

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
CURSO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA

DOUGLAS DOSCIATTI

ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE APLICADO À
BATERIAS

Joinville

2019

DOUGLAS DOSCIATTI

ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE APLICADO À
BATERIAS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Mecatrônica no curso de Engenharia Mecatrônica, da Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico de Joinville.

Orientador: Dr. Eng. Diego Santos Greff

Joinville

2019

ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE APLICADO À
BATERIAS

DOUGLAS DOSCIATTI

Esta monografia foi julgada e aprovada como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Mecatrônica, na Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico de Joinville.

Joinville (SC),

Banca Examinadora:

Prof. Diego Santos Greff, Dr.
Presidente/Orientador

Prof. Milton Evangelista de Oliveira Filho, Dr.
Membro Interno – UFSC

Prof. Moises Ferber de Vieira Lessa, Dr.
Membro Interno – UFSC

AGRADECIMENTOS

À minha família, principalmente meus pais Paulo Roberto Dosciatti e Cleuza Maria Dall Bosco Dosciatti, pelo apoio e incentivos constantes na realização de minhas ambições, por nunca me deixarem faltar nada e, sobretudo por serem os maiores exemplos de pessoa, os moldes do que sou e do que serei.

Ao meu orientador Diego Santos Greff, por sua dedicação, paciência e confiança. Por nunca ter desistido de mim, acolhendo-me e ajudando a superar as dificuldades encontradas não apenas neste trabalho, como no período acadêmico na UFSC. Que nossa amizade se fortaleça com o passar dos anos.

À toda a equipe da 4C Innovation, onde realizei meu estágio obrigatório e que tanto aprendi nos últimos meses. Obtive grandes experiências, desde trabalhar com projetos desafiadores como também o dia-a-dia prático da profissão. Tudo que vivi na empresa contribuiu muito para minha formação de Engenheiro Mecatrônico.

Ao meu amor pelo companheirismo e carinho, me animando nos momentos mais exaustivos da minha vida acadêmica, me encorajando a enfrentar os desafios da vida com cabeça erguida.

Aos meus amigos, por serem o reduto de sanidade na minha vida, pelas lamúrias ouvidas e os consolos dados. Vocês me fizeram muito feliz e vão estar sempre na minha memória.

“Para se ter sucesso, é necessário amar de verdade o que se faz. Caso contrário, levando em conta apenas o lado racional, você simplesmente desiste. É o que acontece com a maioria das pessoas.”
(Steve Jobs).

RESUMO

A procura por energia elétrica aumentou muito nos últimos anos ampliando a necessidade de produzi-las de modos alternativos. Esta demanda resultou no avanço de sistemas de conversão de energia, os quais são responsáveis pelo controle do armazenamento e fornecimento destas energias em baterias. Por esse motivo, o trabalho apresentou o projeto de um conversor CC-CC bidirecional em corrente atuando no controle da carga e descarga de baterias. Inicialmente foram demonstradas as etapas de operação com o intuito de encontrar a função de transferência que representa o conversor para posteriormente realizar o controle da corrente. Foi adotado o controlador do tipo PI descrito de modo analógico e digital devido a sua simplicidade para garantir o seguimento da corrente no indutor dada uma referência. O objetivo principal foi assegurar que o conversor atue de forma a realizar o seguimento da corrente de referência com o propósito de carregar e descarregar as baterias. Para tal, simulações foram realizadas através do software PSIM®, as quais mostraram que o sistema operou de modo satisfatório realizando a carga e descarga da bateria com o controle analógico. Em contrapartida, o controlador digital apresentou o seguimento de referência, porém, com uma dinâmica diferente da esperada. Por fim, os resultados práticos obtidos com o conversor operando no modo Buck e Boost em malha aberta apresentaram-se satisfatório, podendo ser realizado o fechamento da malha e aplicado o controle. O desenvolvimento do projeto, assim como os testes foram realizados no Laboratório GREEN do Grupo de Energias Renováveis da Universidade Federal de Santa Catarina.

Palavras-chave: Bidirecional. Conversor. Bateria. Controlador.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Conversor CC-CC básico e forma de onda da tensão de saída.....	21
Figura 2 - Ganho estático em função da razão cíclica D	22
Figura 3 - Sinal de referência.	22
Figura 4 - Sinal da portadora dente de serra.....	23
Figura 5 – Circuito modulador PWM.....	23
Figura 6 - Sinal complementar.	24
Figura 7 - Tempo morto.	24
Figura 8 - Conversor CC-CC Bidirecional em corrente (a) fluxo de potência positivo, (b) fluxo de potência negativo.....	25
Figura 9 - Quadrantes de operação do conversor bidirecional.	26
Figura 10 – Circuito elétrico do conversor operando no primeiro quadrante.	27
Figura 11 - Principais formas de onda da tensão e corrente no primeiro quadrante.	28
Figura 12 - Circuito elétrico do conversor operando no segundo quadrante.	29
Figura 13 - Principais formas de onda da tensão e corrente no segundo quadrante.....	30
Figura 14 - Principais formas de onda alternando o 1° e o 2° quadrante de operação.....	31
Figura 15 - Variação de V_2 em função de D	32
Figura 16 - Ondulação da corrente no indutor em função da razão cíclica.	34
Figura 17 - Esquema de controle da corrente.	34
Figura 18 - Circuito equivalente do conversor CC-CC bidirecional.	35
Figura 19 - Modelo médio de pequenos sinais do conversor CC-CC bidirecional em corrente.	37
Figura 20 - Modelo elétrico da bateria.	39
Figura 21 - Processo de carga da bateria.	40
Figura 22 - Núcleo de ferrite e carretel do tipo E-E.	41
Figura 23 - Circuito modulador.....	46
Figura 24 - Sinal de referência, sinal da portadora e PWM para razão cíclica de 50%.	47
Figura 25 - Sinal de referência, sinal da portadora e PWM para razão cíclica de 100%.	47
Figura 26 - Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.	48
Figura 27 - Resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta.	49
Figura 28 - Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.	49
Figura 29 - Resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha fechada.....	50
Figura 30 - Erro em regime permanente ao degrau unitário.....	51
Figura 31 - Malha de controle da corrente no indutor do conversor.	52
Figura 32 - Malha de controle da corrente.	52
Figura 33 - Diagrama de Bode da planta $GMA(s)$	53
Figura 34 - Diagrama de Bode de $FTLA(s)$	56
Figura 35 - Resposta do sistema em malha fechada a um degrau unitário.....	57
Figura 36 - Conversor bidirecional com fonte de tensão contínua em V_2 e controle analógico.	58
Figura 37 - Bidirecionalidade em corrente com controle analógico.	59
Figura 38 - Formas de onda da corrente no indutor e referência de corrente no sentido positivo.	59

Figura 39 - Formas de onda da corrente no indutor e referência de corrente no sentido negativo.	60
Figura 40 - Formas de onda do conversor no primeiro quadrante de operação.	61
Figura 41 - Formas de onda do conversor no segundo quadrante de operação.	61
Figura 42 - Corrente no indutor, corrente de referência, sinal do erro e sinais da portadora e modulador no sentido positivo da corrente.	62
Figura 43 - Corrente no indutor, corrente de referência e sinais da portadora e modulador no sentido negativo da corrente.	63
Figura 44 - Diagrama de Bode do controlador PI.	64
Figura 45 - Saturação do controlador na inversão da corrente negativa para positiva.	65
Figura 46 - Saturação do controlador na inversão da corrente positiva para negativa.	66
Figura 47 - Conversor bidirecional com bateria em V_2	67
Figura 48 - Corrente na bateria, tensão na bateria, sinal modulador no processo de carga.	68
Figura 49 - Sinal modulador, sinal da portadora, corrente na bateria e corrente de referência no processo de carga.	68
Figura 50 – Resposta do sistema no processo de carga da bateria com controlador analógico.	69
Figura 51 - Corrente na bateria, tensão na bateria, sinal modulador no processo de descarga.	70
Figura 52 - Sinal modulador, sinal da portadora, corrente na bateria e corrente de referência no processo de descarga da bateria.	70
Figura 53 - PSS da corrente no processo de descarga da bateria com controlador analógico.	71
Figura 54 - Processo de carga e descarga da bateria e sinal modulador com controlador analógico.	72
Figura 55 - Conversor bidirecional com fonte de tensão contínua em V_2 e controle digital.	74
Figura 56 - Declaração de variáveis.	75
Figura 57 - Função main.	75
Figura 58 - Sinal do erro antes e depois do amostrador ZOH.	76
Figura 59 - Bidirecionalidade em corrente com controle digital.	77
Figura 60 - Formas de onda da corrente positiva no indutor, moduladora e portadora com controle digital.	78
Figura 61 - Formas de onda da corrente negativa no indutor, moduladora e portadora com controle digital.	78
Figura 62 - Inversão da corrente negativa para positiva utilizando o controlador digital.	79
Figura 63 - Inversão da corrente negativa para positiva utilizando o controlador digital.	79
Figura 64 - Conversor bidirecional aplicado a bateria com controle digital.	80
Figura 65 - Processo de carga e descarga da bateria com controlador digital.	81
Figura 66 - Sinal da portadora, moduladora, corrente na bateria e de referência no processo de carga.	82
Figura 67 - Sinal da portadora, moduladora, corrente na bateria e de referência no processo de descarga.	82
Figura 68 – Resposta do sistema no processo de carga da bateria com controlador digital.	83
Figura 69 - PSS da corrente no processo de descarga da bateria com controlador digital.	83
Figura 70 - Formas de onda do conversor operando no primeiro quadrante com controlador digital.	84
Figura 71 - Formas de onda do conversor operando no segundo quadrante com controlador digital.	85
Figura 72 - Circuito para o cálculo térmico.	88

Figura 73 - Dissipador de calor HS 3512A.	89
Figura 74 - Dissipador de calor HS 6634.	91
Figura 75 – Circuito de comando dos interruptores.	92
Figura 76 - Protótipo do conversor CC-CC para testes em malha aberta.	95
Figura 77 - Sinais de comando dos interruptores.	96
Figura 78 - Tempo morto aplicado aos interruptores	96
Figura 79 - Formas de onda da corrente no indutor e tensão no interruptor S_2 no modo Buck.	97
Figura 80 - Simulação das formas de onda da corrente no indutor e tensão no interruptor S_2 no modo Buck.....	98
Figura 81 - Formas de onda da corrente e tensão no indutor no modo Buck.....	98
Figura 82 - Simulação das formas de onda da corrente e tensão no indutor no modo Buck....	99
Figura 83 - Formas de onda da tensão e corrente na carga no modo Buck.	99
Figura 84 - Simulação das formas de onda da tensão e corrente na carga no modo Buck....	100
Figura 85 - Formas de onda da corrente no indutor e tensão no interruptor S_2 e carga no modo Boost.....	101
Figura 86 - Simulação das formas de onda da corrente no indutor e tensão no interruptor S_2 e carga no modo Boost.	101
Figura 87 - Formas de onda da corrente e tensão no indutor no modo Boost.	102
Figura 88 - Simulação das formas de onda da corrente e tensão no indutor no modo Boost.	102
Figura 89 - Formas de onda da corrente no indutor e das tensões de entrada e saída do conversor no modo Boost.	103
Figura 90 - Simulação das formas de onda da corrente no indutor e das tensões de entrada e saída do conversor no modo Boost.....	103
Figura 91 - Realização dos testes de bancada em malha aberta.	104

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações do projeto.....	38
Tabela 2 - Núcleos de ferrite comerciais.....	42
Tabela 3 - Fios esmaltados.....	43
Tabela 4 - Atributos MOSFET IRF540.....	87
Tabela 5 - Correção de comprimento.....	90

LISTA DE SÍMBOLOS

T_{on}	Tempo de condução do interruptor
S_1	Interruptor
T_s	Período de comutação do interruptor
f_s	Frequência de comutação do interruptor
V_1	Tensão da fonte V_1
V_2	Tensão da fonte V_2
R_o	Resistência da carga
D	Razão cíclica
I_{ref}	Corrente de referência
V_{g1}	Sinal de gatilho interruptor S_1
V_{g2}	Sinal de gatilho interruptor S_2
T_m	Tempo morto
L	Indutância no Indutor L
$i_L(t)$	Corrente instantânea no indutor
D_1	Diodo do interruptor S_1
D_2	Diodo do interruptor S_2
I_L	Corrente média no indutor
$\frac{di_L(t)}{dt}$	Derivada da corrente no indutor
$v_L(t)$	Tensão instantânea no indutor
$i_{S1}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_1
$i_{S2}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_2
$i_{D1}(t)$	Corrente instantânea no diodo do interruptor S_1
$i_{D2}(t)$	Corrente instantânea no diodo do interruptor S_2
V_{S1}	Tensão no interruptor S_1
V_{S2}	Tensão no interruptor S_2
A_1	Área da forma de onda da tensão positiva de V_L
A_2	Área da forma de onda da tensão negativa de V_L
$i_{V1}(t)$	Corrente instantânea na fonte V_1
t_{S1}	Tempo de condução do interruptor S_1
t_{S2}	Tempo de condução do interruptor S_2

T_{off}	Tempo em que o interruptor permanece bloqueado
$ V_L $	Módulo da tensão no indutor
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor
Δt	Intervalo de tempo
I_{Lref}	Corrente de referência
$Ci(s)$	Função de transferência do controlador PI
V_{ab}	Tensão média entre os pontos A e B
$\langle v_{ab} \rangle_{T_s}$	Tensão média entre os pontos A e B em um período de comutação T_s
$v_{ab}(t)$	Tensão instantânea entre os pontos A e B
$d(t)$	Razão cíclica em função do tempo
$\hat{d}(t)$	Pequena perturbação na razão cíclica
$\hat{i}_L(t)$	Pequena perturbação na corrente do indutor
$G_{conv}(s)$	Função de transferência do conversor bidirecional
P_1	Potência de entrada
P_1	Potência de saída
C_2	Capacitância de superfície da bateria
C_1	Capacitância do capacitor C_1
A_e	Área da seção transversal
A_w	Área da janela
I_{Lpico}	Corrente de pico no indutor
$I_{Leficaz}$	Corrente eficaz no indutor
B_{max}	Indução magnética máxima
J_{max}	Densidade de corrente máxima
k_w	Fator de ocupação
N	Número de espiras
μ_0	Permeabilidade do ar
$l_{entreferro}$	Entreferro
Δ	Profundidade de penetração
S_{fio}	Bitola do fio
$N_{condutores}$	Condutores em paralelo
A_{cu}	Área do cobre
A_{Wmin}	Janela mínima
S_{22}	Bitola do fio AWG 22

$Exec$	Possibilidade de execução
R_{fio}	Resistência do enrolamento
l_t	Comprimento médio da espira
p_{22}	Resistividade do fio
P_{cu}	Perdas no cobre
$P_{núcleo}$	Perdas no núcleo
K_H	Coefficiente de perdas por histerese
K_E	Coefficiente de perdas por correntes parasitas
V_e	Volume do núcleo
ΔB	Variação do fluxo eletromagnético
$P_{indutor}$	Perda total no indutor
$Rt_{núcleo}$	Resistência térmica do núcleo
ΔT	Elevação da temperatura
V_{pp}	Tensão de pico a pico da portadora
vc	Sinal modulador
$vc(s)$	Sinal modulador
K_m	Ganho do modulador
$I_{L_ref}(s)$	Corrente de referência
$d(s)$	Razão cíclica
$I_L(s)$	Corrente média no indutor
$F_{MA}(s)$	Função de transferência em malha aberta (modulador e conversor)
$E(s)$	Erro
$F_{MF}(s)$	Função de transferência em malha fechada (modulador e conversor)
e_{ss}	Erro em estado estacionário
K_{si}	Ganho do sensor de corrente
$G_{pl}(s)$	Função de transferência do conversor bidirecional
$I_L(s)$	Corrente média no indutor lida pelo sensor
K_p	Ganho proporcional
T_i	Constante de integração do controlador
$G_{MA}(s)$	Função de transferência em malha aberta (modulador, conversor e ganho do sensor)
K_{MA}	Ganho em malha aberta (modulador, conversor e ganho do sensor)
$FTLA(s)$	Função de transferência em malha aberta (modulador, conversor, ganho do sensor e controlador PI)

f_c	Frequência de cruzamento
$\angle FTLA(j\omega)$	fase de FTLA
$ FTLA(j\omega) $	Módulo de FTLA
MF	Margem de fase
$FTLF(s)$	Função de transferência em malha fechada (modulador, conversor, ganho do sensor e controlador PI)
ζ	Coefficiente de amortecimento
t_p	Tempo de pico
t_s	Tempo de acomodação
t_r	Tempo de subida
$i_l(t)$	Corrente instantânea na fonte V_l
f_{zero}	Frequência do zero do controlador
T	Tempo de amostragem
$e(s)$	Erro
$C_i(z)$	Controlador PI discreto
$vc(n)$	Saída atual do controlador
$vc(n-1)$	Saída anterior do controlador
$e(n)$	Entrada atual do controlador
$e(n-1)$	Entrada anterior do controlador
C_{i_z}	Bloco em linguagem C que representa o controlador digital
sat	Saturador
D_{max}	Razão cíclica máxima
D_{min}	Razão cíclica mínima
I_{S1_media}	Corrente media no interruptor S_1
I_{S1_rms}	Corrente eficaz no interruptor S_1
V_{S1_max}	Tensão máxima no interruptor S_1
I_{D1_media}	Corrente media no diodo do interruptor S_1
I_{D1_eficaz}	Corrente eficaz no diodo do interruptor S_1
V_{D1_max}	Tensão máxima no diodo do interruptor S_1
I_{S2_media}	Corrente media no interruptor S_2
I_{S2_rms}	Corrente eficaz no interruptor S_2
V_{S2_max}	Tensão máxima no interruptor S_2
I_{D2_media}	Corrente media no diodo do interruptor S_2
I_{D2_eficaz}	Corrente eficaz no diodo do interruptor S_2

V_{D2_max}	Tensão máxima no diodo do interruptor S_2
V_{DSS}	Tensão dreno-source do MOSFET IRF540
$R_{DS(on)}$	Resistência de condução dreno-source do MOSFET IRF540
I_D	Corrente de dreno do MOSFET IRF540
V_{FD}	Queda de tensão de condução do diodo do MOSFET IRF540
t_f	Tempo de queda do MOSFET IRF540
t_r	Tempo de subida do MOSFET IRF540
T_j	Temperatura de junção do MOSFET IRF540
R_{JA}	Resistência junção-ambiente do MOSFET IRF540
R_{JC}	Resistência junção-encapsulamento do MOSFET IRF540
R_{CS}	Resistência encapsulamento-dissipador do MOSFET IRF540
P_{S1_cond}	Perda de condução do interruptor S_1
P_{S2_cond}	Perda de condução do interruptor S_2
P_{S1_com}	Perda de comutação do interruptor S_1
P_{S2_com}	Perda de comutação do interruptor S_2
P_{D1_cond}	Perda de condução do diodo no interruptor S_1
P_{D2_cond}	Perda de condução do diodo no interruptor S_2
T_a	Temperatura ambiente
T_D	Temperatura do dissipador
T_C	Temperatura do encapsulamento
R_{CD}	Resistência componente-dissipador
R_{Da}	Resistência dissipador-ambiente
R_{Da_S1}	Resistência térmica dissipador-ambiente interruptor S_1
R_{Da_S2}	Resistência térmica dissipador-ambiente interruptor S_2
FC	Fator de correção
RT	Resistência térmica
I_g	Corrente de gatilho do MOSFET IRF540
Q_g	Carga total no gatilho do MOSFET IRF540
R_g	Resistência de gatilho do MOSFET IRF540
F_{us2}	Fusível
$\% \Delta V_{cp}$	Porcentagem da ondulação de tensão no capacitor
ΔV_{cp}	Ondulação de tensão no capacitor
C_3	Capacitor modo Boost
C_4	Capacitor modo Buck

RSE_3	Resistência série equivalente do capacitor C_3
RSE_4	Resistência série equivalente do capacitor C_4
I_{max}	Corrente máxima no Capacitor
P_{Boost}	Perda total do conversor no modo Boost
P_{Buck}	Perda total do conversor no modo Buck
η_{Buck}	Eficiência do conversor no modo Buck
η_{Boost}	Eficiência do conversor no modo Boost
R	Resistência da carga
$\overline{\Delta I}_L$	Ondulação de corrente parametrizada

LISTA DE ABREVIATURAS

<i>CC</i>	Corrente continua
<i>CA</i>	Corrente alternada
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation (modulação por largura de pulso)
<i>FM</i>	Frequency Modulation (modulação por frequência)
<i>LTK</i>	Lei das Tensões de Kirchhoff
<i>AWG</i>	American Wire Gauge
<i>P</i>	Proporcional
<i>PD</i>	Proporcional-Derivativo
<i>PI</i>	Proporcional-Integral
<i>PSS</i>	Percentual de Sobressinal
<i>ZOH</i>	Zero-Order Hold (retentor de ordem zero)
<i>CTJ</i>	Centro Tecnológico de Joinville
<i>PCI</i>	Placa de circuito impressa
<i>GND</i>	Ground
<i>kHz</i>	quilo Hertz

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	OBJETIVOS	19
1.1.1	<i>Objetivo Geral.....</i>	<i>19</i>
1.1.2	<i>Objetivos Específicos</i>	<i>19</i>
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	20
2.1	CONVERSORES CC-CC.....	20
2.2	MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO.....	22
3	ANÁLISE TEÓRICA E MODELAGEM DO CONVERSOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE	25
3.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	25
3.2	GANHO ESTÁTICO	31
3.3	INDUTÂNCIA L	33
3.4	MODELAGEM DO CONVERSOR.....	34
4	PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE	38
4.1	ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO	38
4.2	MODELO DA BATERIA.....	39
4.3	DIMENSIONAMENTO E PROJETO DO INDUTOR.....	40
4.4	PROJETO DO CONTROLADOR ANALÓGICO	46
4.5	SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR ANALÓGICO	57
4.6	CONTROLADOR DIGITAL	72
4.7	ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS SEMICONDUTORES	85
4.7.1	<i>Interruptor e Diodo – Primeiro quadrante</i>	<i>86</i>
4.7.2	<i>Interruptor e Diodo – Segundo quadrante.....</i>	<i>86</i>
4.8	ESCOLHA DOS COMPONENTES.....	87
4.8.1	<i>Interruptores</i>	<i>87</i>
4.8.2	<i>Circuito de disparo</i>	<i>92</i>
4.8.3	<i>Circuito de proteção</i>	<i>92</i>
4.8.4	<i>Capacitor de entrada e saída.....</i>	<i>93</i>
4.9	EFICIÊNCIA DO CONVERSOR	93
5	TESTES EM MALHA ABERTA	95
6	CONCLUSÃO	105
	REFERÊNCIAS	107

1 INTRODUÇÃO

Em um cenário global, a demanda por energia elétrica é crescente. Neste contexto, as concessionárias de energia vêm enfrentando problemas para suprir a necessidade das pessoas devido à escassez dos combustíveis fósseis atrelado a baixa eficiência energética e elevada poluição ao ambiente. Atender à crescente procura de energia de uma forma segura e limpa é um desafio. Desta forma, grande parte dos países estão diversificando sua matriz energética buscando recursos renováveis como alternativa, resultando na evolução dos sistemas de conversão de energia bem como sistemas de controle para acumular e fornecer esta energia (CHOWDHURY; CHOWDHURY; CROSSLEY, 2009).

