN, James C. Supercapacitors : A Brief Overview. *[S. l.]*, n. March, 2006.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIĆ, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. Boston, MA: Springer US, 2001. DOI: 10.1007/b100747. Disponível em: <http://link.springer.com/10.1007/b100747>.

EULL, Michael; PREINDL, Matthias. Bidirectional Three-Level DC-DC Converters : Sum-Difference Modeling and Control. *[S. l.]*, p. 573–578, 2017.

FERREIRA, André Augusto; POMÍLIO, José Antenor. Estado da arte sobre a aplicação de supercapacitores em eletrônica de potência. **Eletrônica de Potência**, *[S. l.]*, v. 10, n. 2, p. 25–32, 2005.

GRBOVIC, Petar J. Ultra-capacitor based regenerative energy storage and power factor correction device for controlled electric drives Dispositif correcteur de facteur de puissance à base de super-condensateur pour variateur de vitesse. *[S. l.]*, 2011. Disponível em: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00585405/>.

GRBOVIĆ, Petar J.; DELARUE, Philippe; LE MOIGNE, Philippe; BARTHOLOMEUS, Patrick. A bidirectional three-level DC-DC converter for the ultracapacitor applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, *[S. l.]*, v. 57, n. 10, p. 3415–3430, 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2038338.

GRBOVIĆ, Petar J.; DELARUE, Philippe; LE MOIGNE, Philippe; BARTHOLOMEUS, Patrick. A three-terminal ultracapacitor-based energy storage and PFC device for regenerative controlled electric drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, *[S. l.]*, v. 59, n. 1, p. 301–316, 2012. a. DOI: 10.1109/TIE.2011.2143371.

GRBOVIĆ, Petar J.; DELARUE, Philippe; LE MOIGNE, Philippe; BARTHOLOMEUS, Patrick. The ultracapacitor-based regenerative controlled electric drives with power-smoothing capability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, *[S. l.]*, v. 59, n. 12, p. 4511–4522, 2012. b. DOI: 10.1109/TIE.2011.2181129.

HIMMELSTOSS, F. A.; WURM, P. H. Simple Bi-Directional Dc-To-Dc Converters With High Input To Output Voltage Ratio. **Solar Energy**, *[S. l.]*, n. October, p. 592–595, 2001.

IBGE. **Ladeira da Conceição : Elevador Lacerda : Salvador, BA**. 2020. Disponível em: <https://biblioteca.ibge.gov.br/biblioteca-catalogo.html?id=418092&view=detalhes>. Acesso em: 15 fev. 2020.

ITANI, Khaled; DE BERNARDINIS, Alexandre; KHATIR, Zoubir; JAMMAL, Ahmad. Energy management of a battery-flywheel storage system used for regenerative braking recuperation of an Electric Vehicle. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, *[S. l.]*, p. 2034–2039, 2016. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793595.

IVO BARBI. **Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas**. [s.l: s.n.].

JAHNS, Thomas M.; OWEN, Edward L.; MEMBER, Senior. AC Adjustable-Speed Drives at the Millennium : How Did We Get Here ? [*S. l.*], v. 16, n. 1, p. 17–25, 2001.

KAZIMIERCZUK, Marian K. **Pulse-width modulated DC-DC power converters**. [s.l: s.n.]. DOI: 10.1002/9780470694640. Disponível em: <https://www.wiley.com/en-us/Pulse+width+Modulated+DC+DC+Power+Converters-p-9780470694657>.

LIN, C. C.; WU, G. W.; YANG, L. S. Study of a non-isolated bidirectional DC–DC converter. **IET Power Electronics**, [*S. l.*], v. 6, n. 1, p. 30–37, 2013. DOI: 10.1049/iet-pel.2012.0338. Disponível em: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2012.0338>.

LIN, Weiming; WANG, Jinhui; HUANG, Junlai; XU, Yuzhen. A novel tapped inductor bi-directional buck-boost topology. **INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)**, [*S. l.*], p. 0–4, 2008. DOI: 10.1109/INTLEC.2008.4664124.