As redes inteligentes apresentam uma solução integrando sistemas acumuladores e diferentes fontes de geração de energias renováveis com uma rede de alta produção, reduzindo emissões de dióxido de carbono e outros poluentes. O acúmulo de energia melhora a estabilidade do sistema injetando e armazenando energia conforme a necessidade. A bateria é um componente fundamental no sistema, dado que em períodos de geração excedente a energia é armazenada na bateria que posteriormente é utilizada pelas cargas em períodos de baixa produção ou na ocorrência de falhas da fonte principal (SULTAN; KADDAH; ELHOSSEINI, 2017). As baterias usualmente apresentam tensões menores que o barramento CC, onde encontram-se conectados as fontes geradoras de energia. Portanto, há necessidade da adequação destes níveis de tensão entre bateria e barramento. Desta forma, a bateria precisa ser monitorada durante o processo de carga e descarga (REDDY; LINDEN, 2011).

O conversor CC-CC bidirecional em corrente tem um papel fundamental nesses sistemas que necessitam armazenar energia em baterias, providenciando o gerenciamento da carga das baterias dentro da disponibilidade do sistema (REDDY; LINDEN, 2011). Quando a fonte principal não fornece energia suficiente para a carga no barramento, o conversor atua concedendo energia da bateria para a carga, caso contrário, a energia fornecida pela fonte for suficiente para alimentar a carga, o controle atua fornecendo energia da fonte para a bateria.

O proposto trabalho projeta um conversor um conversor bidirecional em corrente modulado por largura de pulso para ser utilizado de interface entre o barramento CC e o banco de baterias. O sistema de geração usado é constituído de uma fonte de bancada como fonte

principal de energia; uma bateria de chumbo-ácido como carga e fonte secundária de energia. O sistema de controle é projetado para regular a corrente de carga e descarga da bateria. Desta forma, o trabalho é dividido em 3 partes. A primeira visa a análise teórica e modelagem do conversor bidirecional em corrente, apresentando suas etapas de funcionamento, características estáticas e dinâmicas. Sequencialmente é apresentado o projeto do controlador de corrente analógico e digital juntamente com as devidas simulações. Por fim, é realizado testes práticos do conversor em malha aberta operando no modo buck e boost.

Este trabalho justifica-se na oportunidade de percorrer todos os passos essenciais do projeto e construção de um conversor CC-CC bidirecional em corrente para atuar como controlador de carga de baterias em sistemas de geração de energia renováveis que utilizam baterias.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 *Objetivo Geral*

Projetar um conversor CC-CC bidirecional em corrente de 200W com o propósito de carregar e descarregar baterias.

1.1.2 *Objetivos Específicos*

- Análise do funcionamento do conversor;
- Projetar um controlador analógico e digital;
- Realizar simulações em um software de simulação numérica;
- Simular o processo de carga e descarga da bateria;
- Projetar o indutor;
- Construir um protótipo para a validação do projeto em malha aberta;
- Analisar os resultados finais e, se necessário, realizar ajustes.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo tem como finalidade apresentar os conceitos que envolvem a construção do conversor CC-CC bidirecional em corrente.

Segundo Barbi (2001), com o avanço da microeletrônica, as fontes chaveadas começaram a ser desenvolvidas no ano de 1960, para serem utilizadas na área espacial. O objetivo era de diminuir o volume, peso, consumo e aumentar o rendimento em comparação as fontes reguladas lineares existentes nesta década. Porém, possui algumas desvantagens, como resposta transitória mais lenta, produção de ondulação na tensão de saída, interferência radioelétrica e eletromagnética e maior número de componentes eletrônicos sofisticados.

No projeto de uma fonte chaveada algumas etapas devem ser cumpridas, são elas: especificar o projeto, definir a topologia e dispositivos, cálculo do estágio de entrada, projeto do conversor, cálculo do transformador de isolamento de alta frequência, cálculo do estágio de saída, circuito de comando de base, projeto do circuito de compensação, escolha do driver de acionamento dos interruptores, projeto dos circuitos de proteção, cálculo da fonte auxiliar, cálculo do filtro de rádio frequência (BARBI, 2001).

2.1 CONVERSORES CC-CC

De acordo com Martins e Barbi (2006) os conversores CC-CC são descritos como um sistema constituído de interruptores, indutores e capacitores com a finalidade de controlar o fluxo de energia elétrica da fonte de entrada para a carga por meio da razão cíclica. Dependendo do propósito, a carga pode ser um resistor, motor de corrente contínua, banco de baterias, entre outras.

A Figura 1 apresenta o circuito equivalente de um conversor CC-CC básico e a forma de onda da tensão de saída.

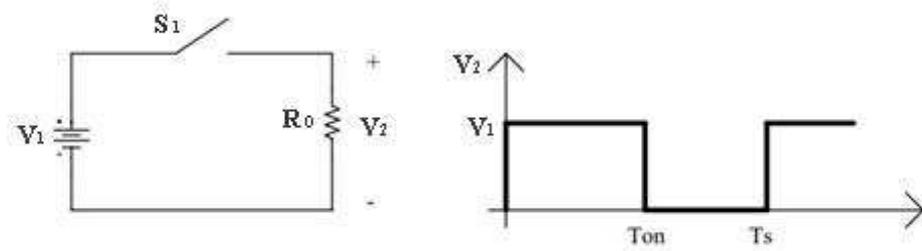


Figura 1 - Conversor CC-CC básico e forma de onda da tensão de saída.
Fonte: Autor (2019), Adaptado Mello (1976).

Logo, T_{on} representa o intervalo de condução do interruptor S_1 e T_s o intervalo de comutação de S_1 , o qual é inversamente proporcional a frequência de comutação f_s . Quanto maior f_s , menor é o volume dos indutores e capacitores presentes no conversor (MARTINS; BARBI; 2006).

A razão entre T_{on} e T_s é definido como razão cíclica, ou também, duty cycle, sendo representada por D .

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (1)$$

Considerando a tensão de entrada V_1 constante, deseja-se manter constante o valor médio da tensão de saída V_2 à medida que R_o varia. Então, V_2 é calculada por:

$$V_2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_1 dt = V_1 \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2)$$

Manipulando a Equação (1), temos que $T_{on} = DT_s$, logo:

$$V_2 = DV_1 \quad (3)$$

Portanto, a relação entre a tensão de saída V_2 e a tensão de entrada V_1 pode ser estabelecida pelo ganho estático do conversor.

$$D = \frac{V_2}{V_1} \quad (4)$$

Observando a Figura 2 constata-se que a variação da tensão de saída em função da razão cíclica é linear.

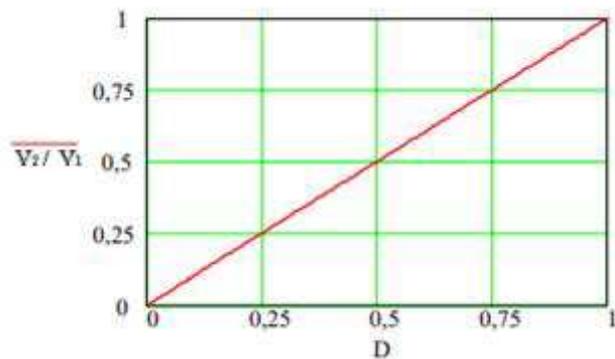


Figura 2 - Ganho estático em função da razão cíclica D .
Fonte: Autor (2019), Adaptado Martins e Barbi (2006).

2.2 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

A modulação por largura de pulso (PWM) é uma técnica que controla a potência por meio da variação da largura do pulso de uma onda quadrada. Foi criada nos anos 60 para substituir a técnica on-off, modulação por frequência (FM) e técnicas que utilizavam cargas em série para o controle da carga (MECAWEB, [s. d.]).

Esta técnica é muito utilizada no controle de fontes chaveadas, controle de velocidade dos motores, luminosidade e diversas outras aplicações (INSTITUTO NEWTON C. BRAGA, 2014).

Conforme Batschauer (2012) o PWM é composto por cinco parâmetros. O primeiro é o sinal de referência, no qual é a imagem da tensão ou corrente que se deseja obter na saída do conversor, como ilustrado na Figura 3.



Figura 3 - Sinal de referência.
Fonte: Autor (2019), Adaptado Batschauer (2012).

O segundo é o sinal da portadora na ordem de kHz, encarregado por definir a frequência de comutação e a razão cíclica dos interruptores. Usualmente é aplicado um sinal dente de serra para conversores CC-CC, como mostrado na Figura 4.

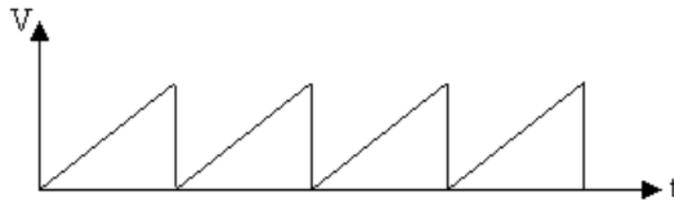


Figura 4 - Sinal da portadora dente de serra.
Fonte: Batschauer (2012).

O terceiro é o modulador ou comparador que compara o sinal de referência com o sinal da portadora, resultando em sua saída o sinal modulado PWM. Assim, variando a amplitude do sinal de referência, altera-se a largura do pulso. Quanto mais próximo da tensão de pico da portadora, maior é a largura do pulso, do contrário, menor. O circuito modulador pode ser visto na Figura 5.

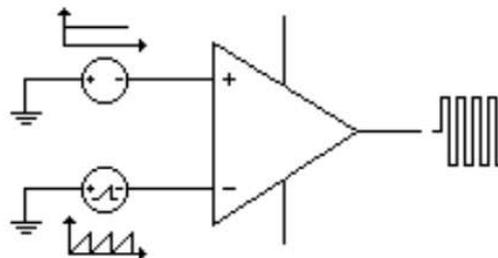


Figura 5 – Circuito modulador PWM.
Fonte: Batschauer (2012).

O quarto é a geração do sinal complementar em que se inverte o sinal modulado na saída do comparador. Para o conversor proposto faz-se necessário, visto que o mesmo contém dois interruptores. Sendo assim, o acionamento dos interruptores é feito de maneira inversa, ou seja, quando um conduz o outro fica bloqueado, como mostra a Figura 6.

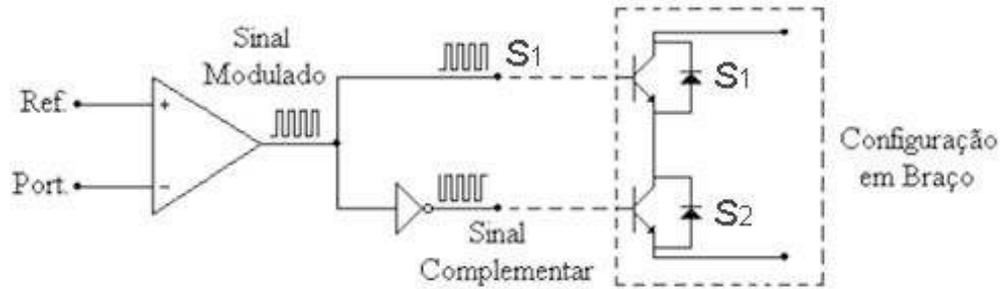


Figura 6 - Sinal complementar.

Fonte: Autor (2019), Adaptado Batschauer (2012).

O quinto parâmetro é empregar um tempo morto T_m , garantindo o bom funcionamento e evitando a queima dos interruptores presentes no mesmo braço, os quais não podem ser acionados conjuntamente. Isto é exemplificado na Figura 7.

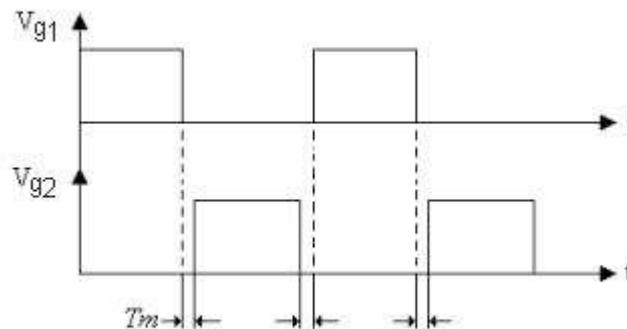


Figura 7 - Tempo morto.

Fonte: Autor (2019), Adaptado Batschauer (2012).

Driver como o IR2111 insere o tempo morto em sua saída mediante o sinal de entrada, não necessitando de ajustes por software ou hardware.

Os drivers são elementos fundamentais em projetos que utilizam fontes chaveadas, no nosso caso, o conversor CC-CC bidirecional. Resumidamente, são um circuito de interface entre o circuito de controle e o de potência. Além de ser os responsáveis pelo acionamento das chaves, amplificam os níveis de corrente e tensão para o acionamento dos transistores que estão em diferentes potenciais e, também, realizam a proteção dos mesmos na ocorrência de curto-circuito. Os drivers não isolados possuem o circuito de controle no mesmo potencial do emissor ou fonte, sendo o bootstrap um exemplo disto. Os isolados, quando o terra do circuito é diferente do terminal do emissor ou fonte, onde seu isolamento é feito utilizando optoacoplador ou elemento magnético (BASCOPÉ et al., 2013).

3 ANÁLISE TEÓRICA E MODELAGEM DO CONVERSOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

Neste capítulo será analisado o funcionamento do conversor apresentando as equações que descrevem as etapas de operação, suas principais formas de onda, assim como, o equacionamento do indutor, com o objetivo de encontrar um modelo linear que represente o conversor em estudo.

3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O circuito básico do conversor CC-CC bidirecional é representado pela Figura 8. As fontes de tensão contínua são representadas por V_1 e V_2 , o indutor L e os interruptores S_1 e S_2 .

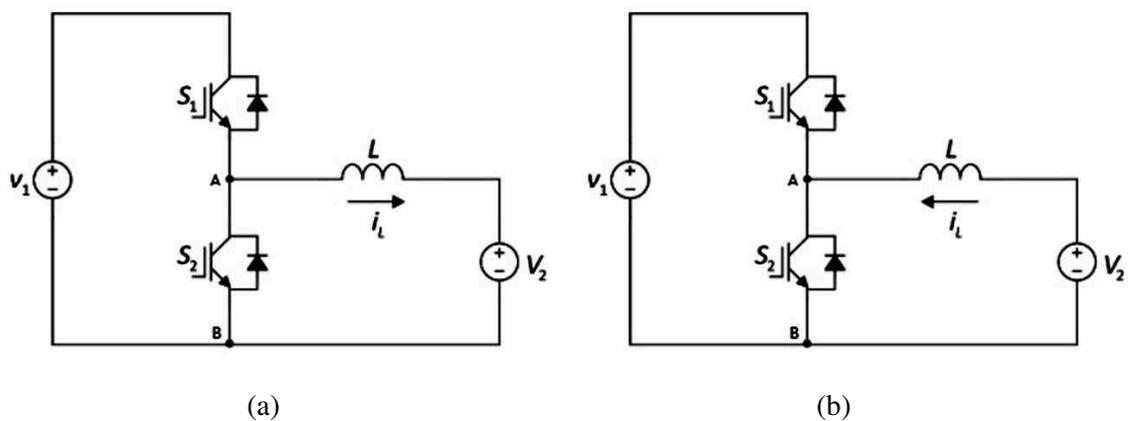


Figura 8 - Conversor CC-CC Bidirecional em corrente (a) fluxo de potência positivo, (b) fluxo de potência negativo.

Fonte: Barbi (2015).

Na Figura 8a, a fonte V_1 fornece energia elétrica a fonte V_2 , ou seja, V_2 é a carga. Sendo assim, a corrente e a tensão na carga são positivas, havendo fluxo de potência no sentido de V_1 para V_2 , controlado pelo interruptor S_1 . Neste estágio, o conversor opera no primeiro quadrante. Por outro lado, na Figura 8b há fluxo de potência de V_2 para V_1 controlado por S_2 , assim, V_2 que antes era a carga se transforma em uma fonte de energia elétrica alimentando V_1 , neste caso, a carga. A tensão na carga é positiva e a corrente negativa, conseqüentemente, o conversor opera

no segundo quadrante. Nos dois estágios de operação o valor da tensão V_2 é sempre menor que V_1 . Portanto, este tipo de conversor é classificado como um Chopper classe C (RASHID, 1999).

A operação em dois quadrantes permite o fluxo de corrente em ambos os sentidos a partir de tensões nos terminais positivas, como mostrado na Figura 9. A combinação de operação dos interruptores e diodos determinam o fluxo de potência de uma fonte à outra. Para valores constante de V_1 e V_2 , a razão cíclica D é quem define a quantidade de energia transferida.

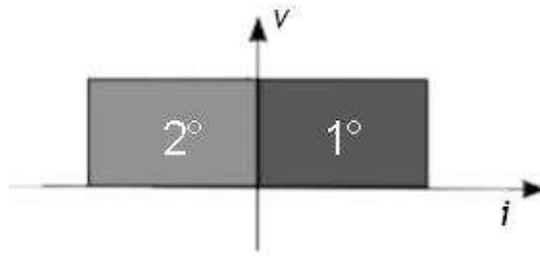


Figura 9 - Quadrantes de operação do conversor bidirecional.
Fonte: Autor (2019).

Em cada quadrante de operação, têm-se duas etapas de funcionamento.

No primeiro quadrante, a tensão média V_2 (relativa ao terminal do conversor que é conectado à bateria) é menor que a tensão média de entrada V_1 (relativa ao terminal do conversor que é conectado ao barramento CC), logo este quadrante é representado pelo conversor CC-CC Buck, abaixador de tensão. A primeira etapa de funcionamento inicia-se quando o interruptor S_1 é ligado em $(0, DT_s)$ e S_2 bloqueado. A energia proveniente de V_1 é acumulada no indutor L magnetizando-o, então, a corrente cresce e flui através dele. Quando S_1 é bloqueado e S_2 ligado em (DT_s, T_s) inicia a segunda etapa, sendo caracterizada pela condução do diodo D_2 (pertencente ao interruptor S_2) devido à energia armazenada no indutor. Dessa forma, o indutor começa a desmagnetizar-se e a corrente cai, mas continua fluindo por ele mantendo a corrente na carga constante.

A Figura 10 ilustra as etapas de funcionamento do conversor no primeiro quadrante de operação.

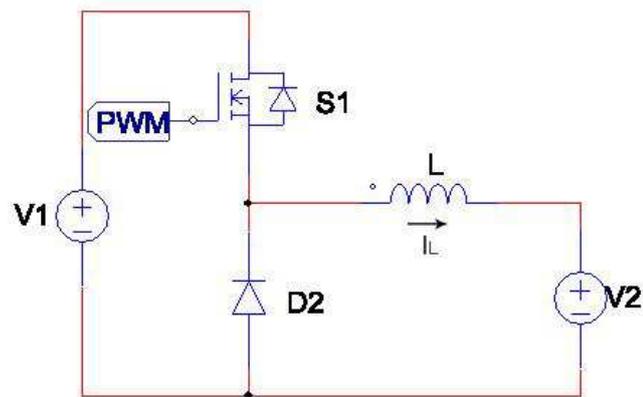


Figura 10 – Circuito elétrico do conversor operando no primeiro quadrante.
Fonte: Autor (2019).

Em ambas as situações a corrente e a tensão são positivas. Portanto, a carga na bateria é efetuada quando o conversor opera nesse quadrante.

Aplicando a 2ª Lei de Kirchhoff (LTK) no qual diz que a soma algébrica das tensões em um percurso fechado de um circuito deve ser nula (SILVA, 2019), a primeira etapa de funcionamento pode ser representada pela seguinte equação:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_L(t) = V_1 - V_2 \quad (5)$$

Analogamente, a segunda etapa por:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_L(t) = -V_2 \quad (6)$$

De acordo com as etapas descritas em (5) e (6), as principais formas de onda do conversor no primeiro quadrante de operação são mostradas na Figura 11.

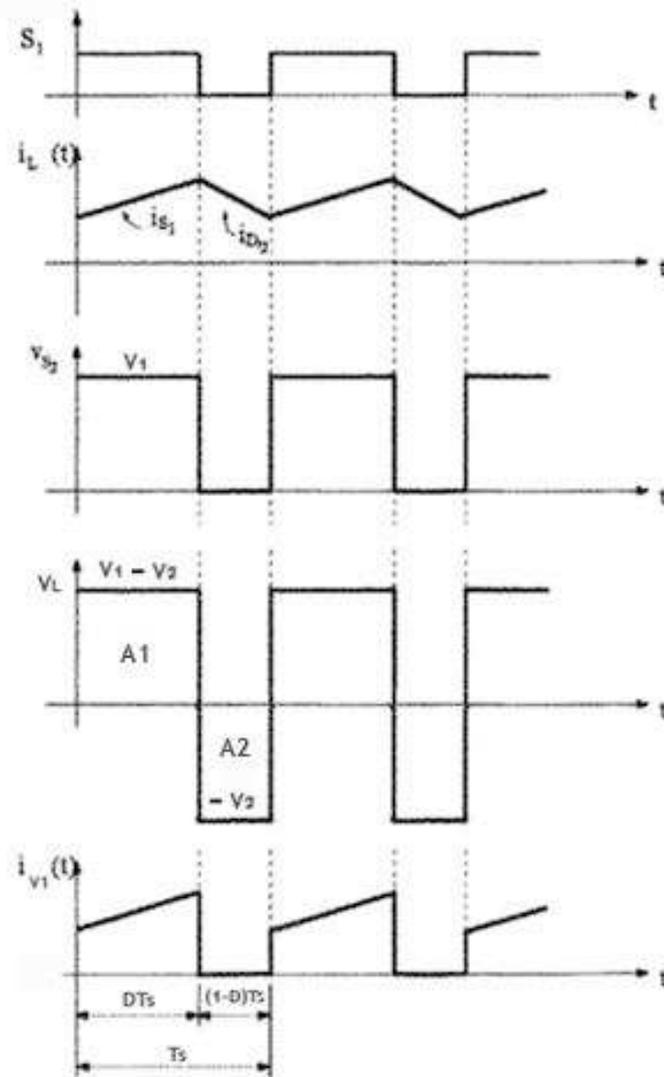


Figura 11 - Principais formas de onda da tensão e corrente no primeiro quadrante.
 Fonte: Autor (2019), Adaptado Martins e Barbi (2006).

No segundo quadrante de operação a tensão média V_1 continua sendo maior que a tensão média V_2 , porém, a corrente é negativa, logo este quadrante é representado pelo conversor CC-CC Boost. A exemplo do primeiro quadrante, ocorrem também duas etapas de funcionamento. A primeira etapa inicia-se quando o interruptor S_2 é ligado e S_1 bloqueado. A energia proveniente de V_2 é acumulada no indutor L magnetizando-o, então a corrente cresce e flui através dele. Quando S_2 é bloqueado e S_1 ligado inicia a segunda etapa, sendo caracterizada pela condução do diodo D_1 (pertencente ao interruptor S_1) devido à energia armazenada no indutor, com isso, o indutor começa a desmagnetizar-se e a corrente cai, mas continua fluindo por ele mantendo a corrente na carga constante.

A Figura 12 mostra as etapas de funcionamento do conversor operando no segundo quadrante.

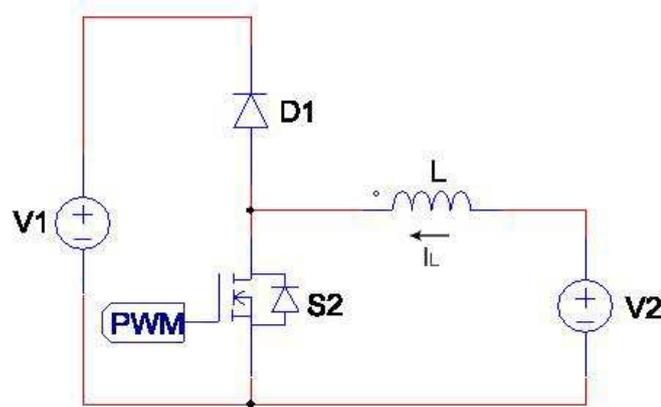


Figura 12 - Circuito elétrico do conversor operando no segundo quadrante.
Fonte: Autor (2019).

Nesta situação a tensão é positiva e a corrente negativa. Portanto, essa topologia é usada para descarregar a bateria.

Empregando LTK nas malhas da Figura 12, a primeira etapa de operação é representada por:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_L(t) = -V_2 \quad (7)$$

E a segunda etapa por:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_L(t) = V_1 - V_2 \quad (8)$$

As principais formas de onda do conversor operando no segundo quadrante são ilustradas na Figura 13.

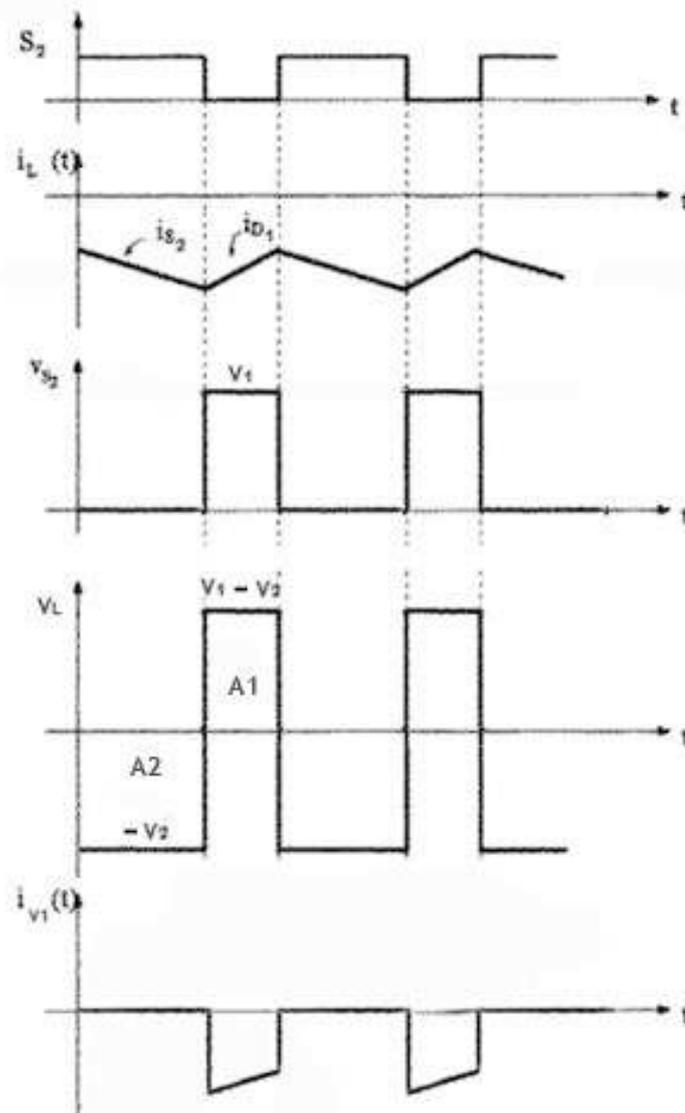


Figura 13 - Principais formas de onda da tensão e corrente no segundo quadrante.
 Fonte: Autor (2019), Adaptado Martins e Barbi (2006).

De acordo com Martins e Barbi (2006) o conversor pode operar em um terceiro modo. Neste modo, o primeiro e o segundo quadrante alteram-se e ocorre a troca de energia entre as fontes V_1 e V_2 de tal maneira, que tanto V_1 como V_2 podem estar fornecendo energia dependendo do valor médio das correntes envolvidas. No tempo $(0, DT_s)$ quem conduzem são D_2 e S_1 , enquanto que em (DT_s, T_s) D_1 e S_2 mantendo a tensão V_2 constante, como observado na Figura 14.

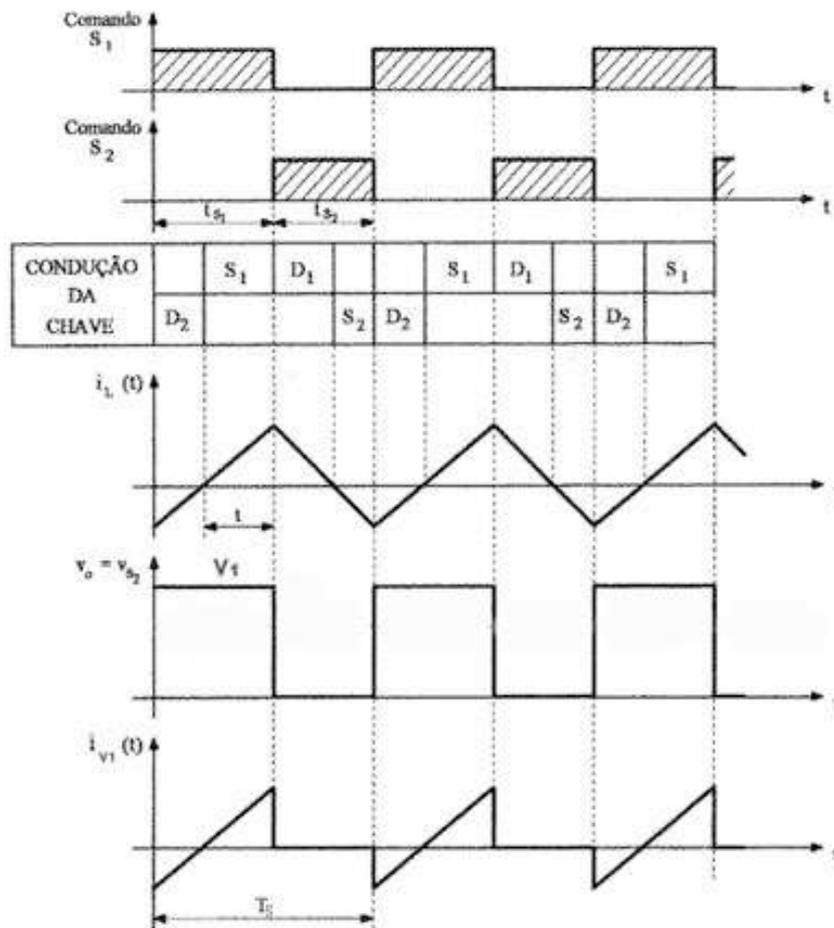


Figura 14 - Principais formas de onda alternando o 1º e o 2º quadrante de operação
 Fonte: Autor (2019), Adaptado Martins e Barbi (2006).

3.2 GANHO ESTÁTICO

Os interruptores S_1 e S_2 operam com um período de comutação T_s , permanecendo conduzindo durante o intervalo T_{on} e bloqueado durante o intervalo T_{off} . Logo, o período de chaveamento é igual a:

$$T_s = T_{on} + T_{off} = \frac{1}{f_s} \quad (9)$$

Onde f_s é a frequência de comutação dos interruptores. A relação entre o tempo de condução T_{on} e o período de comutação T_s é definida como sendo a razão cíclica dos interruptores.

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}, \quad 0 < D < 1 \quad (10)$$

Assim $T_{on} = DT_s$ e $T_{off} = (1-D)T_s$. Para controlar a razão cíclica basta variar o tempo de condução T_{on} dos interruptores.

Como pode ser observado nas Figuras 11 e 13, em regime permanente a tensão média no indutor V_L é nula e as áreas A_1 e A_2 são iguais, portanto:

$$A_1 = A_2 \quad (11)$$

$$(V_1 - V_2)DT_s = V_2(1 - D)T_s \quad (12)$$

$$V_2 = V_1D \quad (13)$$

$$D = \frac{V_2}{V_1} \quad (14)$$

Logo, a relação entre o valor médio da tensão de saída V_2 e o valor médio da tensão de entrada V_1 é definida como ganho estático do conversor. Ademais, a tensão média V_2 varia de zero à V_1 e a potência transferida a V_2 pode ser controlada. Na Figura 15 é mostrado a variação de V_2 em função de D .

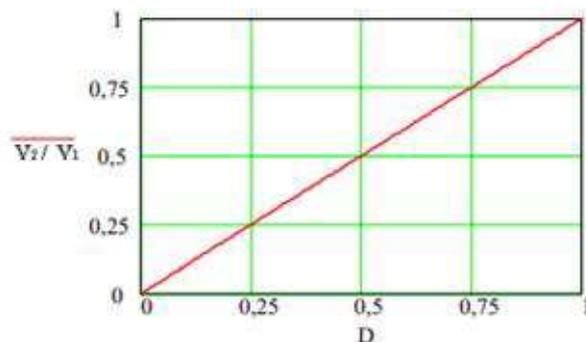


Figura 15 - Variação de V_2 em função de D .
Fonte: Autor (2019), Adaptado Martins e Barbi (2006).

3.3 INDUTÂNCIA L

O valor da indutância L pode ser determinado por meio do módulo da tensão no indutor em um intervalo de tempo, como descrito pela Equação (15).

$$|V_L| = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (15)$$

Onde $\Delta t = DT_s$ e $|V_L| = V_1 - V_2$. Então,

$$V_1 - V_2 = L \frac{\Delta i_L}{DT_s} \quad (16)$$

Sabe-se que $V_2 = V_1 D$ e $T_s = \frac{1}{f_s}$

$$V_1 - V_1 D = L \frac{\Delta I_L}{DT_s} \quad (17)$$

Logo, o indutor pode ser calculado através da Equação (18), onde ΔI_L é a ondulação de corrente no indutor.

$$L = \frac{V_1(1-D)D}{\Delta I_L f_s} \quad (18)$$

Por sua vez, a ondulação de corrente no indutor pode ser determinada por (19).

$$\Delta I_L = \frac{V_1(1-D)D}{L f_s} \quad (19)$$

Analisando a Equação (19), verifica-se que para uma dada tensão de entrada V_1 , a ondulação da corrente no indutor depende da indutância L , da frequência de comutação f_s e da razão cíclica.

Parametrizando a ondulação de corrente em função da razão cíclica, têm-se (20).

$$\frac{L \Delta I_L f_s}{V_1} = (1 - D)D = \overline{\Delta I}_L \quad (20)$$

A ondulação máxima da corrente no indutor ocorre para $D = 0,5$, como mostrada na Figura 16.

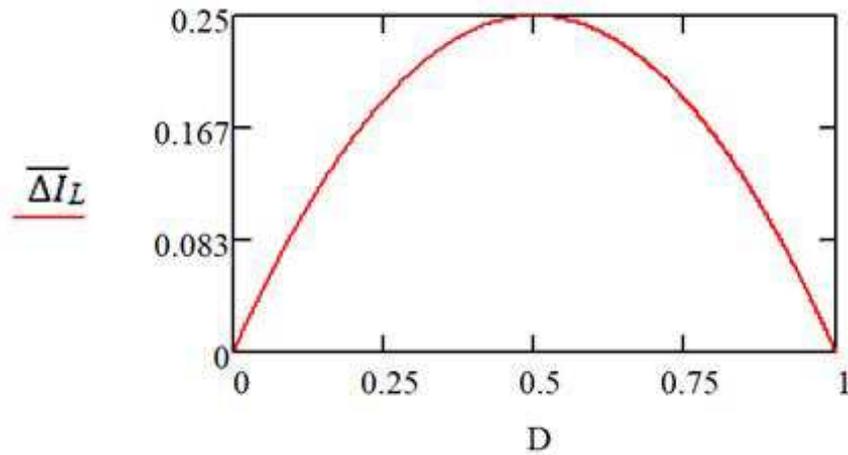


Figura 16 - Ondulação da corrente no indutor em função da razão cíclica.
Fonte: Autor (2019).

3.4 MODELAGEM DO CONVERSOR

O objetivo desta seção é encontrar um modelo do conversor que possibilite efetuar o controle para que a corrente no indutor siga a corrente de referência.

O esquema de controle da corrente é ilustrado na Figura 17.

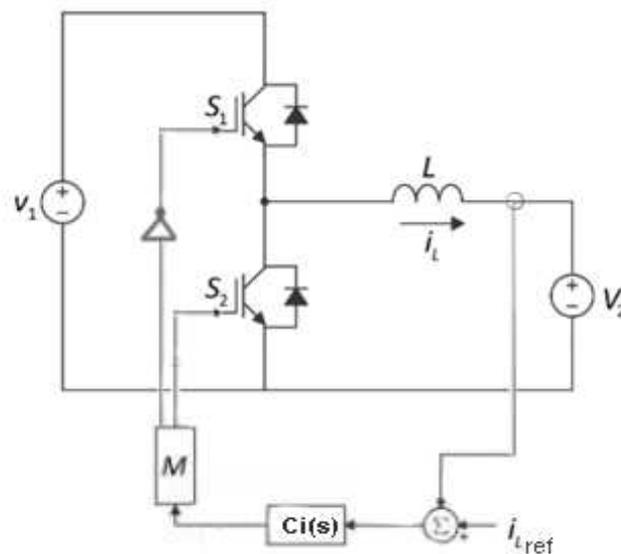


Figura 17 - Esquema de controle da corrente.
Fonte: Autor (2019).

Segundo Berger et al. (2018), as grandezas comutadas que representam os conversores podem ser aproximadas por seus valores médios correspondentes a cada período de comutação, resultando em modelos médios de grandes sinais. Desta forma, os interruptores são substituídos por fontes de tensão dependentes.

Analisando os pontos A e B na Figura 8, pode-se encontrar o valor médio da tensão V_{ab} em um período de comutação T_s . Durante o tempo em que o interruptor S_1 conduz e S_2 bloqueia, a tensão média V_{ab} é expressa pela Equação (21).

$$\langle v_{ab} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} v_{ab}(t) dt = \frac{1}{T_s} (V_1 T_{on} - V_1 0) = V_1 \frac{T_{on}}{T_s} = V_1 D \quad (21)$$

No tempo em que S_1 permanece bloqueado e S_2 conduz, V_{ab} é igual a:

$$\langle v_{ab} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{T_{on}}^{T_s} v_{ab}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_{T_{on}}^{T_s} 0 dt = 0 \quad (22)$$

Como resultado da operação dos interruptores S_1 e S_2 , a tensão V_{ab} é caracterizada pela presença de V_1 durante T_{on} e ausência de V_1 durante T_{off} . Deste modo, o valor médio da tensão V_{ab} é equivalente a uma fonte de tensão controlada dependente da razão cíclica. Portanto, o circuito da Figura 8 pode ser simplificado pelo circuito equivalente da Figura 18.

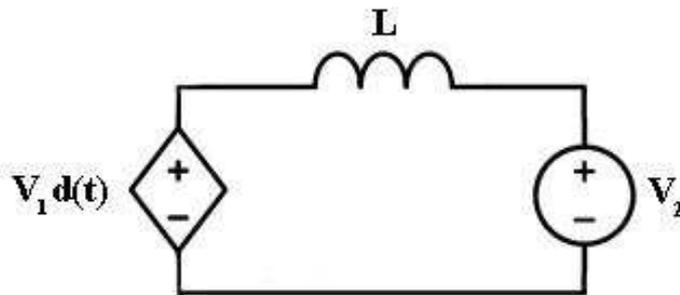


Figura 18 - Circuito equivalente do conversor CC-CC bidirecional.
Fonte: Autor (2019).

Aplicando LTK no circuito acima, obtém-se (23).

$$V_1 d(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + V_2 \quad (23)$$

Conforme a Equação (23) a razão cíclica D é variante no tempo, portanto, $\langle v_{ab} \rangle$ é descrita por uma equação não linear, dificultando o controle do conversor por métodos conhecidos. Para contornar a não idealidade é utilizada a técnica de linearização de modelos médios de pequenos sinais pertinentes a pequenas perturbações em torno de um ponto de operação. Isto é, presume-se que o conversor tem comportamento linear em torno de um ponto de operação, contanto que as perturbações sejam pequenas em torno desse ponto (BERGER et al., 2018).

Provoca-se então, uma perturbação na variável de entrada D que por sua vez, perturba a saída I_L :

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (24)$$

$$i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (25)$$

Substituindo (24) e (25) em (23), têm-se

$$V_1(D + \hat{d}(t)) = L \frac{d}{dt}(I_L + \hat{i}_L(t)) + V_2 \quad (26)$$

Separando os termos médios, constantes, ou melhor, a parcela CC que descreve o ponto de operação, obtém-se a Equação (27).

$$V_1 D = L \frac{dI_L}{dt} + V_2 \quad (27)$$

Como a derivada de uma constante é igual a zero, a Equação (27) pode ser reescrita como:

$$V_1 D = V_2 \quad (28)$$

Da mesma forma, separando os termos variantes no tempo CA que representam a pequena perturbação em torno desse ponto de operação, têm-se a Equação (29).

$$V_1 \hat{d}(t) = L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \quad (29)$$

Efetuada a linearização, o conversor é representado através do seu modelo médio de pequenos sinais considerando unicamente os termos CA. A Figura 19 apresenta o modelo médio de pequenos sinais do conversor CC-CC bidirecional em corrente.

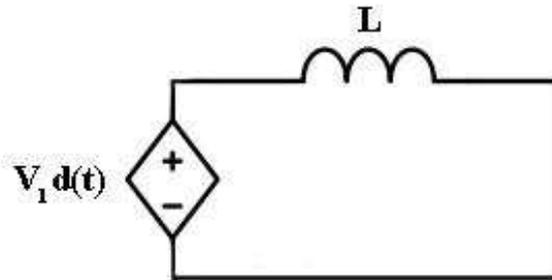


Figura 19 - Modelo médio de pequenos sinais do conversor CC-CC bidirecional em corrente.
Fonte: Autor (2019).

Com o objetivo de controlar o conversor é necessária a obtenção da função de transferência, a qual descreve matematicamente o comportamento da saída em face as variações de entrada. Logo, deseja-se controlar a corrente média I_L que percorre o indutor em função da razão cíclica D .

Aplicando a Transformada de Laplace na Equação (29) chega-se em (31) que representa a função de transferência do conversor.

$$V_1 D(s) = L s I_L(s) \quad (30)$$

$$G_{conv}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_1}{Ls} \quad (31)$$

Desta forma, encontrada a função de transferência é possível utilizar as técnicas de controle clássico a fim de controlar a corrente no indutor do conversor.

4 PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL EM CORRENTE

Neste capítulo é realizado o projeto do conversor CC-CC bidirecional em corrente seguido das simulações necessárias provando o funcionamento do mesmo. Serão apresentadas as especificações do projeto, o processo de carga e descarga da bateria, o dimensionamento e projeto do indutor, o controlador analógico e digital, os esforços de corrente e tensão nos semicondutores, a escolhas dos componentes e a eficiência do conversor nos dois quadrantes de operação.

4.1 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

Depois de definidos e calculados todos os parâmetros do sistema necessários ao projeto do conversor, as simulações computacionais serão realizadas por meio do software PSIM com o objetivo de observar o comportamento do conversor no processo de carga e descarga de baterias.

As especificações de projeto do conversor CC-CC bidirecional são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 - Especificações do projeto.

<i>Parâmetro</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
<i>Tensão de entrada</i>	V_1	48 V
<i>Tensão de saída</i>	V_2	12 V
<i>Potência de entrada</i>	P_1	200 W
<i>Potência de saída</i>	P_2	200 W
<i>Frequência de comutação</i>	f_s	50 kHz
<i>Ondulação de corrente</i>	ΔI_L	10%

Fonte: Autor (2019).

4.2 MODELO DA BATERIA

Segundo Lazzarin (2006) a bateria é um elemento que armazena energia elétrica e dependendo das reações químicas internas a energia pode ser acumulada ou fornecida.

O modelo da bateria pode ser representado por resistores e capacitores como ilustra a Figura 20. Neste modelo, a bateria é considerada um capacitor com elevado valor de capacitância que modela a capacidade da bateria em armazenar e liberar energia. O capacitor C_2 representa a capacitância da superfície da bateria – um acúmulo de carga dentro da bateria que representa a queda de tensão nos primeiros segundos de descarga da bateria. Normalmente, C_1 possui valor muito menor em comparação à C_2 (LUKIC; EMADI, 2008). Os valores foram escolhidos de modo arbitrário.

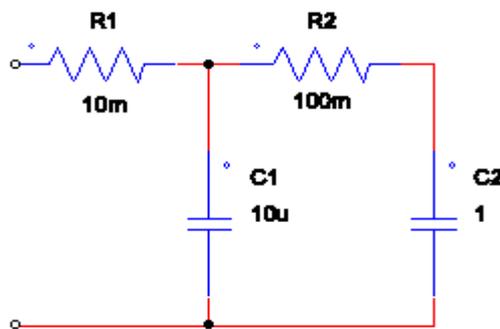


Figura 20 - Modelo elétrico da bateria.
Fonte: Autor (2019).

O carregamento da bateria é feito por meio de uma corrente constante que é inicialmente injetada até que a tensão da bateria alcance o valor predeterminado. Alcançado este valor, o controlador satura e a corrente vai a zero ampere, como mostrado na Figura 21 (Oliveira, 2016). Do mesmo modo, o processo de descarga da bateria é realizado através de uma corrente constante negativa até a bateria descarregar-se totalmente.