LSMTRON. **LS Mtron Ultracapacitor**. 2015. Disponível em: <https://www.alfatec.de/fileadmin/Webdata/Kataloge/LSMTRON-catalogue-v1.1.pdf>.

LUO, Xing; WANG, Jihong; DOONER, Mark; CLARKE, Jonathan. Overview of current development in electrical energy storage technologies and the application potential in power system operation. **Applied Energy**, [*S. l.*], v. 137, p. 511–536, 2015. DOI: 10.1016/j.apenergy.2014.09.081. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2014.09.081>.

MARS, Rabiaa; BOUZIDI, Badii; YANGUI, Abderrazak. On the comparison of two hybrid energy storage systems: Parallel connection of battery-RC ultracapacitor/- multibranch ultracapacitor circuits. **2016 11th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2016**, [*S. l.*], n. i, 2016. DOI: 10.1109/EVER.2016.7476418.

MAXWEL. **Changing how the world stores and uses energy** . [s.d.]. Disponível em: https://www.maxwell.com/images/documents/Ultracapacitors_Overview_Flyer_3000615-2EN.pdf.

MILLER, J. R. HISTORY OF TECHNOLOGY A brief history of supercapacitors. **Technology**, [*S. l.*], v. 539–543, p. 5097, 2007. Disponível em: <http://scholar.google.com/scholar?hl=en&btnG=Search&q=intitle:A+brief+history+of+supercapacitors#0>.

MOMAYYEZAN, Milad; ABEYWARDANA, Damith B. Wickramasingh.; HREDZAK, Branislav; AGELIDIS, Vassilios G. Integrated reconfigurable configuration for battery/ultracapacitor hybrid energy storage systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [*S. l.*], v. 31, n. 4, p. 1583–1590, 2016. DOI: 10.1109/TEC.2016.2589933.

ONAR, O. C.; KHALIGH, A. A novel integrated magnetic structure based DC/DC converter for hybrid battery/ultracapacitor energy storage systems. **IEEE Transactions on Smart Grid**, [*S. l.*], v. 3, n. 1, p. 296–307, 2012. DOI: 10.1109/TSG.2011.2150250.

PERRIN, Yann; GALISULTANOV, Ayrat; FANET, Hervé; PILLONNET, Gaël. Optimal Charging of Nonlinear Capacitors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S. l.], v. 34, n. 6, p. 5023–5026, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2881557.

PIRES, V. Fernao; FOITO, Daniel; MARTINS, J. F. Bidirectional DC-DC converter with high voltage gain for the charge/discharge control of storage systems. **Proceedings of the Biennial Baltic Electronics Conference, BEC**, [S. l.], v. 2016- Novem, p. 191–194, 2016. DOI: 10.1109/BEC.2016.7743761.

RODRÍGUEZ, José R.; DIXON, Juan W.; ESPINOZA, José R.; PONTT, Jorge; LEZANA, Pablo. PWM regenerative rectifiers: State of the art. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S. l.], v. 52, n. 1, p. 5–22, 2005. DOI: 10.1109/TIE.2004.841149.

SANI, Usman Sammani; SHANONO, Ibrahim Haruna. A Review on Supercapacitors. **Akgec International Journal of Technology**, [S. l.], v. 6, n. 2, 2016.

SCHNEUWLY, Adrian; GALLAY, Roland. Properties and applications of supercapacitors: From the state-of-the-art to future trends. [S. l.], p. 1–10, 2000.

STMICROELECTRONICS. **Silicon Carbide Power MOSFET, SCT30N120 Datasheet Rev 11**. [s.l.: s.n.]. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/sct30n120.pdf>.

STMICROELECTRONICS. **Silicon Carbide Power MOSFET, SCTW100N65G2AG Datasheet Rev 2**. [s.l.: s.n.].

THORNTON. **Núcleo de ferrite, NEE-55/28/25 Datasheet**. [s.l.: s.n.]. Disponível em: <https://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>.

THYSSENKRUPP. **ThyssenKrupp Elevadores apresenta soluções sustentáveis em transporte vertical durante a Ecogerma**. 2009. Disponível em: <https://www.thyssenkruppelevadores.com.br/release/download/15/>.