Figura 21 - Processo de carga da bateria.
Fonte: Oliveira (2016).

4.3 DIMENSIONAMENTO E PROJETO DO INDUTOR

A corrente no indutor é a própria corrente de saída do conversor. Portanto, $I_L = I_2$.

$$I_L = \frac{P_2}{V_2} = \frac{200}{12} = 16,667A \quad (32)$$

A razão cíclica é definida por:

$$D = \frac{V_2}{V_1} = \frac{12}{48} = 0,25 \quad (33)$$

Portanto, o valor da indutância L do conversor é dada pela Equação (34).

$$L = \frac{V_1(1-D)D}{\Delta i_L f_s} = \frac{48(1-0,25)0,25}{0,1(16,667)(50000)} \approx 108\mu H \quad (34)$$

Segundo Barbi, Font e Alves (2002), geralmente os indutores – para este tipo de aplicação – são construídos em núcleos de ferrite devido a frequência de comutação f_s ser alta. A escolha desses núcleos é feita através do produto de áreas, isto é, o produto da área da seção transversal A_e e a área da janela A_w que é o espaço requerido para a bobina. A Figura 22 mostra um núcleo de ferrite do tipo E-E e seu respectivo carretel.

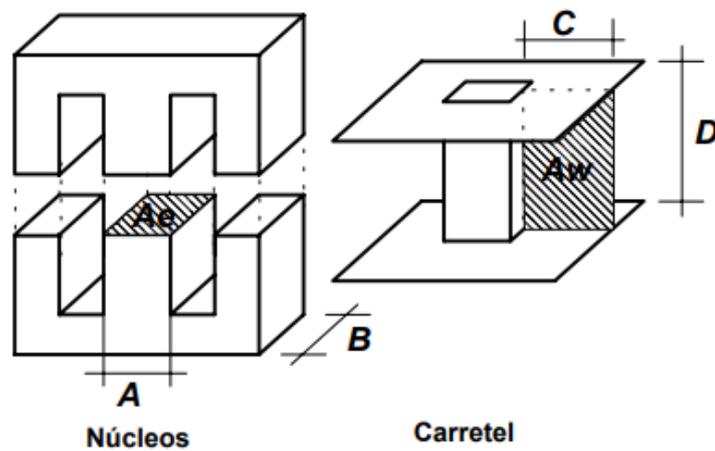


Figura 22 - Núcleo de ferrite e carretel do tipo E-E.
Fonte: Barbi, Font e Alves (2002)

A corrente de pico I_{Lpico} é dada pela corrente média no indutor acrescida da metade da ondulação de corrente, como descrito na Equação (35).

$$I_{Lpico} = I_L + \frac{1}{2}\Delta i_L = 16,667 + 0,833 = 17,5A \quad (35)$$

A corrente eficaz é expressa por (36).

$$I_{Leficaz} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{1}{2}\Delta i_L\right)^2} = 16,688A \quad (36)$$

O produto das áreas $A_e A_w$ é definido em (37). Os valores B_{max} e J_{max} dependem do material. Valores entre $0,3T$ e $0,35T$ são comumente adotados para B_{max} e valores entre $400 A/cm^2$ e $400 A/cm^2$ são geralmente usados (BARBI; FONT; ALVES, 2002). Neste projeto será empregue $B_{max} = 0,35T$ e $J_{max} = 400 A/cm^2$. O fator de ocupação do cobre dentro do carretel k_w é estipulado pelo projetista e depende da experiência do mesmo. Será adotado $k_w = 0,5$, ou seja, metade da janela é ocupada pelos enrolamentos. Deste modo, pode ser encontrado o núcleo apropriado.

$$A_e A_w = \frac{L(I_{Lpico})(I_{Leficaz})}{B_{max}(J_{max})(k_w)} 10^4 = \frac{(108\mu)(17,5)(16,688)}{(0,35)(400)(0,5)} 10^4 \approx 4,5cm^4 \quad (37)$$

A partir do valor calculado para o produto de áreas em (37), o núcleo do tipo E-E pode ser selecionado com base na Tabela 2.

Tabela 2 - Núcleos de ferrite comerciais.

Núcleo	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	l_e (cm)	l_t (cm)	v_e (cm ³)	$A_e A_w$ (cm ⁴)
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	1,2	11,6	42,50	8,85

Fonte: Barbi (2001).

Portanto, o núcleo apropriado para o projeto é o E-55 visto que o produto $A_e A_w$ é maior e mais próximo do calculado.

O número de espiras é dado por:

$$N = \frac{L(I_{Lpico})}{B_{max}(A_e)} 10^4 = \frac{(108\mu)(17,5)}{(0,35)(3,54)} 10^4 \approx 16 \quad (38)$$

É utilizado entreferro para que o indutor opere com maior valor de corrente nos enrolamentos sem que ocorra a saturação do núcleo. Para o cálculo do entreferro em (39) considere a permeabilidade do ar $\mu_o = 4\pi 10^{-7} H/m$ (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L} 10^{-2} = \frac{(16)^2 (4\pi 10^{-7}) (3,54)}{108\mu} 10^{-2} \approx 0,106cm \quad (39)$$

Como os núcleos são do tipo E-E, o entreferro está geralmente nas pernas laterais, logo, em cada perna há um gap com metade do valor calculado em (39) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$l_{entreferro} = 0,053cm \quad (40)$$

Com o aumento da frequência há uma maior densidade de corrente nas extremidades e menor no centro do condutor. Isto é conhecido como efeito peculiar, que limita a área máxima do condutor a ser empregado (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

O condutor adotado não pode dispor de um diâmetro superior à 2Δ . Onde Δ é o valor da profundidade de penetração e pode ser calculado através da Equação (41) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{50000}} = 0,033541 \text{ cm} \quad (41)$$

Desta forma, o condutor utilizado não pode conter diâmetro maior que $0,067082 \text{ cm}$.

Analisando a Tabela 3, o condutor escolhido foi o AWG 22, apresentando diâmetro de $0,064 \text{ cm}$.

Tabela 3 - Fios esmaltados.

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm ²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm ²)	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm ²
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459

Fonte: Barbi (2001).

A bitola para transportar a corrente do enrolamento é dada pela Equação (42).

$$S_{fio} = \frac{I_{Leficaz}}{J_{max}} = \frac{16,667}{400} = 0,041675 \text{ cm}^2 \quad (42)$$

Associando condutores em paralelo a ocorrência de superaquecimento dos fios pode ser evitada. Portanto, o número de condutores em paralelo é calculado por (43) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$N_{condutores} = \frac{S_{fio}}{A_{cu}} = \frac{0,041675}{0,003255} \approx 13 \quad (43)$$

Onde A_{cu} é a área do cobre do condutor AWG 22 que de acordo com a Tabela 3 seu valor é de $0,003255 \text{ cm}^2$.

Para finalizar o projeto do indutor, deve-se verificar a possibilidade dos enrolamentos caber na janela do núcleo A_w . A janela mínima é dada por:

$$A_{wmin} = \frac{N(N_{condutores})(S_{22})}{k_w} = \frac{16(13)(0,004013)}{0,5} \approx 1,67 \text{ cm}^2 \quad (44)$$

Então, a possibilidade de execução é definida por:

$$Exec = \frac{A_{wmin}}{A_w} < 1 = \frac{1,67}{2,5} < 1 = 0,668 \quad (45)$$

Portanto, é possível construir o enrolamento na janela disponível.

As perdas no cobre dependem da resistência do enrolamento, como expressa pela Equação (46) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$R_{fio} = \frac{N(\rho_{22})l_t}{N_{condutores}} = \frac{16(0,000530)(11,6)}{13} \approx 0,0076 \Omega \quad (46)$$

Onde l_t e ρ_{22} são o comprimento médio de uma espira (Tabela 2) e resistividade do fio por cm (Tabela 3). Logo, a perda no núcleo de cobre é calculada pela Equação (47) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$P_{cu} = R_{fio} I_{Leficaz}^2 = 0,0076(16,667^2) \approx 2,11 \text{ W} \quad (47)$$

Por meio da equação empírica (48) as perdas no núcleo que são pertinentes à histerese podem ser aproximadas (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$P_{núcleo} = \Delta B^{2,4}(K_H f_s + K_E f_s^2)V_e \quad (48)$$

Onde K_H é o coeficiente de perdas por histerese e seu valor referencial para o ferrite é de 4.10^{-5} , K_E o coeficiente de perdas por correntes parasitas com valor referencial de 4.10^{-10} para núcleos da Thorton (BARBI; FONT; ALVES, 2002). O volume do núcleo é V_e . Ademais, ΔB é dado por:

$$\Delta B = B_{max} \frac{\Delta I_L}{I_{Lpico}} = 0,35 \frac{1,667}{17,5} \approx 0,09526 \quad (49)$$

Aplicando (49) em (48) têm-se (50).

$$P_{núcleo} = 0,09526^{2,4} \left((4.10^{-5})50000 + (4.10^{-10})50000^2 \right) 42,50 \cong 0,4518W \quad (50)$$

Desta maneira a perda total no indutor é calculada pela Equação (51) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

$$P_{indutor} = P_{cu} + P_{núcleo} = 2,11 + 0,4518 = 2,5618W \quad (51)$$

A resistência térmica do núcleo é expressa por:

$$Rt_{núcleo} = 23(A_e A_w)^{-0,37} = 23(8,85)^{-0,37} \cong 10,265^\circ C/W \quad (52)$$

A elevação da temperatura é definida como:

$$\Delta T = (P_{cu} + P_{núcleo})Rt_{núcleo} = 2,5618(10,265) \cong 26,297^\circ C \quad (53)$$

A contribuição das perdas totais na elevação de temperatura é dada por (53) (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

4.4 PROJETO DO CONTROLADOR ANALÓGICO

Com o objetivo de controlar a corrente de saída do conversor CC-CC utilizando os métodos clássicos, é proposto uma malha de controle para a corrente no indutor garantindo estabilidade para o sistema e erro nulo em regime permanente até mesmo em eventuais desequilíbrios dos parâmetros do conversor.

Para tanto, deve ser encontrada a função de transferência que relaciona o sinal de acionamento dos interruptores em função do sinal de controle. A estratégia de modulação escolhida é baseada em uma portadora que quando comparada com o sinal modulador gera o sinal de comando do interruptor S_1 . O sinal de comando do interruptor S_2 é gerado através da complementaridade do sinal de comando do interruptor S_1 , como pode ser visto na Figura 23.

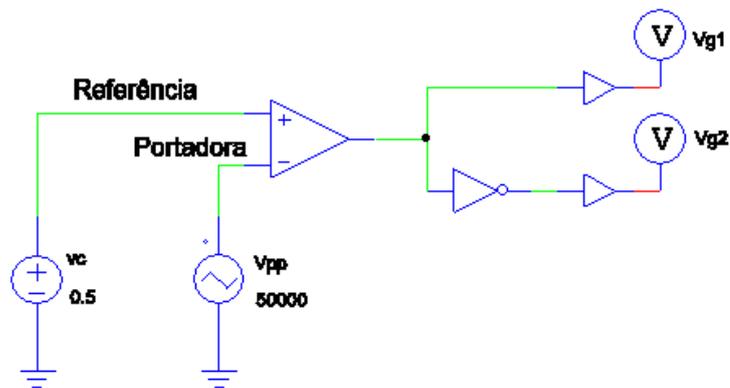


Figura 23 - Circuito modulador.
Fonte: Autor (2019).

Com a utilização da estratégia de modulação, os valores foram escolhidos arbitrariamente com o intuito de encontrar a função de transferência que represente o comportamento do sinal PWM sempre que o valor referência vc varia. A Figura 24 ilustra os pulsos gerados para um sinal de referência com metade do valor de pico a pico da portadora, ou seja, $vc = \frac{1}{2}V_{pp}$.

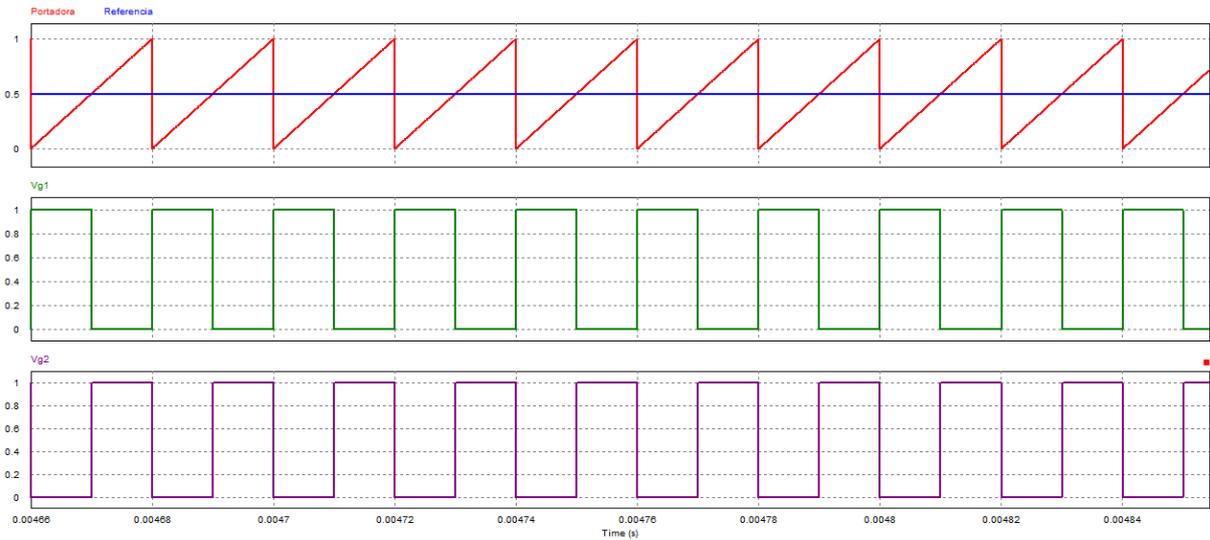


Figura 24 - Sinal de referência, sinal da portadora e PWM para razão cíclica de 50%.
Fonte: Autor (2019).

Como pode ser observado, sempre que o sinal de referência v_c é maior que o sinal da portadora, v_{g1} possui o valor de pico a pico da portadora V_{pp} , enquanto que v_{g2} é zero, sendo complementar a v_{g1} . No entanto, se o sinal de referência é inferior ao da portadora, o contrário acontece.

Para o caso da Figura 24 a razão cíclica do sinal PWM é de 50% ou 0,5. Impondo a referência com mesma amplitude da portadora $v_c = V_{pp}$ a razão cíclica torna-se igual a 1 para v_{g1} , como mostra a Figura 25.

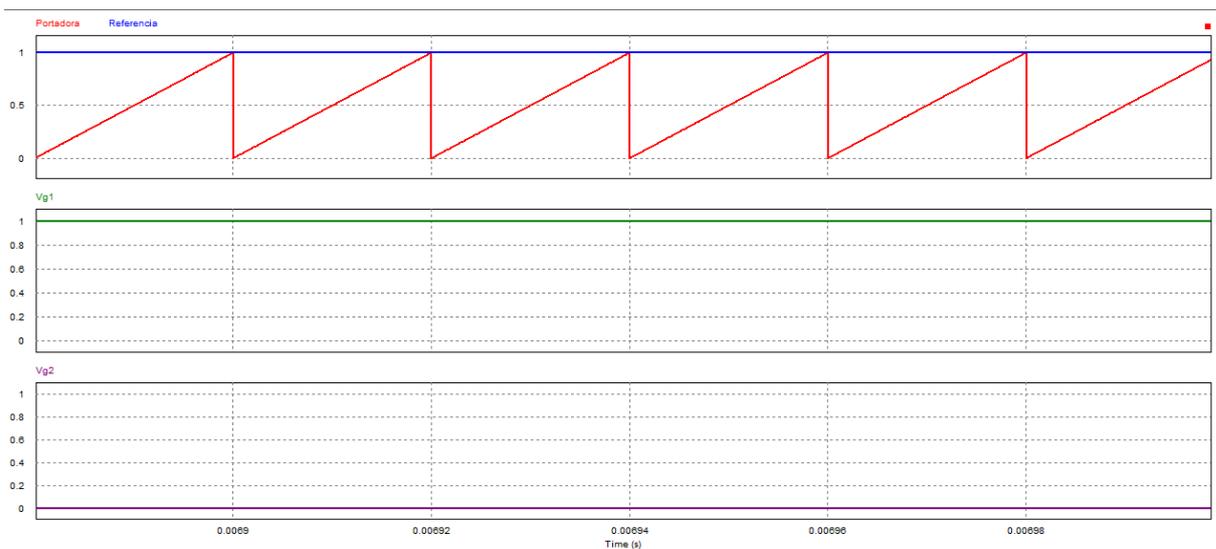


Figura 25 - Sinal de referência, sinal da portadora e PWM para razão cíclica de 100%.
Fonte: Autor (2019).

Logo, podemos concluir que a função de transferência do modulador representa um ganho que é totalmente dependente do valor de pico a pico da portadora V_{pp} .

$$K_m = \frac{d(s)}{vc(s)} = \frac{1}{V_{pp}} \quad (54)$$

A fim de evitar múltiplas comutações em um período de chaveamento – explicada na seção 4.5 – a derivada do sinal modulador tem que ser menor do que a derivada do sinal da portadora. Por essa razão, de agora em diante é definido $V_{pp} = 15V$.

O diagrama de blocos do sistema em malha aberta é apresentado na Figura 26.

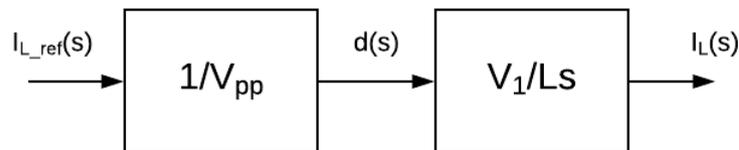


Figura 26 - Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.

Fonte: Autor (2019).

Onde a referência $I_{L_ref}(s)$ é o sinal modulador $vc(s)$. A função de transferência em malha aberta é dada por:

$$F_{MA}(s) = \frac{I_L(s)}{I_{L_ref}(s)} = \frac{V_1}{V_{pp}Ls} \quad (55)$$

Deseja-se que o sinal de referência seja devidamente rastreado pelo sistema. Uma forma de avaliar isso é verificar o valor final alcançado pelo sistema quando da aplicação de um sinal constante. Utilizando o Teorema do Valor Final é previsto o comportamento do sistema no domínio do tempo sem a necessidade de transformar funções no domínio s para funções no tempo.

Aplicando o Teorema do Valor Final a uma entrada em degrau unitário na Equação (55).

$$I_L = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s I_L(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \frac{V_1}{V_{pp}Ls} = \infty \quad (56)$$

É possível verificar em (56) que a corrente no indutor cresce infinitamente dado uma entrada em degrau, caracterizando um sistema instável. A Figura 27 ilustra esse comportamento.

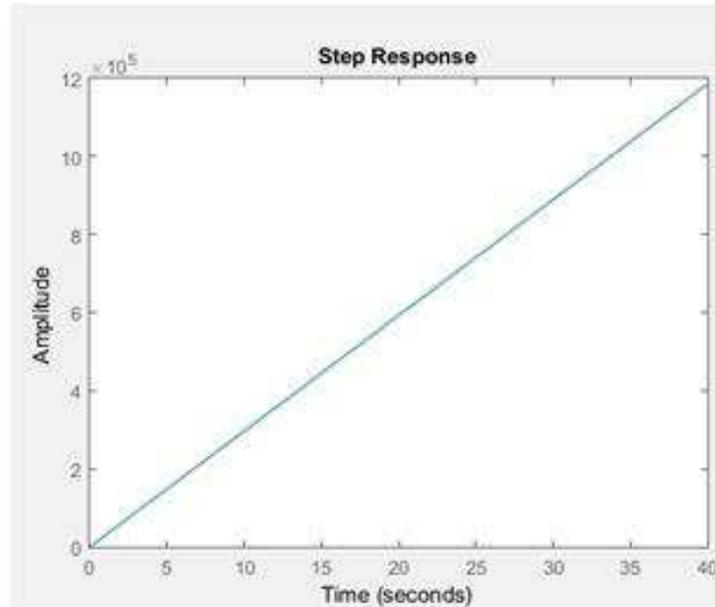


Figura 27 - Resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha aberta.
Fonte: Autor (2019).

Fechando a malha do sistema em uma realimentação unitária, tem-se o diagrama de blocos apresentado na Figura 28.

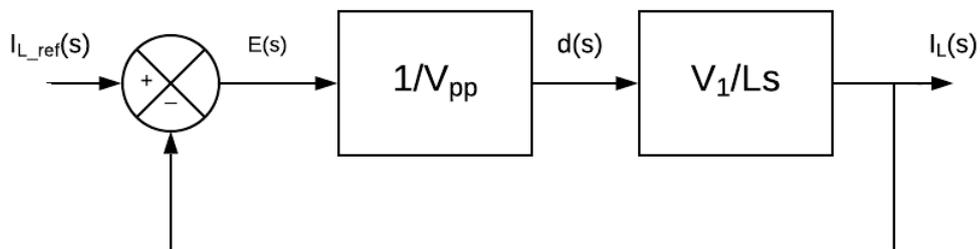


Figura 28 - Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.
Fonte: Autor (2019).

A função de transferência em malha fechada é expressa pela Equação (57).

$$F_{MF}(s) = \frac{I_L(s)}{I_{L_ref}(s)} = \frac{V_1}{V_{pp}LS + V_1} \quad (57)$$

Deste modo, diferentemente em malha aberta a resposta do sistema em malha fechada segue a referência, como mostra a Figura 29.

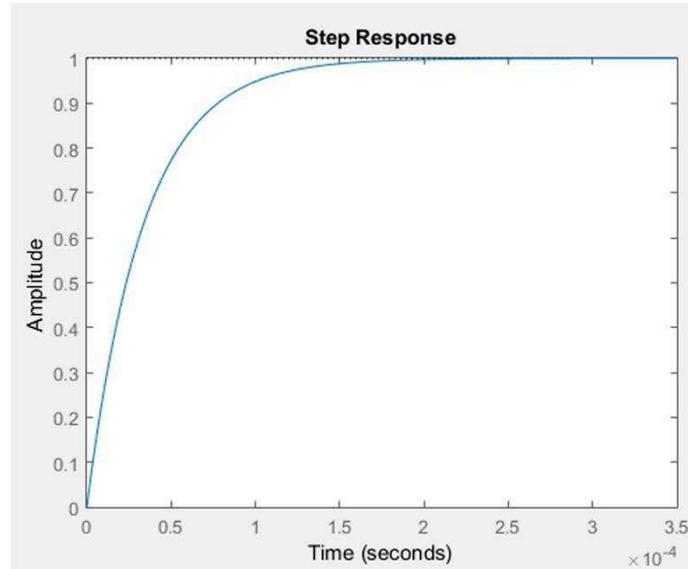


Figura 29 - Resposta ao degrau unitário da função de transferência em malha fechada.
Fonte: Autor (2019).

O sinal de erro $E(s)$ reflete a diferença entre o sinal de entrada $I_{L_ref}(s)$ e o sinal de saída $I_L(s)$. Manipulando o diagrama acima com álgebra de blocos, tem-se:

$$E(s) = I_{L_ref}(s) - I_L(s) \quad (58)$$

Onde

$$I_L(s) = E(s) \frac{1}{V_{pp}} \frac{V_1}{Ls} \quad (59)$$

Substituindo (59) em (58)

$$E(s) = I_{L_ref}(s) - E(s) \frac{1}{V_{pp}} \frac{V_1}{Ls} \quad (60)$$

$$E(s) \left[1 + \frac{1}{V_{pp}} \frac{V_1}{Ls} \right] = I_{L_ref}(s) \quad (61)$$

Chega-se na função de transferência do erro $E(s)$.

$$E(s) = \frac{I_{L,ref}(s)}{1 + \frac{1}{V_{pp}} \frac{1}{Ls}} \quad (62)$$

Para encontrar o erro em regime permanente a uma entrada em degrau unitário, é aplicado o Teorema do Valor Final em (62).

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \frac{1}{1 + \frac{1}{V_{pp}} \frac{1}{Ls}} = \frac{1}{1 + \infty} = 0 \quad (63)$$

Portanto, o erro em estado estacionário é zero ao degrau unitário como apresenta a Equação (23) e também as respostas do sistema em malha fechada da Figura 29 e a evolução do erro na Figura 30. De fato o erro é nulo dado que a planta do sistema possui naturalmente um polo na origem, sendo classificada como uma planta do tipo 1.

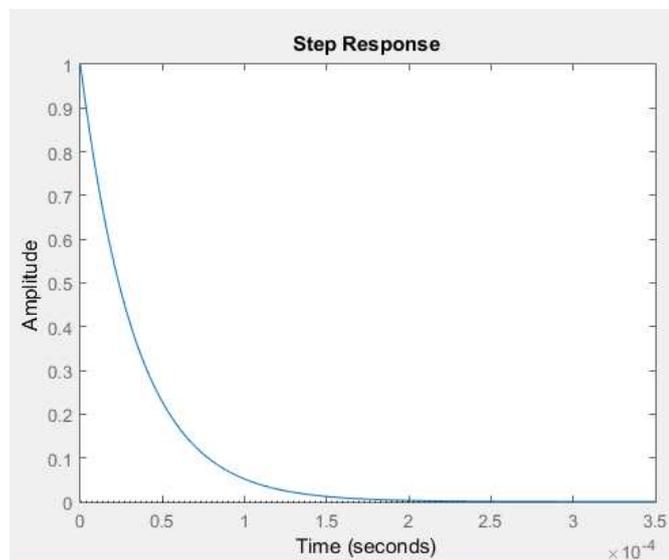


Figura 30 - Erro em regime permanente ao degrau unitário.
Fonte: Autor (2019).

Não há necessidade de implementar um controlador na malha de corrente, pois a própria planta é um integrador zerando o erro em regime permanente ao degrau. Entretanto, para garantir uma margem de fase adequada tal que perturbações que podem vir ocorrer não

levem o conversor para a instabilidade é fundamental inserir um controlador na malha de corrente.

Com a intenção de projetar um controlador de corrente é preciso obter a leitura de corrente no indutor, sendo assim, um sensor de corrente é adicionado à malha. Este sensor é modelado como um ganho K_{si} e valor de $0,1V/A$.

O diagrama de blocos do sistema em malha fechada com a introdução do controlador e do sensor é apresentada na Figura 31.

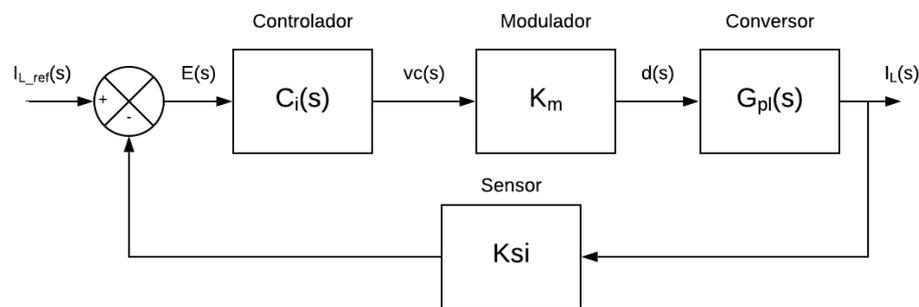


Figura 31 - Malha de controle da corrente no indutor do conversor.
Fonte: Autor (2019).

Organizando o diagrama de blocos da Figura 31 para ter uma realimentação unitária é obtido o sistema da Figura 32, onde $I_L(s)^*$ é o valor lido pelo sensor de corrente.

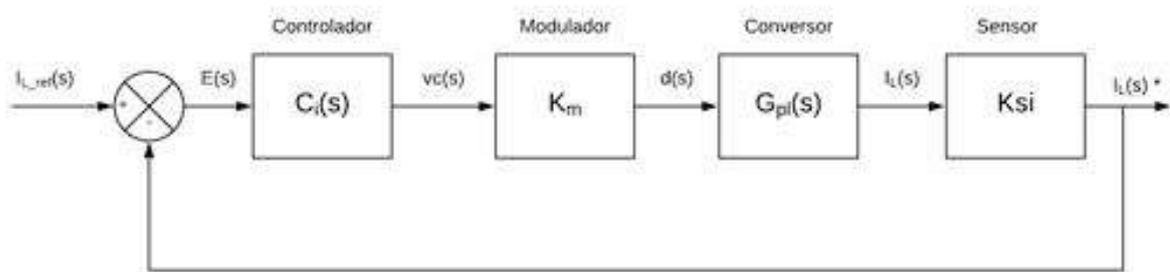


Figura 32 - Malha de controle da corrente.
Fonte: Autor (2019).

Por se tratar de uma planta integradora o erro em regime permanente é nulo, podendo ser utilizado um controlador *Proporcional (P)* ou um *Proporcional-Derivativo (PD)*. Entretanto, devido a simplicidade e familiaridade com o controlador do tipo *Proporcional-Integral (PI)*, o controlador $C_i(s)$ escolhido é o PI e seu formato é expresso por (64).

$$C_i(s) = K_p \frac{1+sT_i}{sT_i} \quad (64)$$

Desconsiderando a ação do controlador, a função de transferência do sistema em malha aberta é dada por:

$$G_{MA}(s) = \frac{V_1 K_{si}}{V_{pp} L s} = \frac{48(0,1)}{15(108\mu)s} \approx \frac{2962,963}{s} \quad (65)$$

Logo, o ganho em malha aberta é $K_{MA} = 2962,963$. A Figura 33 mostra o diagrama de Bode da função de transferência em laço aberto sem o compensador.

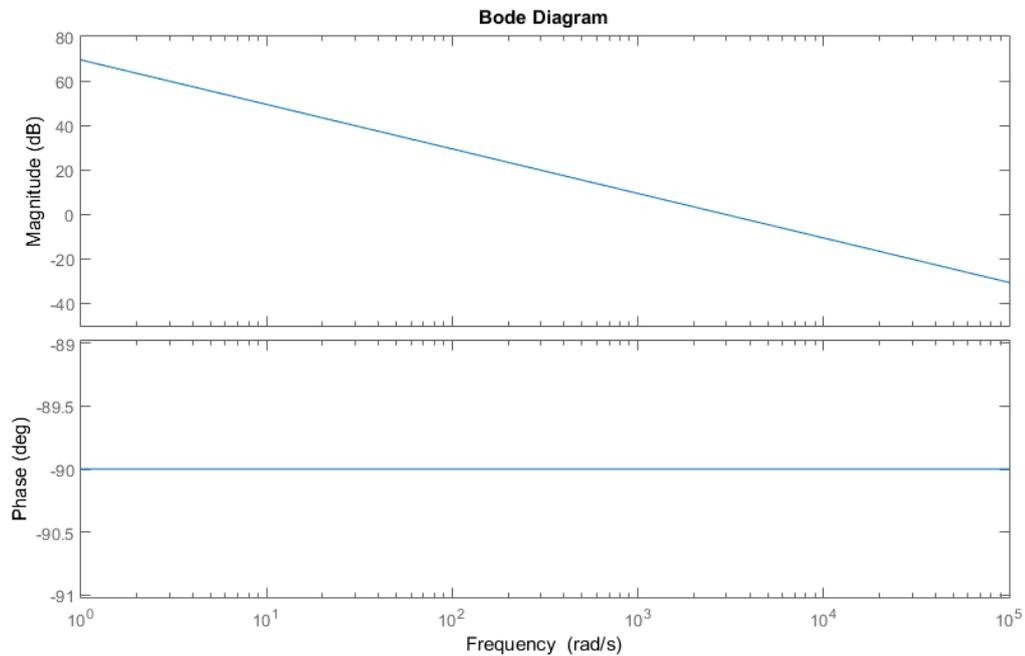


Figura 33 - Diagrama de Bode da planta $GMA(s)$.

Fonte: Autor (2019).

A planta do sistema a ser controlada apresentada na figura acima, é expressa por uma reta com inclinação -20 dB/década , fase constante de -90° para todas as frequências e alto ganho em baixas frequências, caracterizando-se como uma planta integradora.

Empregando o controlador PI definido em (64) no sistema, a função de transferência em malha aberta com o compensador, torna-se:

$$FTLA(s) = K_p \frac{1+sT_i K_{MA}}{sT_i s} \quad (66)$$

O critério de estabilidade de Nyquist relaciona a estabilidade de um sistema de controle realimentado em malha fechada através da resposta em frequência do mesmo sistema operando em malha aberta (NISE, 2012). Portanto, é necessário analisar apenas o sistema em malha aberta. Para análise do sistema e projeto do controlador em termos da resposta em frequência faz $s = j\omega$, então, na expressão (66) s é substituído por $j\omega$.

$$FTLA(j\omega) = \frac{K_p K_{MA} (1+(j\omega)T_i)}{T_i (j\omega)^2} \quad (67)$$

Um dos requisitos cruciais no projeto de controladores de conversores estáticos para o adequado funcionamento do controle em malha fechada é a escolha da frequência de cruzamento. Esta frequência é o ponto em que o ganho em dB do conversor é igual a zero e está diretamente relacionada com o tempo de resposta ao degrau. Ademais, deve ser no mínimo um quarto da frequência de comutação do conversor f_s (teoria de sistemas amostrados) em razão das não linearidades que aparecem no funcionamento do conversor à medida que a frequência de cruzamento aproxima-se da frequência de comutação. Com tal característica o modelo linear da planta não se aplica mais, ou seja, não pode ser tratada como um sistema contínuo, sendo impraticável seu controle. É importante notar, que quanto maior a frequência de comutação, mais alta poderá ser a frequência de cruzamento, logo, mais rápido é o sistema (BARBI, 2001).

Sendo a frequência de comutação $f_s = 50kHz$ definida na Tabela 1, a frequência de cruzamento f_c escolhida foi dez vezes menor que f_s .

$$f_c = \frac{f_s}{10} = \frac{50000}{10} = 5kHz \quad (68)$$

Outro requisito fundamental no projeto de controladores é relativo as margens de ganho e fase que, segundo Nise (2012) são medidas quantitativas que indicam a estabilidade do sistema. Sistemas com maiores margens de fase e ganho podem sofrer maiores variações em seus parâmetros antes de levar o sistema a instabilidade. Para verificar a condição de estabilidade do sistema, deve ser analisada a condição de módulo quando a fase $\angle FTLA(j\omega) = -\pi$ e a condição de fase quando $|FTLA(j\omega)| = 1$. O sistema será instável se a resposta em

frequência de $FTLA(j\omega)$ alcançar $|FTLA(j\omega)| > 1$ quando a fase for $\angle FTLA(j\omega) = -\pi$ ou se a fase for $\angle FTLA(j\omega) < -\pi$ quando $|FTLA(j\omega)| = 1$.

De acordo com Barbi (2001) para garantir a estabilidade do sistema a margem de fase em fontes chaveadas deve permanecer entre 45° e 90° e a inclinação do ganho de $FTLA(s)$ para f_c precisa ser -20dB/década . Portanto, é determinada uma margem de fase de 60° para certificar a estabilidade diante da carga.

Analisando apenas a fase, a margem de fase é definida pela expressão (69).

$$MF = \angle FTLA(j\omega) + 180 \quad (69)$$

Onde $\angle FTLA(j\omega)$ é o ângulo do numerador subtraído do ângulo do denominador da expressão (67).

$$\angle FTLA(j\omega) = \tan^{-1} \omega T_i - 180 \quad (70)$$

Assim,

$$MF = \tan^{-1} \omega T_i \quad (71)$$

Em vista disso, a constante de integração T_i pode ser encontrada por meio da função trigonométrica inversa da tangente.

$$\tan(MF) = \omega T_i \quad (72)$$

$$T_i = \frac{\tan(MF)}{\omega} = \frac{\tan(60)}{2\pi f_c} \approx 55\mu\text{s} \quad (73)$$

Do mesmo modo, K_p pode ser encontrado analisando o módulo de $FTLA(j\omega)$.

$$|FTLA(j\omega)| = 1 \quad (74)$$

$$|FTLA(j\omega)| = 1 = \frac{K_{MA}K_p\sqrt{1+\omega^2T_i^2}}{\omega^2T_i} \quad (75)$$

$$K_p = \frac{\omega^2 T_i}{K_{MA} \sqrt{1 + \omega^2 T_i^2}} \approx 9,177 \quad (76)$$

De posse dos parâmetros T_i e K_p , é traçado o Diagrama de Bode do sistema compensado mostrado na Figura 34.

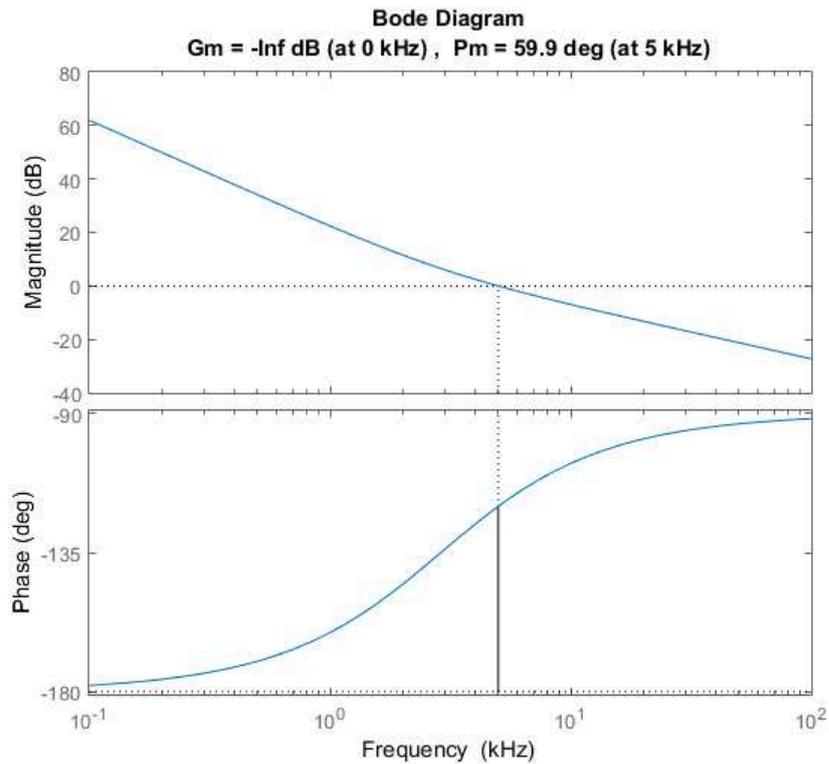


Figura 34 - Diagrama de Bode de FTLA(s).
Fonte: Autor (2019).

Como pode ser observado o sistema possui uma margem de fase de 60° na frequência de corte f_c e margem de ganho infinito, garantindo a estabilidade em malha fechada.

A função de transferência do sistema em malha fechada é expressa por (77).

$$FTLF(s) = \frac{2,719e4 s + 4,944e8}{s^2 + 2,719e4 s + 4,944e8} \quad (77)$$

O coeficiente de amortecimento do sistema, no qual fornece a taxa pela qual as oscilações da resposta do sistema são amortecidas é aproximadamente igual a margem de fase dividido por cem.

$$\zeta = \frac{MF}{100} = \frac{60}{100} \approx 0,6 \quad (78)$$

Aplicando um degrau unitário na entrada, a resposta do sistema em malha fechada é apresentada na Figura 35.

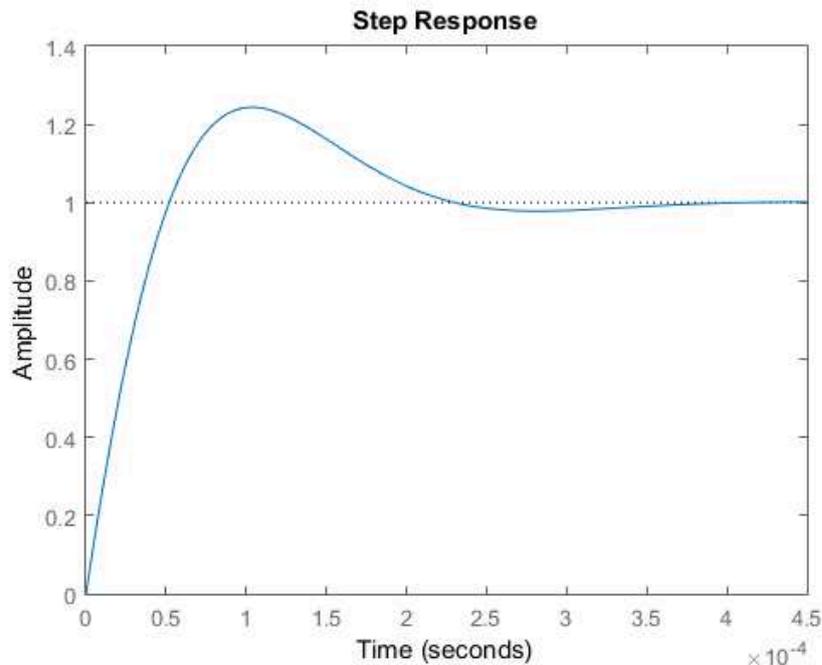


Figura 35 - Resposta do sistema em malha fechada a um degrau unitário.
Fonte: Autor (2019).

Analisando a resposta do sistema em malha fechada, podemos verificar que o sistema não possui erro em regime permanente, tempo de pico t_p de $1,02e-4$ segundos, percentual de sobressinal P_{ss} de 24%, tempo de acomodação t_s de aproximadamente $2,1e-4$ segundos e tempo de subida t_r igual $5,2e-5$ segundos.

4.5 SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR ANALÓGICO

Utilizando o software PSIM®, alguns testes são realizados conforme o circuito de simulação da Figura 36 utilizando os parâmetros especificados em projeto para validação dos resultados teóricos obtidos anteriormente.

A Figura 36 apresenta o conversor bidirecional em corrente com a malha de controle inserida, onde V_2 é interpretada por uma fonte de tensão contínua ideal. Uma onda quadrada com valores de pico a pico de 3.334 e offset de -1.667 foi introduzida simulando a corrente de

referência que em determinados momentos é positiva e em outra negativa. O saturador satura o sinal modulador em $0V$ e $15V$ em razão da constante de integração do compensador integrar infinitamente.

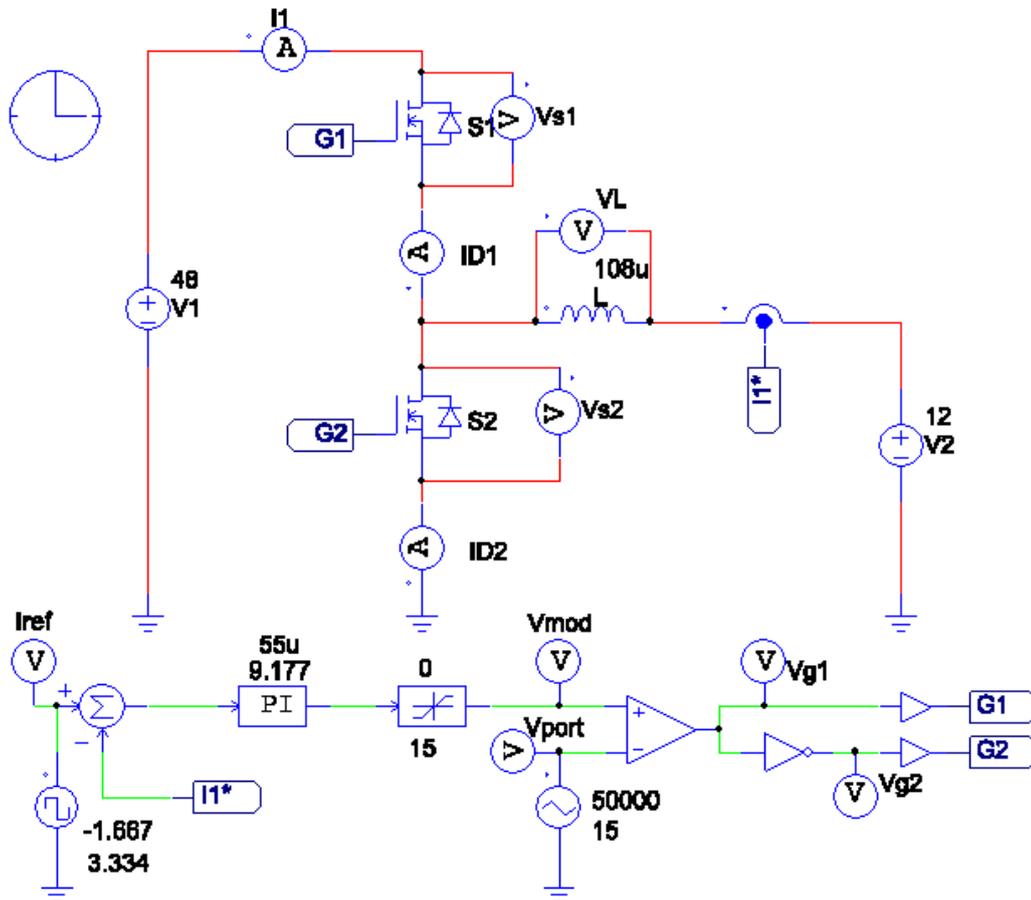


Figura 36 - Conversor bidirecional com fonte de tensão contínua em V_2 e controle analógico.
Fonte: Autor (2019).