THYSSENKRUPP. **ThyssenKrupp - Elevadores em alta**. 2010. Disponível em: <https://www.thyssenkruppelevadores.com.br/pt-BR/downloads/download/58/>. Acesso em: 15 fev. 2020.

WU, Hongfei; LU, Yangjun; CHEN, Liqun; XU, Peng; XIAO, Xi; XING, Yan. High step-up/step-down non-isolated BDC with built-in DC-transformer for energy storage systems. **IET Power Electronics**, [S. l.], v. 9, n. 13, p. 2571–2579, 2016. DOI: 10.1049/iet-pel.2015.0841. Disponível em: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2015.0841>.

YANG, Lung Sheng; LIANG, Tsorng Juu. Analysis and implementation of a novel bidirectional DC-DC converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S. l.], v. 59, n. 1, p. 422–434, 2012. DOI: 10.1109/TIE.2011.2134060.

YANG, Xiaoping; ZHANG, Hao; MA, Xikui. Modeling and stability analysis of cascade

buck converters with N power stages. **Mathematics and Computers in Simulation**, [S. l.], v. 80, n. 3, p. 533–546, 2009. DOI: 10.1016/j.matcom.2009.08.039.

YE, Yuanmao; CHENG, K. W. E.; LIU, Junfeng; XU, Cuidong. Bidirectional tapped-inductor-based buck-boost convertor and its circuit application. **2013 5th International Conference on Power Electronics Systems and Applications, PESA 2013**, [S. l.], 2013. DOI: 10.1109/PESA.2013.6828226.

YOONG, M. K.; GAN, Y. H.; GAN, G. D.; LEONG, C. K.; PHUAN, Z. Y.; CHEAH, B. K.; CHEW, K. W. Studies of regenerative braking in electric vehicle. **IEEE Conference on Sustainable Utilization and Development in Engineering and Technology 2010, STUDENT 2010 - Conference Booklet**, [S. l.], n. November, p. 40–45, 2010. a. DOI: 10.1109/STUDENT.2010.5686984.

YOONG, M. K.; GAN, Y. H.; GAN, G. D.; LEONG, C. K.; PHUAN, Z. Y.; CHEAH, B. K.; CHEW, K. W. Studies of regenerative braking in electric vehicle. **IEEE Conference on Sustainable Utilization and Development in Engineering and Technology 2010, STUDENT 2010 - Conference Booklet**, [S. l.], n. November, p. 40–45, 2010. b. DOI: 10.1109/STUDENT.2010.5686984.

ZHANG, Yun; GAO, Yongping; LI, Jing; SUMNER, Mark. Interleaved switched-capacitor bidirectional DC-DC converter with wide voltage-gain range for energy storage systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S. l.], v. 33, n. 5, p. 3852–3869, 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2719402.

ZHENG, Wenli; MA, Kai; WANG, Xiaorui. Hybrid Energy Storage with Supercapacitor for Cost-Efficient Data Center Power Shaving and Capping. **IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems**, [S. l.], v. 28, n. 4, p. 1105–1118, 2017. DOI: 10.1109/TPDS.2016.2607715.

APÊNDICE A – PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

```

////////////////////////////////////*/
// INCLUDES
////////////////////////////////////
#include "stm32f1xx_hal.h"
#include "main.h"
#include "display.h"
// #include "funcoes.h"
#include <stdio.h>
#include <math.h>
////////////////////////////////////
//                                     //
//          Variáveis                  //
//                                     //
////////////////////////////////////
extern int pwm_init;
uint8_t botao1;
float corrente, v_link, v_out, v_link_lp2, corrente_lp2, v_out_lp2, f_duty_cycle;
char c_PWM[5], c_corrente[6], c_v_link[6], c_v_out[6];
extern uint32_t adcValArray[3];
long offset_ad, v_out_lp_Q12, v_link_lp_Q12, corrente_lp_Q12;
long aux_i, aux_ad, i_duty_cycle, i_corrente, i_v_link, i_v_out, IL_ref = 2048,
    tensao, v_link_ref_bit, v_ref_lp_bit, corrente_ad, v_link_ad, v_out_ad,
    corrente_bit = 2048, v_link_bit, v_out_bit, init_var_pwm = 0, v_out_lp,
    v_link_lp, corrente_lp;
int VH_ref_IHM, i_sobretensao = 0, i_sobrecorrente = 0;

//Constantes controle
long bit_prc_flag, kpu_VH, kpu_VL, kpu_IL, i_v_link_max, i_v_out_max, i_corrente_max,
    bit_v_link_max, bit_v_out_max;

//Variáveis controlador de corrente//
long cin, cin1, cin2, ein, ein1, ein2, i_ref_lp, i_sat_pos, i_sat_neg, i_sat;