Com a finalidade de verificar a resposta dinâmica do sistema de controle foi aplicado uma corrente de referência I_{L_ref} de $\pm 1,667A$ no qual inverte o sinal de referência, ocasionando a inversão do fluxo de potência, testando assim a bidirecionalidade do conversor. Nota-se através das formas de onda da Figura 37 que o conversor comporta-se de forma satisfatória frente a inversão do fluxo de potência. A corrente no indutor I_L segue a referência proporcionada pela onda quadrada. Ademais foi examinada a resposta do sistema partindo do zero analisando os tempos de pico, de acomodação, de subida e percentual de sobressinal, constatando a proximidade com os valores obtidos na simulação do sistema mostrado na Figura 35.

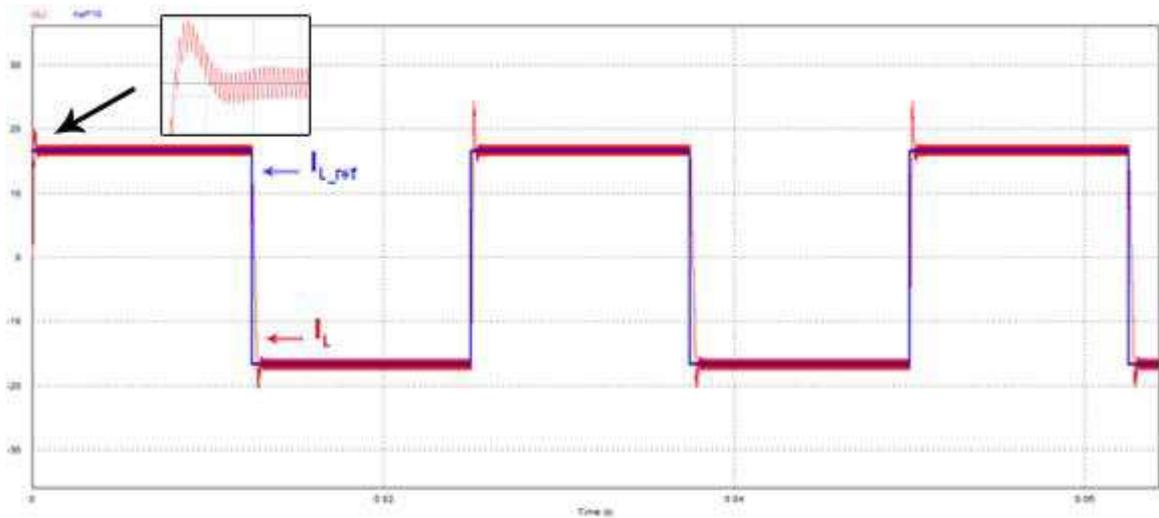


Figura 37 - Bidirecionalidade em corrente com controle analógico.
Fonte: Autor (2019).

As Figuras 38 e 39 mostram as formas de onda da corrente no indutor com ondulação ΔI_L de 10% conforme projetado e a referência de corrente da malha de controle, as quais contêm valores médios iguais, garantindo seu funcionamento adequado.

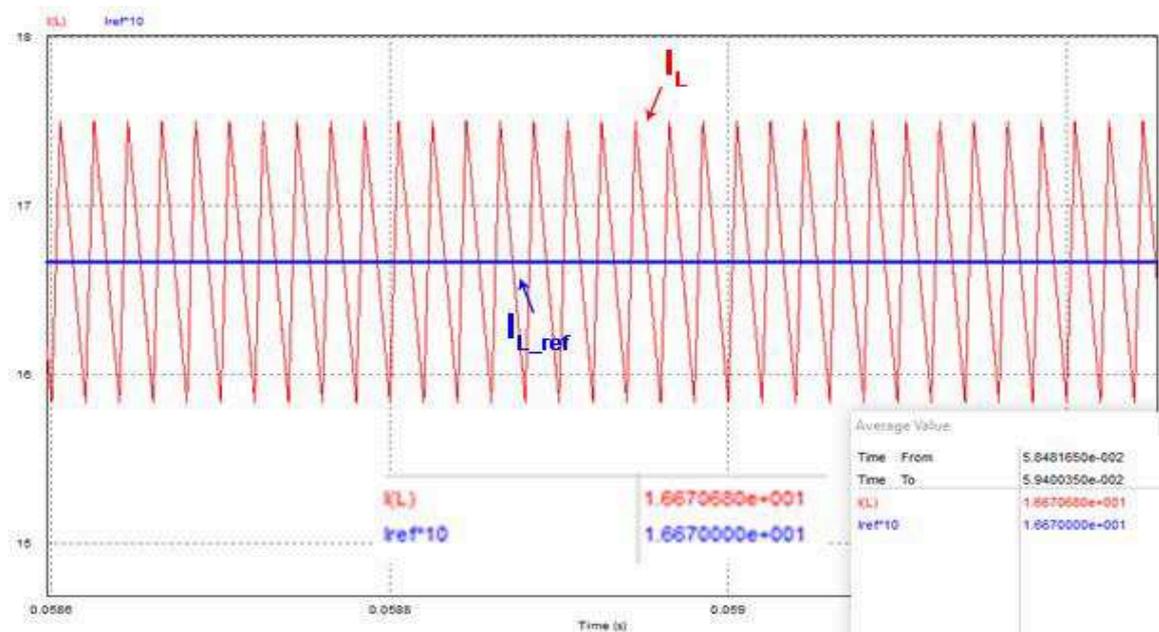


Figura 38 - Formas de onda da corrente no indutor e referência de corrente no sentido positivo.
Fonte: Autor (2019).

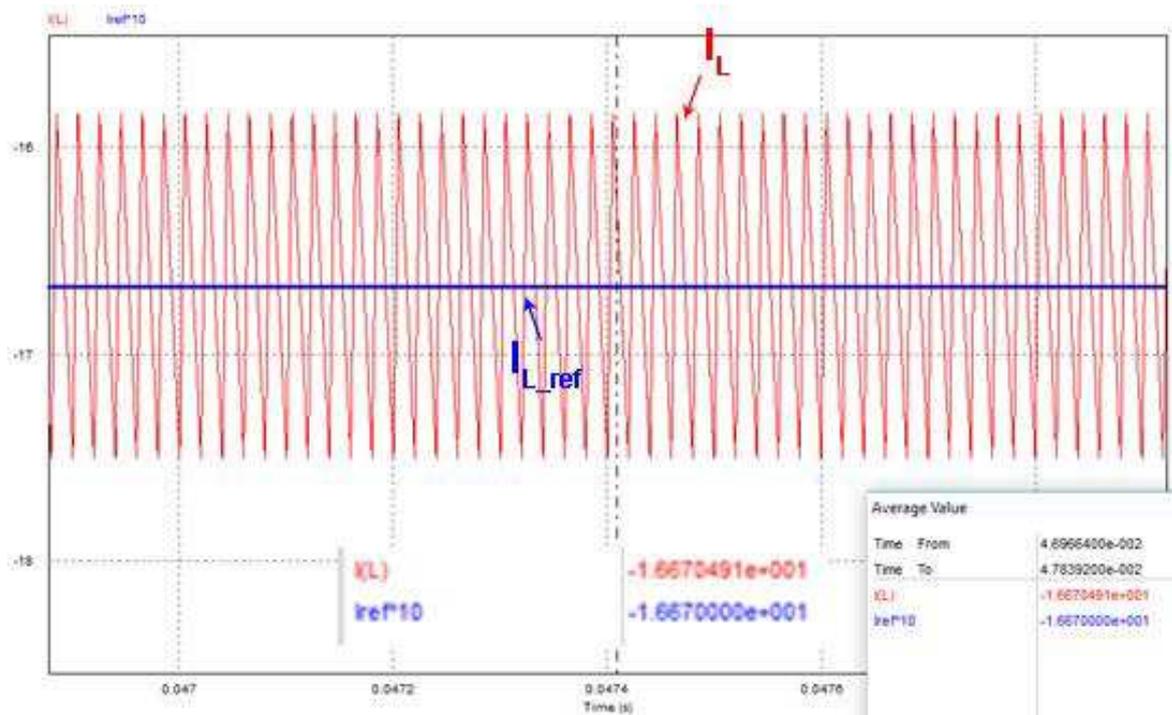


Figura 39 - Formas de onda da corrente no indutor e referência de corrente no sentido negativo.

Fonte: Autor (2019).

As principais formas de onda do conversor nos dois quadrantes de operação são apresentadas nas Figuras 40 e 41 através da simulação do sinal do gate, da tensão no indutor, da tensão no interruptor e da corrente de entrada. Como pode ser observado, as formas de onda do conversor simuladas nos dois quadrantes de operação são idênticas as estudadas na teoria (apontadas pelas Figuras 11 e 13).

É importante notar que a corrente de entrada $i_i(t)$ é pulsada devido ao efeito do chaveamento. Esta corrente pode evoluir para sobrecorrente nos interruptores reduzindo sua vida útil. Para contornar este problema, é necessário utilizar um filtro de entrada LC com o objetivo de atenuar esses efeitos. Contudo, neste trabalho não será feito a inclusão do filtro, deixando para trabalhos futuros.

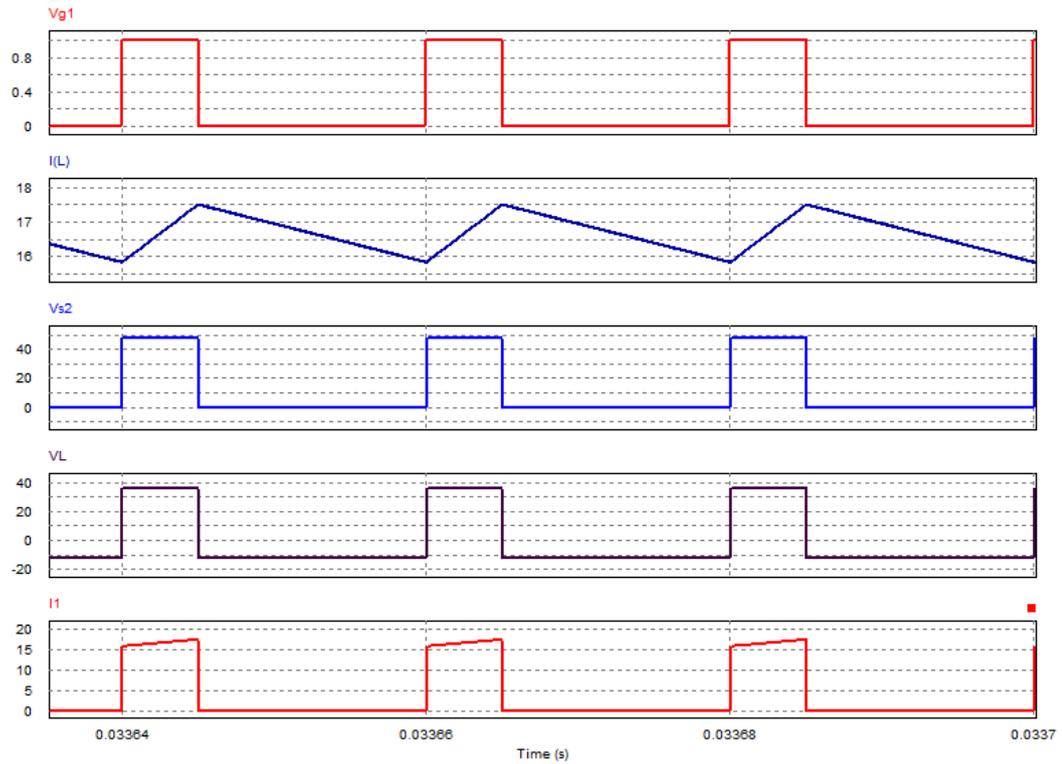


Figura 40 - Formas de onda do conversor no primeiro quadrante de operação.
Fonte: Autor (2019).

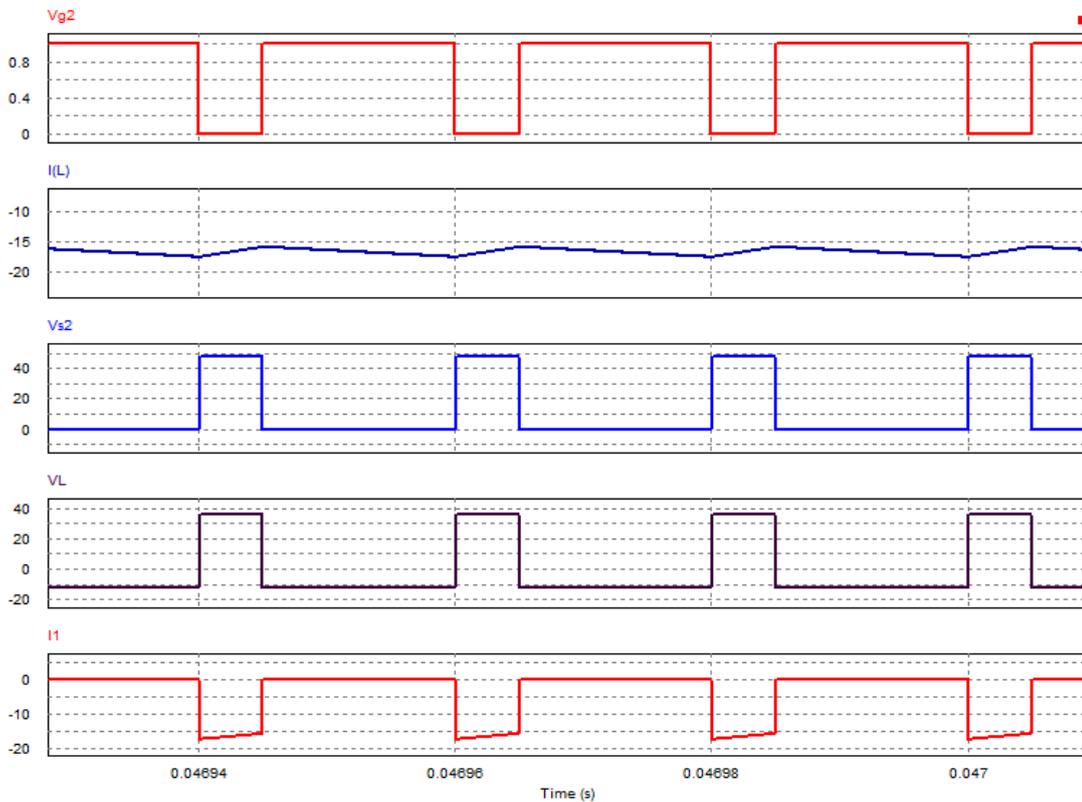


Figura 41 - Formas de onda do conversor no segundo quadrante de operação.
Fonte: Autor (2019).

Sempre que existir múltiplas comutações em um período de comutação ocorre elevadas perdas de chaveamento e problemas de compatibilidade. Entretanto, a corrente segue normalmente a referência, mas quando o conversor é ligado seu rendimento é baixo. Isto é impossível ser evitado, em razão de não ter sido filtrado nem atenuado.

A corrente alternada na indutância que aparece no erro apresenta-se no sinal modulador. Para evitar múltiplos cruzamentos que implica em múltiplos chaveamentos é necessário que haja um único ponto de intersecção entre os sinais modulador e portadora. Se as derivadas do sinal da portadora e do modulador estiverem próximas uma da outra, o comparador não saberá o que fazer e apresentará múltiplos chaveamentos. Portanto, a inclinação do sinal modulador tem que ser menor do que o da portadora.

É possível visualizar nas Figuras 42 e 43 que as derivadas da portadora são menores que as derivadas do modulador havendo um único ponto de intersecção entre as duas, garantindo o funcionamento adequado no chaveamento do conversor nos dois sentidos da corrente.

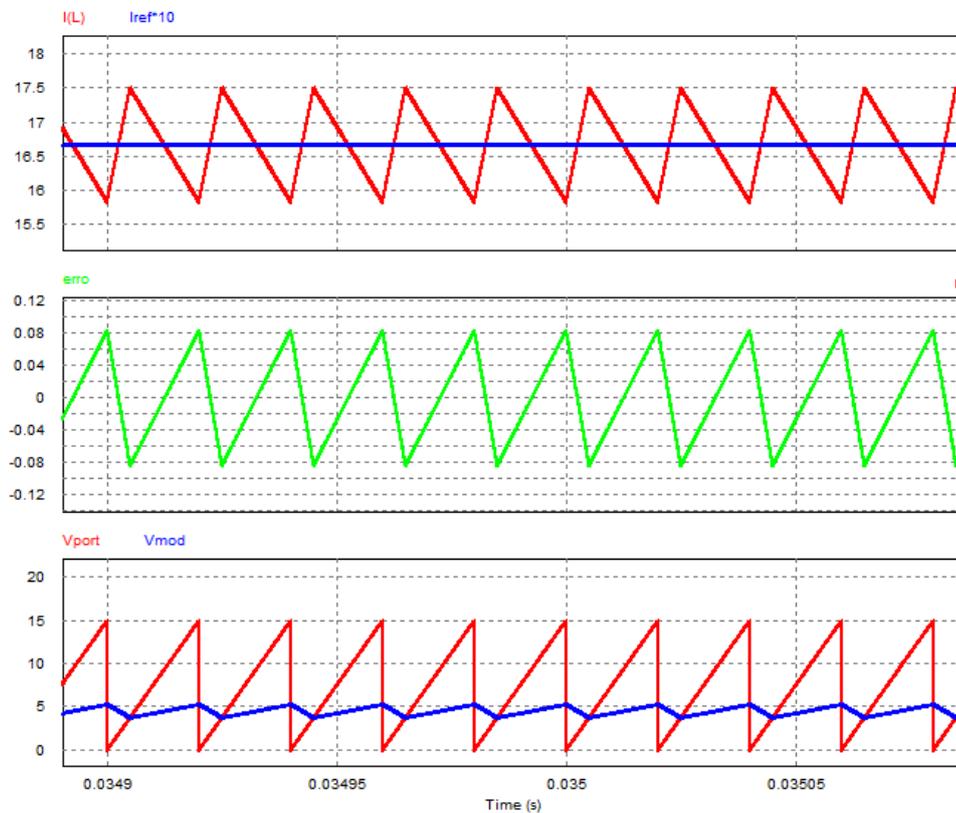


Figura 42 - Corrente no indutor, corrente de referência, sinal do erro e sinais da portadora e modulador no sentido positivo da corrente.

Fonte: Autor (2019).

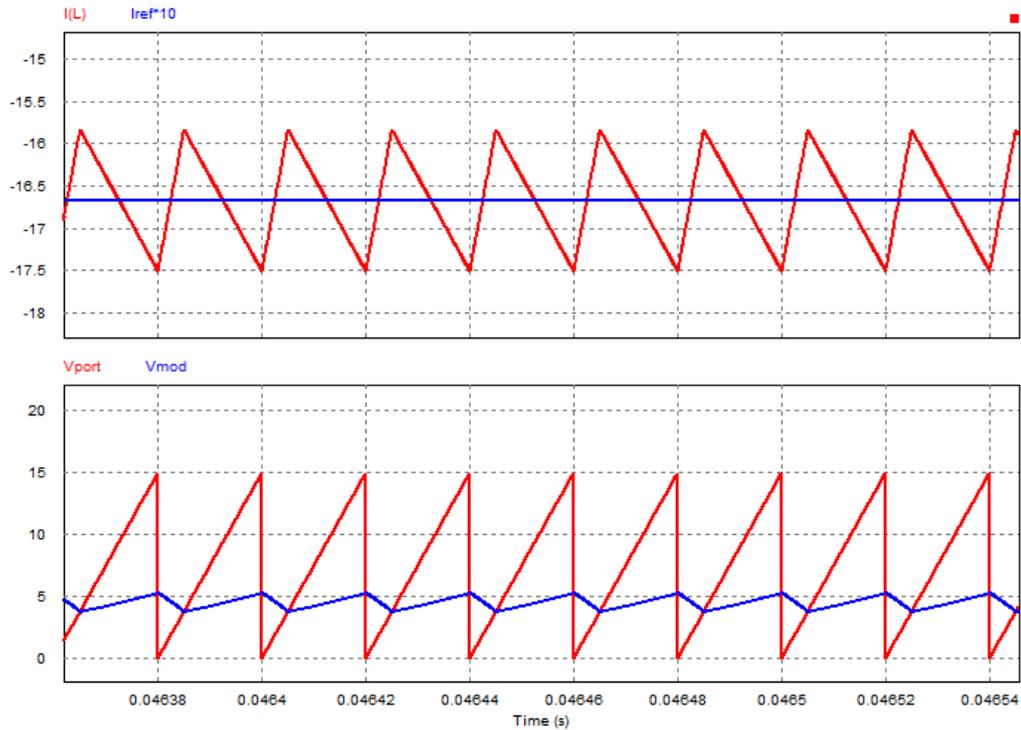


Figura 43 - Corrente no indutor, corrente de referência e sinais da portadora e modulador no sentido negativo da corrente.

Fonte: Autor (2019).

O sinal do modulador é triangular, deste modo, não é atenuado. Para que não ocorra a atenuação pelo controlador, mantendo o sinal triangular, é preciso que a frequência de chaveamento f_s esteja na faixa plana do ganho do compensador. Neste sentido a frequência de chaveamento deve ser maior que a frequência do zero do controlador, ou seja, $f_s > f_{zero}$. Como pode ser visualizado na Figura 44, $f_{zero} \approx 2,9kHz$ e f_s situa-se na faixa plana do ganho do compensador atendendo essa restrição.

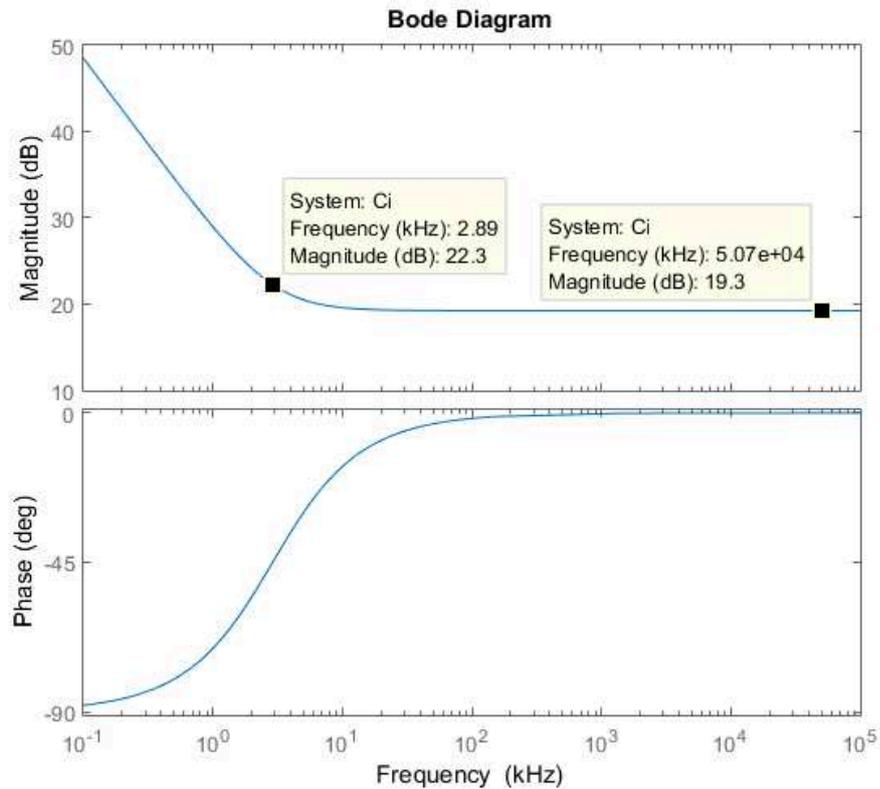


Figura 44 - Diagrama de Bode do controlador PI.
Fonte: Autor (2019).

Ao fazer a inversão de corrente precisa-se de mais energia que o sistema pode processar, essa troca gigantesca de energia implica em elevadas correntes nos interruptores conduzindo-os à falha. Entretanto, para evitar que a corrente ultrapasse o nível determinado, o controlador é saturado nessa transição.

Na região de saturação, o modelo do conversor não pode ser representado como linear e quem limita a velocidade de resposta quando saturado é a planta, neste caso a indutância do conversor. Assim, a resposta do sistema é imune aos parâmetros do controlador quando ele está saturado. Podemos visualizar a saturação na inversão de potência através das Figuras 45 e 46.

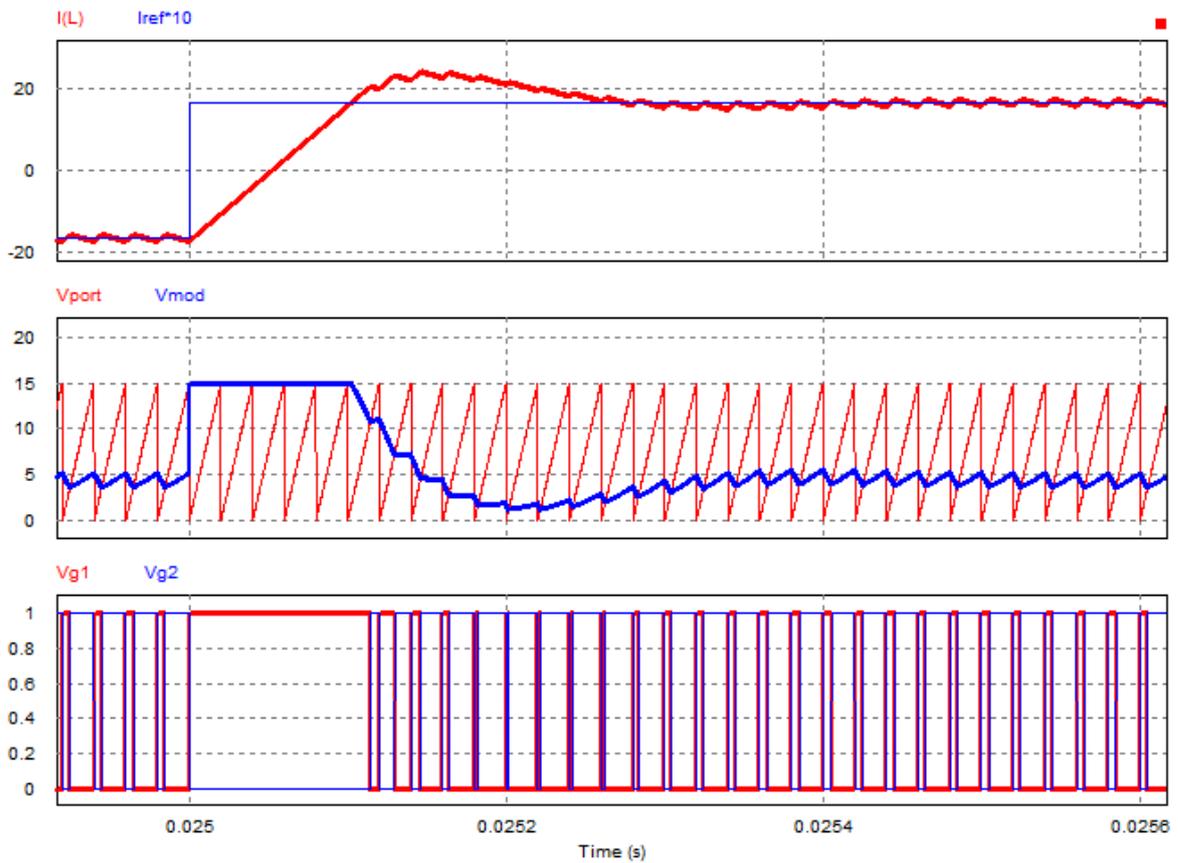


Figura 45 - Saturação do controlador na inversão da corrente negativa para positiva.
Fonte: Autor (2019).

A Figura 45 apresenta a inversão do fluxo de potência negativo para positivo. Na transição, percebe-se que o sinal modulador satura num valor muito superior, acarretando num efeito de que o interruptor S_1 conduz a maior parte do tempo. A malha de corrente apresenta uma rápida dinâmica com overshoot de aproximadamente 6,6A.

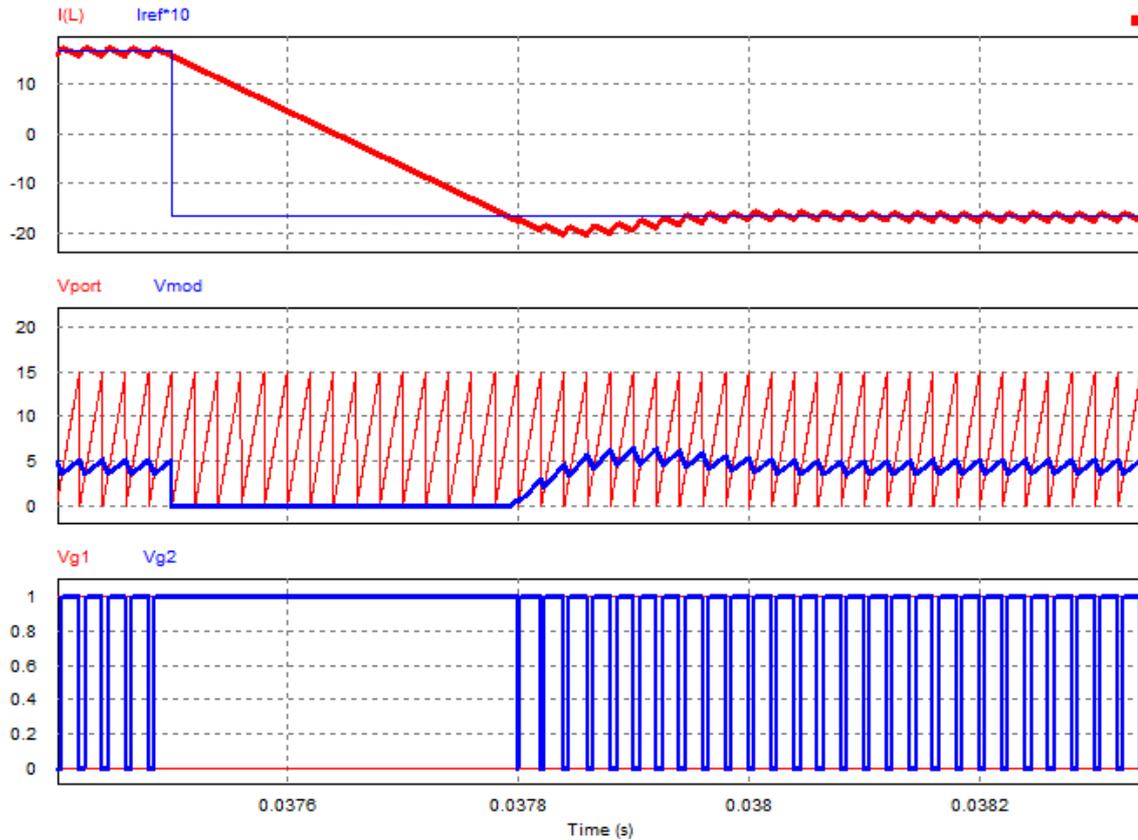


Figura 46 - Saturação do controlador na inversão da corrente positiva para negativa.
Fonte: Autor (2019).

A Figura 46 apresenta um teste para a inversão do fluxo de potência positivo para negativo. Na transição, percebe-se que o sinal modulador satura num valor muito inferior, acarretando num efeito de que o interruptor S_2 conduz a maior parte do tempo. A malha de corrente apresenta uma resposta mais lenta que na outra inversão, porém, sua dinâmica ainda continua rápida com overshoot menor de aproximadamente 2,75A.

Substituindo a fonte ideal V_2 pelo modelo equivalente da bateria apresentado na Figura 20, temos o sistema representado pela Figura 47.

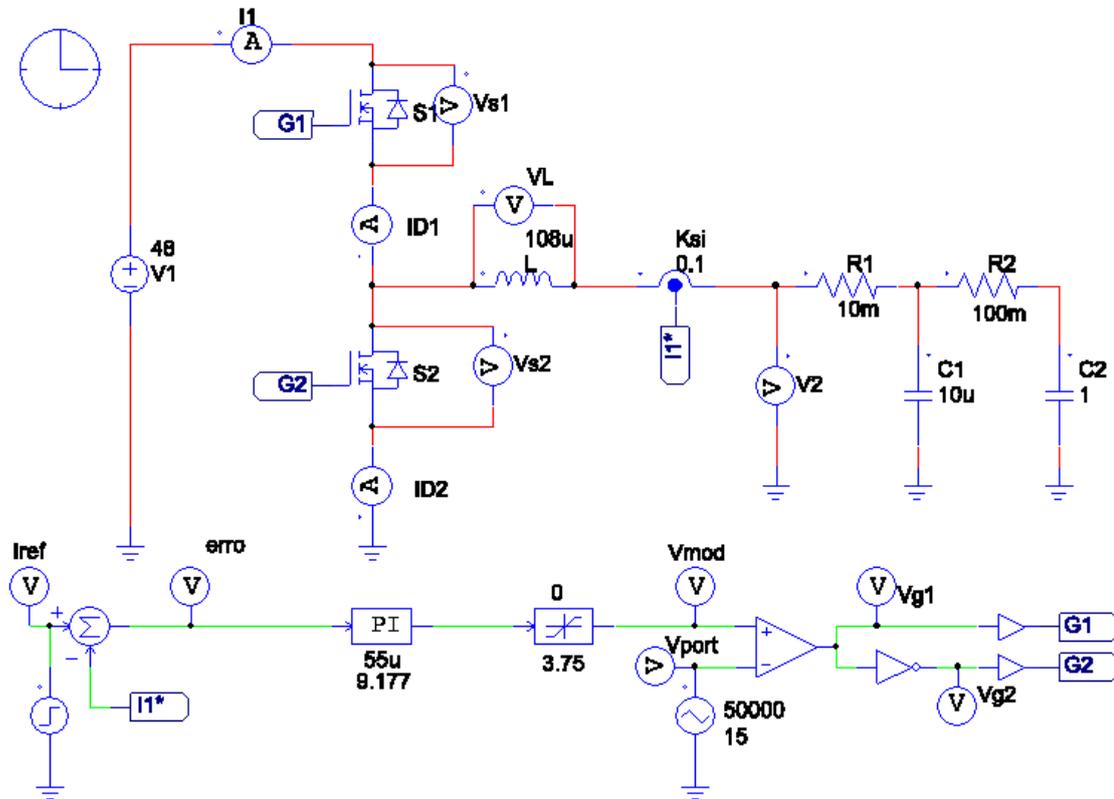


Figura 47 - Conversor bidirecional com bateria em V_2 .
Fonte: Autor (2019).

O sinal de controle v_c tem que ser limitado pelo saturador, caso contrário, a bateria será carregada até o valor da tensão da fonte V_1 que é igual a $48V$, sendo danificada. Para encontrar o valor máximo de v_c , é necessário apenas analisar a função de transferência do modulador, expressa por (54). O valor máximo do saturador é expresso por (79).

$$v_{c_{max}} = V_{pp}D = 15(0,25) = 3,75 \quad (79)$$

Para simular a carga e descarga da bateria, é utilizada uma fonte com degrau de dois níveis. No processo de carga, aplicando um degrau na entrada I_{L_ref} de valor $1,667A$ é iniciado o processo de carga da bateria com corrente constante de $16,667A$ até que a tensão alcance $12V$. Quando atingidos os $12V$ o sinal modulador é saturado em $3,75$ e a corrente cai a zero ampere. Isto é visto na Figura 48.

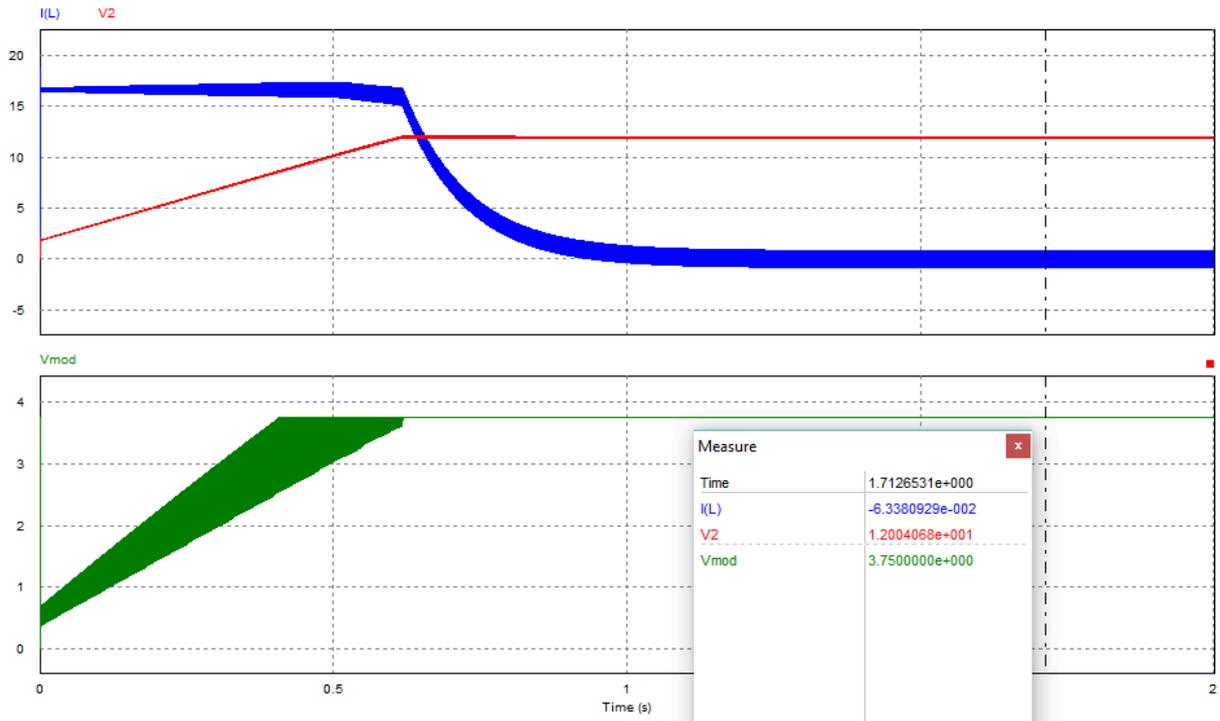


Figura 48 - Corrente na bateria, tensão na bateria, sinal modulador no processo de carga.
Fonte: Autor (2019).

Analisando os sinais modulador e portadora na Figura 49, conclui-se que não acontece múltiplos chaveamentos. Além disso, é possível verificar que a ondulação de corrente não ultrapassa os 10% especificados.

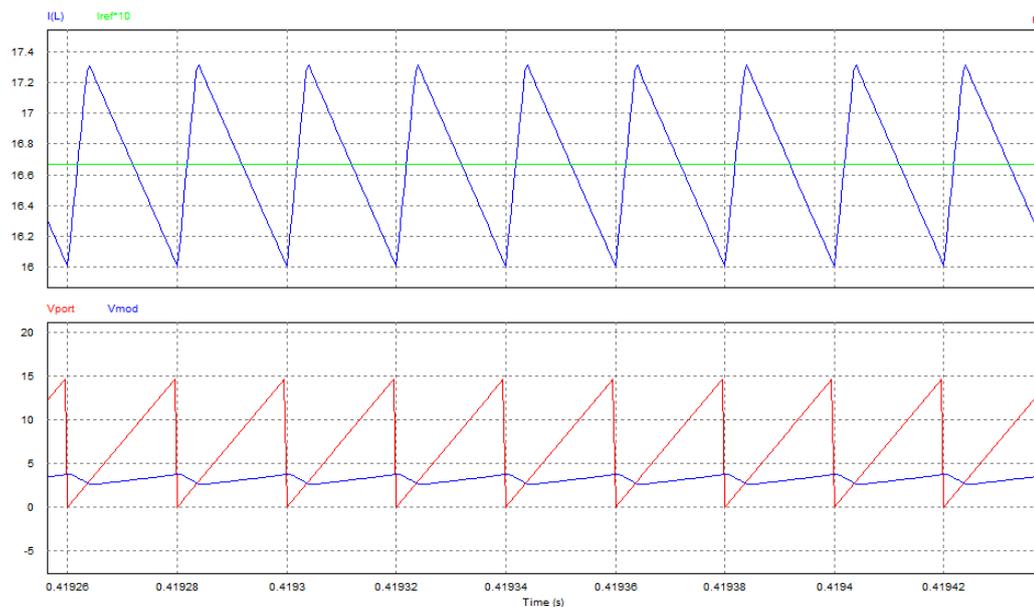


Figura 49 - Sinal modulador, sinal da portadora, corrente na bateria e corrente de referência no processo de carga.
Fonte: Autor (2019).

A Figura 50 mostra a resposta do sistema no processo de carga da bateria. Foi verificado os tempos de pico, de acomodação e de subida, os quais se aproximam $2e-04$, $3,5e-4$, $1,6e-4$ segundos. O percentual de sobressinal (PSS) ficou em 13%.

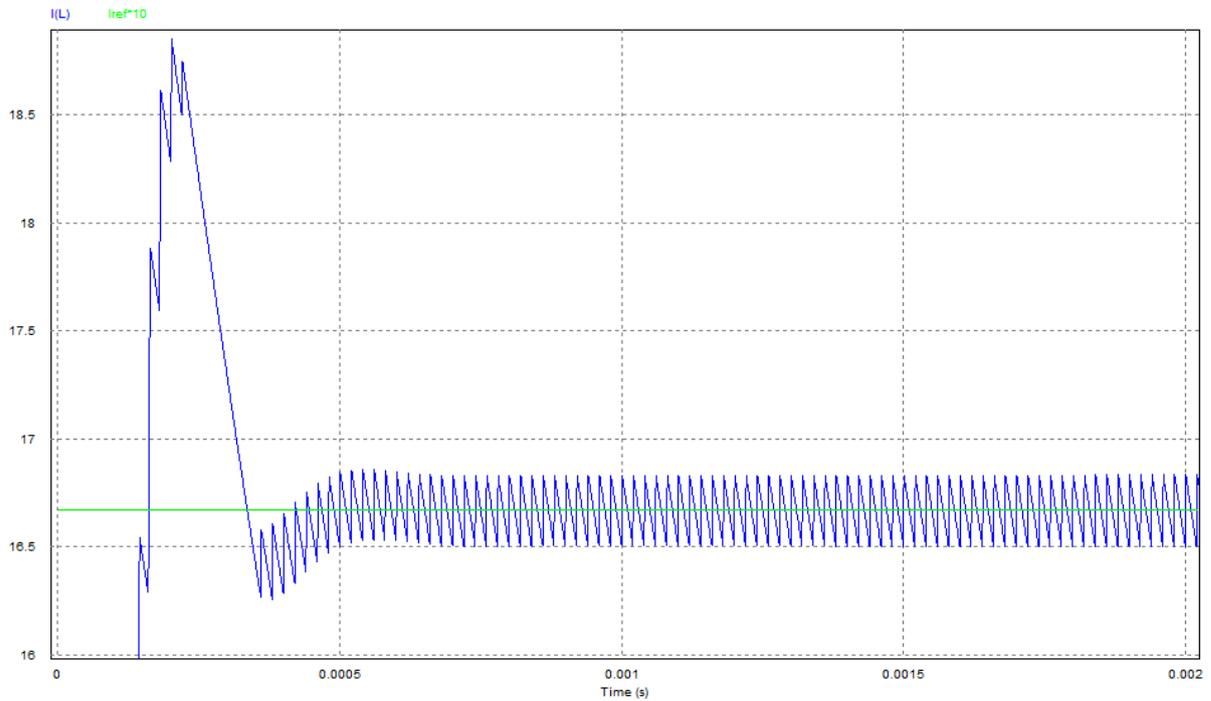


Figura 50 – Resposta do sistema no processo de carga da bateria com controlador analógico.
Fonte: Autor (2019).

Aplicando um degrau na entrada I_{L_ref} de valor $-1,667A$ é iniciado o processo de descarga da bateria com corrente constante de $-16,667A$ até que a tensão alcance $0V$. Quando atingido os $0V$ o sinal modulador é saturado em 0 e a corrente vai a zero ampere. Isto é visto na Figura 51.

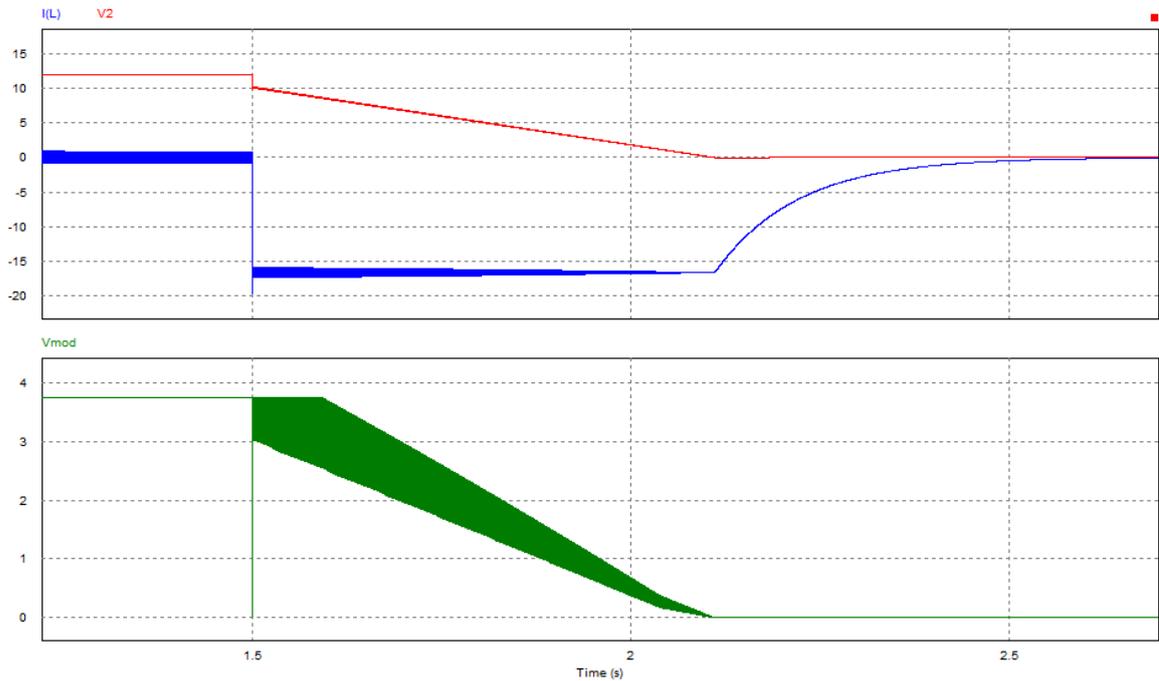


Figura 51 - Corrente na bateria, tensão na bateria, sinal modulador no processo de descarga.
Fonte: Autor (2019).