```

```

//Variáveis controlador de tensão//
long cvn, cvn_Q8, cvn1, evn, evn1, v_ref_lp, i_limite;
////////////////////////////////////
//                                     //
//          Defines                    //
//                                     //
////////////////////////////////////

//Referências de tensão e corrente
#define VH_ref      (int)580
#define VH_min      (int)540
#define VL_max      (int)110
#define VL_min      (int)90
#define VL_min_PRC (int)85
#define i_sat       (float)22.0
#define i_prc       (float)5.0

//Proteções de sobretensão e sobrecorrente
#define i_v_link_max (int)620
#define i_v_out_max  (int)115
#define i_corrente_max (int)28

//Parâmetros controlador de tensao//
#define bv0_Q8 (int)((float)3.07305 * 256)
#define bv1_Q8 (int)((float)3.0128 * 256)

//Parâmetros controlador de corrente//
#define bi0 (float)0.0426746451
#define bi1 (float)0.0413192844
#define ai1 (float)1.0382661731
#define ai2 (float)0.0382661731

//Escala dos sensores
#define kpu_VH (int)779

```

[illegible]

```

//char a[5];

//duty_cycle = duty_cycle + 10;
//if(duty_cycle>1400) duty_cycle=0; // PWM máximo = 1800
//HAL_Delay(50);
//i_duty_cycle = (int)(18 * f_duty_cycle);
TIM1->CCR1 = i_duty_cycle;
}
void variaveis_controle (void)
{
    //IL_ref = ((-i_sat/30)*2048)+2048;
}
void controle_pwm (void)
{
    //Inicialização das variaveis de controle do PWM
    if(init_var_pwm == 0)
    {
        //controlador de tensão
        cvn_Q8 = 2048 << 8;
        cvn1    = 2047 << 8;
        evn      = 0;
        evn1     = 0;
        //Controlador de corrente
        cin      = pwm_init;
        cin1     = pwm_init;
        cin2     = pwm_init;
        ein      = 0;
        ein1     = 0;
        init_var_pwm = 1;
    }
    //////////////////////////////////////
    //Proteções de sobretensão e sobrecorrente
    //////////////////////////////////////
    if(v_link_bit > bit_v_link_max || v_out_bit > bit_v_out_max)

```

```

{
    i_sobretensao = 1;
}

if(corrente_bit > bit_corrente_max_pos || corrente_bit < bit_corrente_max_neg)
{
    i_sobrecorrente = 1;
}

//Verifica a tensão no supercap e habilita pré-carga se a tensão estiver abaixo do mínimo
if(v_out_bit < bit_VL_min_PRC)
{
    bit_prc_flag = 1;
}

if(v_out_bit >= bit_VL_max)
{
    bit_prc_flag = 0;
}

////////////////////////////////////
//Controlador de tensão
////////////////////////////////////
if(bit_prc_flag == 0)
{
    //Amostragem da tensão//
    //tensao = v_link_lp;
    tensao = v_link_bit;

    //Cálculo do erro//
    //evn = v_ref_lp_bit - tensao;
    evn = v_link_ref_bit - tensao;

    //Controlador //

    cvn_Q8 = cvn1 + (evn * bv0_Q8) - (evn1 * bv1_Q8);

```

```

//Saturação da referência de corrente
//Saturação positiva
if(cvn_Q8 > (bit_i_sat_pos << 8))
{
    cvn_Q8 = bit_i_sat_pos << 8;
}
//Saturação negativa
if(cvn_Q8 < (bit_i_sat_neg << 8))
{
    cvn_Q8 = bit_i_sat_neg << 8;
}
//Acumula valor da saída anterior//
cvn1 = cvn_Q8;
evn1 = evn;
//Interrompe a carga do capacitor se a tensão chegar ao limite
if(v_out_bit > bit_VL_max & cvn < 2048)
{
    cvn_Q8 = 2048 << 8;
    cvn1 = 2048 << 8;
}
if(v_out_bit < bit_VL_min & cvn > 2048)
{
    cvn_Q8 = 2048 << 8;
    cvn1 = 2048 << 8;
}
cvn = cvn_Q8 >> 8;
}

////////////////////////////////////
// Controlador de corrente
////////////////////////////////////
//Amostragem da corrente e da referência de corrente//
if(bit_prc_flag == 1)
{

```

```

    IL_ref = bit_i_prec;
}
else
{
    IL_ref = 2048 - cvn + 2048; //Recebe o valor da saída do controlador de tensão
}
//Cálculo do erro//
ein = IL_ref - corrente_bit;
//Controlador //
cin = (int)((float)ai1 * cin1) - (int)((float)ai2 * cin2) + (int)((float)bi0 * ein) -
(int)((float)bi1 * ein1);

//Saturador do PWM//
if( cin > 1620) // Satura PWM em 90%
{
    cin = 1620;
}
if( cin < 180) // Satura PWM em 10%
{
    cin = 180;
}
//Acumula valor do erro, do controlador e atualiza a saída do controlador//
ein1 = ein;
cin1 = cin;
cin2 = cin1;
i_duty_cycle = cin;    //Transfere o valor do controlador para o PWM
//i_duty_cycle = 900;    //Transfere o valor do controlador para o PWM
pwm();                //Atualiza PWM
}
void zera_offset_ad (void)
{
    HAL_Delay(100);
    aux_i=0;
}

```

```

for(aux_i=0; aux_i<=1000; aux_i++)
{
offset_ad = offset_ad + (int) adcValArray[0];
}
offset_ad = offset_ad / 1000;
offset_ad = 2047 - offset_ad;
    corrente_bit = 2047; //Seta corrente inicial em zero para não dar erro de sobrecorrente
na inicialização
}
void le_ad (void)
{
    aux_ad ++;
    corrente_ad = adcValArray[0] + corrente_ad;
    v_link_ad = adcValArray[1] + v_link_ad;
    v_out_ad = adcValArray[2] + v_out_ad;
    if(aux_ad > 7)
    {
        //Divide o valor acumulado de corrente por 8
        corrente_bit = (corrente_ad >> 3) + offset_ad;
        //Divide o valor acumulado de tensão VH por 8
        v_link_bit = (v_link_ad >> 3) - 33; //40 zera o offset da leitura de tensão
        //Divide o valor acumulado de tensão VL por 8
        v_out_bit = (v_out_ad >> 3) - 22; //20 zera o offset da leitura de tensão
        corrente_ad = 0;
        v_link_ad = 0;
        v_out_ad = 0;
        aux_ad = 0;
    }
}
void calculo_leituras_ad (void)
{
    i_corrente = (((corrente_bit - 2047)* 3000) >> 11); //((corrente_bit -
2047)*(100*30.0))/2047) dois digitos de precisao #int 300A = 3.00A

```

```

    i_v_link = ((v_link_bit * 7790) >> 12);          //(v_link_bit * 779 * 10)/4095 um digito de
precisao
    i_v_out = ((v_out_bit * 3850) >> 12);           //(v_out_bit * 385 * 10)/4095)) um digito
de precisao
}
void atualiza_LCD (void)
{
    char a[5];
    calculo_leituras_ad();
    //Converte o valor do PWM em string e escreve na tela
    //f_duty_cycle = i_duty_cycle / 18;
    sprintf(a,"%3d",(i_duty_cycle / 18));
    sprintf(c_PWM,"%+3s",a);
    write_lcd(1,1,"PWM=");
    write_lcd(1,5,c_PWM);
    write_lcd(1,8,"%");

    //Converte o valor da corrente em string e escreve na tela
    corrente = (float)i_corrente / 100;
    sprintf(a,"%0.1f",corrente);
    sprintf(c_corrente,"%+4s",a);
    write_lcd(2,1,"IL=");
    write_lcd(2,5,c_corrente);

    //Converte o valor da corrente de referência em string e escreve na tela
    corrente = (float)(((float)(IL_ref-2048)*30) / 2048);
    sprintf(a,"%0.1f",corrente);
    sprintf(c_corrente,"%+4s",a);
    write_lcd(2,10,"IL_R=");
    write_lcd(2,15,c_corrente);

    //Converte o valor de VH em string e escreve na tela
    v_link = (float)((float)(v_link_lp * 77900) / 4096);
    v_link = v_link / 100;

```

```

sprintf(a,"%0.1f",v_link);
sprintf(c_v_link,"%+5s",a);
write_lcd(3,1,"VH=");
write_lcd(3,4,c_v_link);

```

//Converte o valor da VH de referência em string e escreve na tela

```

VH_ref_IHM = (float)((((float)(v_link_ref_bit * 77900))/4096);
VH_ref_IHM = (int)(VH_ref_IHM / 100)+1;
sprintf(a,"%3d",VH_ref_IHM);
sprintf(c_v_link,"%+4s",a);
write_lcd(3,10,"VH_R=");
write_lcd(3,15,c_v_link);

```

//Converte o valor VCAP em string e escreve na tela

```

//v_out = (float) i_v_out / 10;
v_out = (float)((float)(v_out_lp * 396) / 4096);
sprintf(a,"%0.1f",v_out);
sprintf(c_v_out,"%+5s",a);
write_lcd(4,1,"VL=");
write_lcd(4,4,c_v_out);

```

//Sinaliza erros do conversor

```

if(i_sobrecorrente == 1)
{
    write_lcd(4,10,"ERR=I  ");
}
else if(i_sobretensao == 1)
{
    write_lcd(4,10,"ERR=V  ");
}
else if(bit_prc_flag == 1 && i_sobrecorrente == 0 && i_sobretensao ==0)
{

```

```

        write_lcd(4,10,"PRC_CAP");
    }
else
{
    write_lcd(4,10,"ON    ");
}
}
void passa_baixas (void)
{
    // Filtro passa baixas para tensão e corrente
    // 0.1 é a constante do filtro dt/RC // 1/X = 0.1 => 10

    //corrente_lp = (corrente_lp + ((corrente - corrente_lp) / 3000));
    v_link_lp_Q12 = (v_link_lp_Q12 + (((v_link_bit << 18) - v_link_lp_Q12) >> 8));
    v_link_lp      = v_link_lp_Q12 >> 18;

    v_out_lp_Q12   = (v_out_lp_Q12 + (((v_out_bit << 16) - v_out_lp_Q12) >> 8));
    v_out_lp       = v_out_lp_Q12 >> 16;

    //v_ref_lp  = (v_ref_lp << 8) + (((v_link_ref_bit << 8) - (v_ref_lp << 8)) >> 15);
    //Rampa da referência de tensão
    v_ref_lp = v_ref_lp + 10;
    v_ref_lp_bit = v_ref_lp >> 8;

    if(v_ref_lp_bit > v_link_ref_bit)
    {
        v_ref_lp_bit = v_link_ref_bit;
        v_ref_lp = v_ref_lp_bit << 8;
    }

    //Filtro passa baixas para os valores de leitura do display
    //corrente_lp2= (corrente_lp2 + ((corrente - corrente_lp2) * 0.5));
    //v_link_lp2   = (v_link_lp2 + ((v_link - v_link_lp2) * 0.5));
    //v_out_lp2    = (v_out_lp2 + ((v_out - v_out_lp2) * 0.5));
}

```