Novamente, é possível verificar na Figura 52 a não existência de múltiplos chaveamentos no processo de descarga e a ondulação de corrente no indutor dentro do especificado.

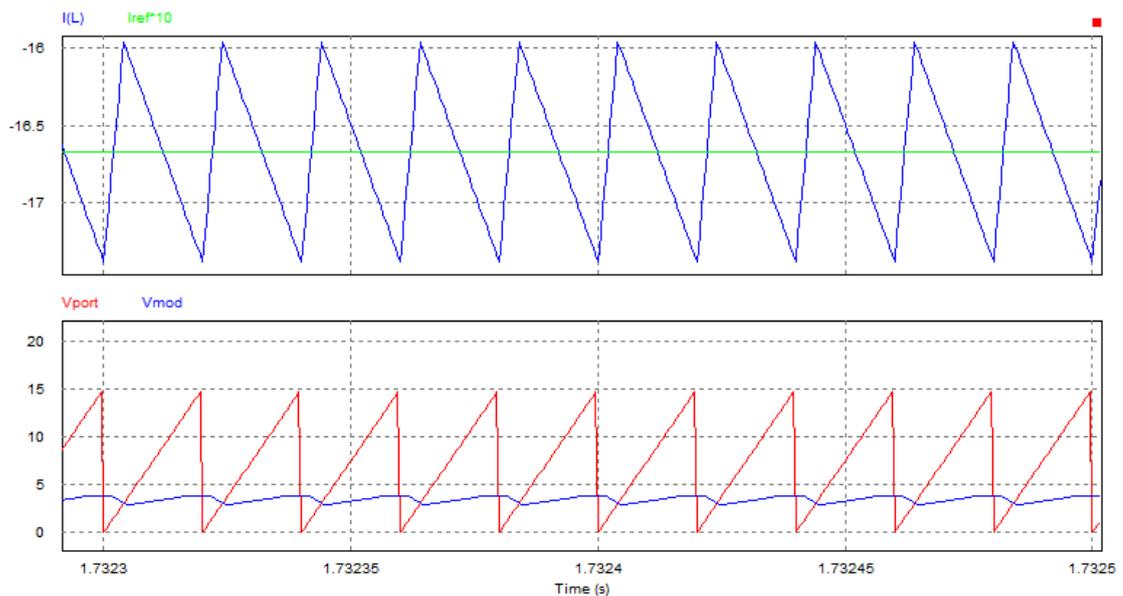


Figura 52 - Sinal modulador, sinal da portadora, corrente na bateria e corrente de referência no processo de descarga da bateria.
Fonte: Autor (2019).

Dada a referência negativa é observável na Figura 53, a resposta do sistema. Os tempos de pico, de acomodação, de subida e percentual de sobressinal apresentaram valores de $2,19e-4$, $3,1e-4$, $1,6e-4$ segundos e 18% .

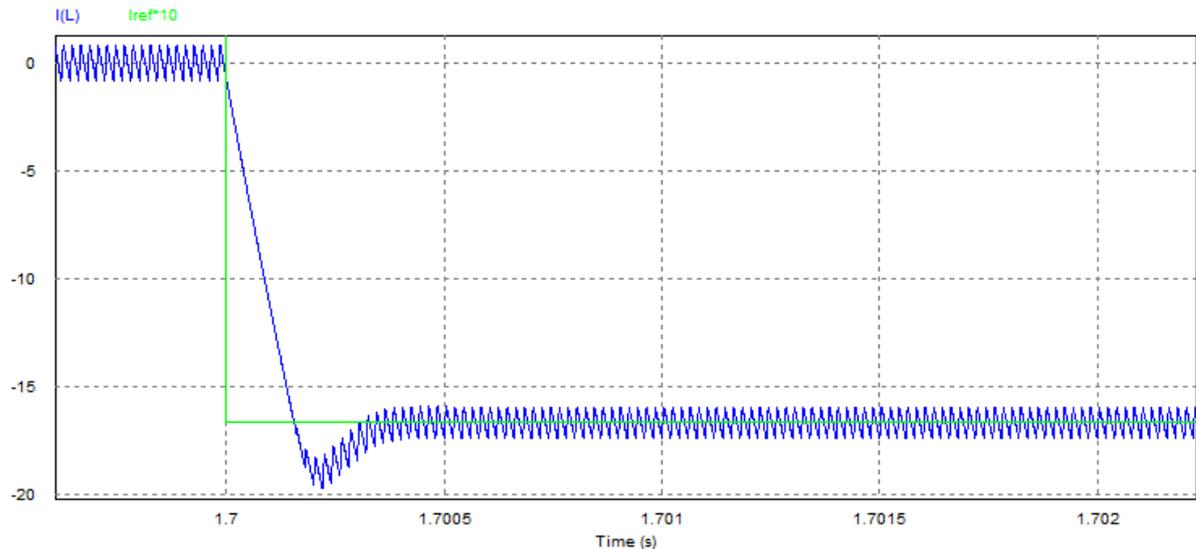


Figura 53 - PSS da corrente no processo de descarga da bateria com controlador analógico.
Fonte: Autor (2019).

A Figura 54 apresenta o processo de carga e descarga da bateria. No tempo 0 segundo inicia-se o processo de carga da bateria com corrente constante de $16,667A$ até atingir $12V$. No tempo de $1,5$ segundos é feita a inversão de corrente, portanto, inicia-se o processo de descarga da bateria com corrente constante de $-16,667A$ até alcançar $0V$ na bateria. Conclui-se que a corrente segue a referência, portanto, o controlador atendeu aos requisitos de projeto e é adequado ao conversor. Em razão disso, o conversor é satisfatório para operar nos processos carga e descarga de baterias com o controlador analógico.

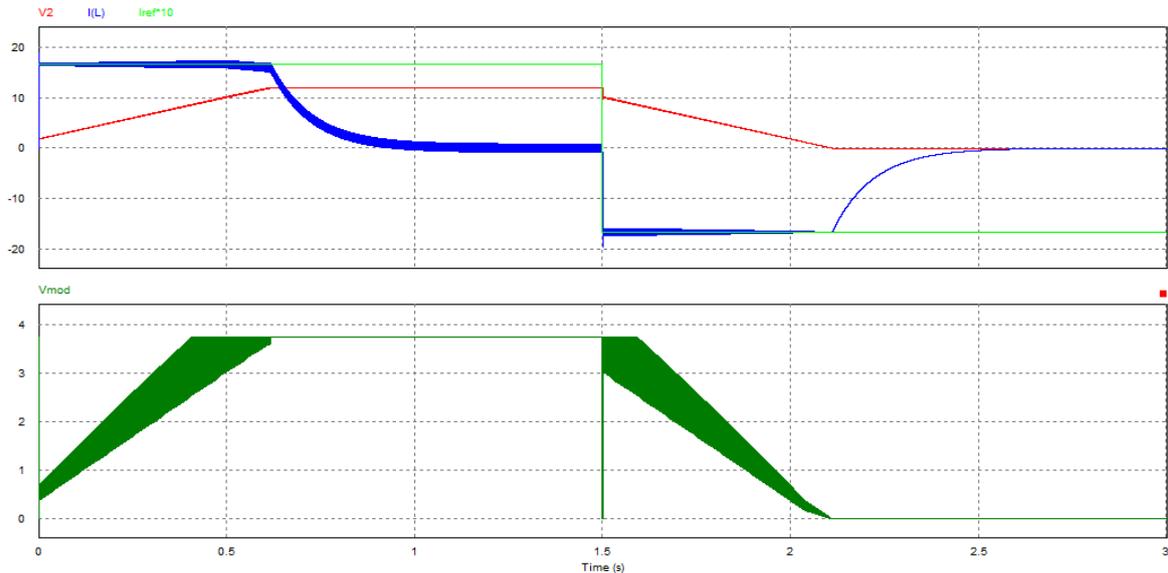


Figura 54 - Processo de carga e descarga da bateria e sinal modulador com controlador analógico.

Fonte: Autor (2019).

4.6 CONTROLADOR DIGITAL

Dado o alto poder de processamento disponível hoje em dia, quase todas as aplicações de controle são implementadas em microcontroladores. Os sistemas microprocessados possuem maiores flexibilidade e confiabilidade em comparação aos analógicos no que refere-se as mudanças de projeto, dimensão, sensibilidade, exatidão, velocidade, entre outros (CAMPOS, [sd].). Em razão das vantagens do uso de controladores digitais, o mesmo será utilizado no controle do sistema.

Utilizando uma relação algébrica entre as variáveis no plano s e no plano discreto z , as funções de transferências encontradas no plano contínuo podem ser transformadas para o plano discreto por meio da *transformação bilinear* expressa pelas Equações (80) e (81) (CAMPOS, [sd].).

$$z \approx \frac{2+Ts}{2-Ts} \quad (80)$$

$$s \approx \left(\frac{2}{T}\right) \frac{z-1}{z+1} \quad (81)$$

Onde o tempo de amostragem T será de $2\mu s$ face à frequência de amostragem escolhida de $500kHz$ com base no Teorema da Amostragem, o qual diz que é possível reconstruir o sinal original se a frequência de amostragem é no mínimo, igual ao dobro da frequência máxima contida no sinal analógico (ROCHA, 2016). Neste caso a frequência máxima é de $50kHz$, portanto, foi escolhida uma frequência dez vezes maior fornecendo uma boa aproximação e bons resultados numéricos.

Seja a função de transferência $C_i(s)$ do controlador PI dada pela Equação (64), no qual $K_p=9,177$ e $T_i=55\mu s$. Sua entrada e saída são representadas por $e(s)$ (erro) e $vc(s)$ (sinal modulador), respectivamente. Dessa forma,

$$C_i(s) = \frac{vc(s)}{e(s)} = \frac{K_p(1+sT_i)}{sT_i} \quad (82)$$

Fazendo o uso da relação (80) e (81)

$$C_i(z) = \frac{vc(z)}{e(z)} = \frac{K_p \left(1 + \left(\frac{2}{T}\right) \frac{z-1}{z+1} T_i\right)}{\left(\frac{2}{T}\right) \frac{z-1}{z+1} T_i} \quad (83)$$

Chamando $a = \frac{2T_i}{T}$, pois é uma constante,

$$\frac{vc(z)}{e(z)} = \frac{K_p \left(1 + a \frac{z-1}{z+1}\right)}{a \frac{z-1}{z+1}} \quad (84)$$

$$\frac{vc(z)}{e(z)} = K_p \frac{(z+1) + a(z-1)}{a(z-1)} \quad (85)$$

$$vc(z)a(z-1) = K_p e(z)(z+1) + K_p e(z)a(z-1) \quad (86)$$

Dividindo a (86) por z ,

$$vc(z)a(1-z^{-1}) = K_p e(z)(1+z^{-1}) + K_p e(z)a(1-z^{-1}) \quad (87)$$

$$vc(z)a - vc(z)az^{-1} = K_p e(z) + K_p e(z)z^{-1} + K_p e(z)a - K_p e(z)az^{-1} \quad (88)$$

$$vc(z) = vc(z)z^{-1} + \frac{K_p e(z)}{a} (1 + z^{-1}) + K_p e(z)(1 - z^{-1}) \quad (89)$$

$$vc(z) = vc(z)z^{-1} + \frac{K_p e(z)}{a} + \frac{K_p e(z)}{a} z^{-1} + K_p e(z) - K_p e(z)z^{-1} \quad (90)$$

$$vc(z) = vc(z)z^{-1} + \frac{K_p}{a} [e(z) + e(z)z^{-1} + ae(z) - ae(z)z^{-1}] \quad (91)$$

Expressando (91) na forma de equações de diferenças, é encontrado o controlador discreto, representado por (92).

$$vc(n) = vc(n-1) + \frac{K_p}{a} [e(n) + e(n-1) + ae(n) - ae(n-1)] \quad (92)$$

Onde $vc(n)$ representa a saída atual, $vc(n-1)$ a saída anterior, $e(n)$ a entrada atual e $e(n-1)$ a entrada anterior.

É necessário o uso do retentor de ordem zero ZOH como amostrador do sinal analógico. O ZOH vai reter o valor de entrada para um tempo de amostragem até o próximo instante de amostragem.

A Figura 55 ilustra o sistema apresentado na Figura 36 com o controle digital, contendo um amostrador (ZOH) e um bloco de programação na linguagem C representando o controlador ($C_{i,z}$).

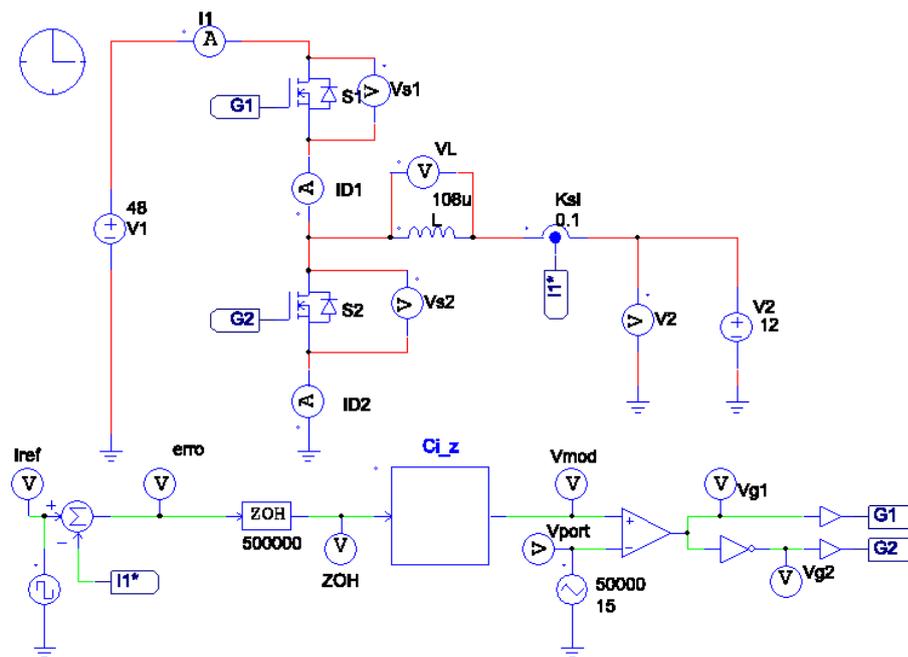
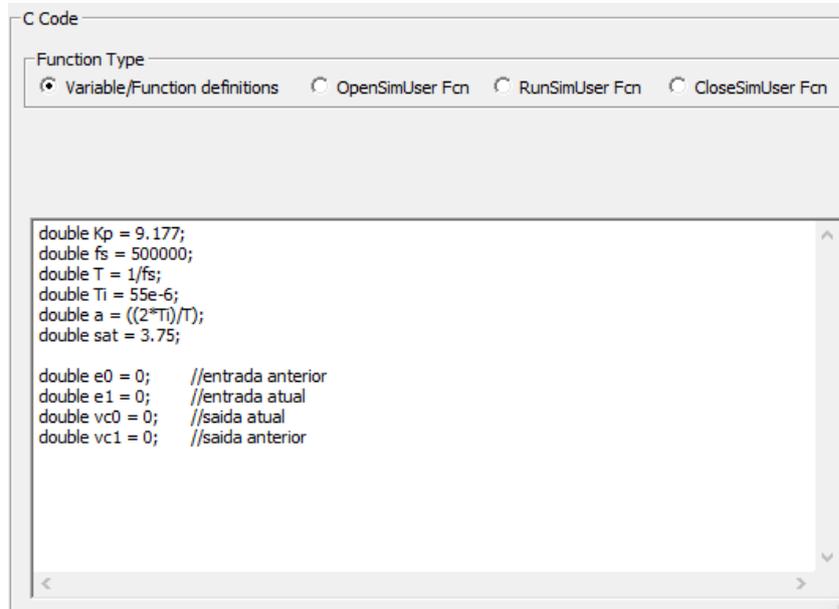


Figura 55 - Conversor bidirecional com fonte de tensão contínua em V_2 e controle digital.
Fonte: Autor (2019).

O bloco $C_{i,z}$ é expandido e apresentado nas Figuras 56 e 57.

No campo *Variable/Function definitions* como mostrado na Figura 56, são declaradas e inicializadas as variáveis com seus determinados valores.



The screenshot shows a window titled "C Code" with a "Function Type" dropdown menu. The "Variable/Function definitions" option is selected. The code area contains the following C code:

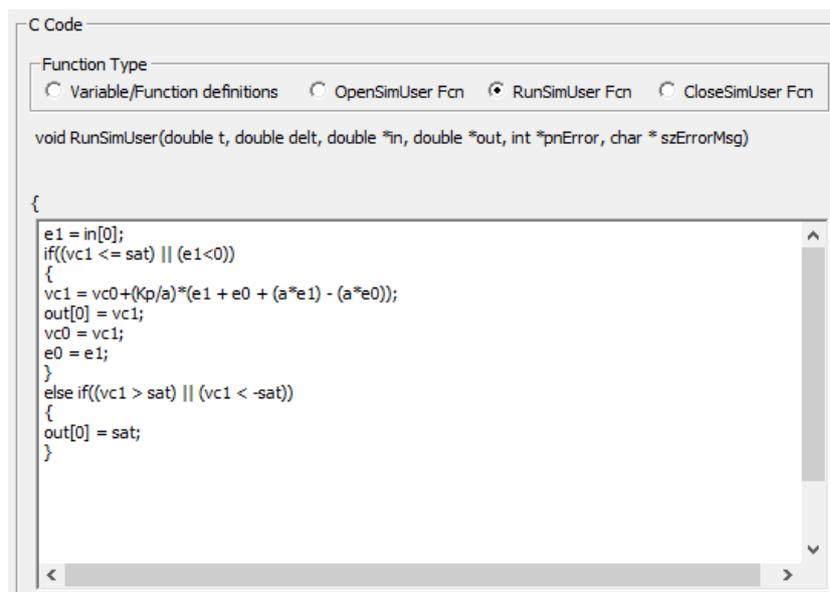
```
double Kp = 9.177;
double fs = 500000;
double T = 1/fs;
double Ti = 55e-6;
double a = ((2*pi)/T);
double sat = 3.75;

double e0 = 0; //entrada anterior
double e1 = 0; //entrada atual
double vc0 = 0; //saida atual
double vc1 = 0; //saida anterior
```

Figura 56 - Declaração de variáveis.

Fonte: Autor (2019).

No campo *RunSimUser Fcn* da Figura 57 fica a função principal *main*, que se repete a cada passo de simulação implementando o controle digital.



The screenshot shows a window titled "C Code" with a "Function Type" dropdown menu. The "RunSimUser Fcn" option is selected. The code area contains the following C code:

```
void RunSimUser(double t, double delt, double *in, double *out, int *pnError, char *szErrorMsg)
{
    e1 = in[0];
    if((vc1 <= sat) || (e1 < 0))
    {
        vc1 = vc0 + (Kp/a) * (e1 + e0 + (a*e1) - (a*e0));
        out[0] = vc1;
        vc0 = vc1;
        e0 = e1;
    }
    else if((vc1 > sat) || (vc1 < -sat))
    {
        out[0] = sat;
    }
}
```

Figura 57 - Função main.

Fonte: Autor (2019).

Todas as variáveis no controlador são discretas, diferentemente do caso contínuo. Desse modo, a variável física é coletada por um conversor analógico-digital em intervalos de tempo fixo dado pelo clock do sistema. A Figura 58 apresenta o sinal do erro antes e depois da amostragem, sendo possível reconstruir o sinal analógico.

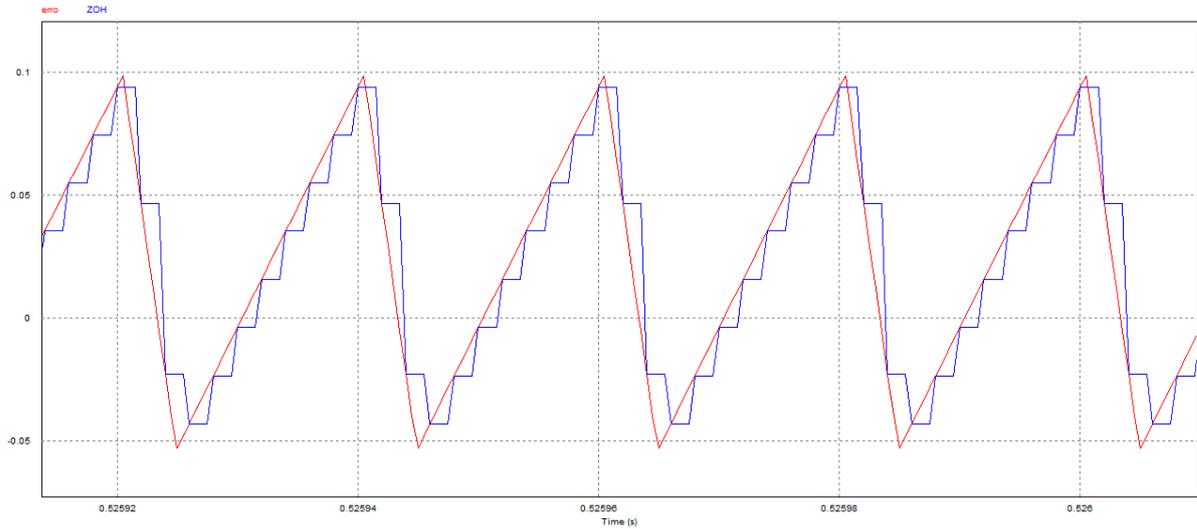


Figura 58 - Sinal do erro antes e depois do amostrador ZOH.

Fonte: Autor (2019).

É possível observar na Figura 59 a bidirecionalidade do conversor com o controle digital, onde a simulação foi realizada com correntes de referência de $\pm 1,667A$. O seguimento da referência é satisfatório, porém na inversão da corrente positiva para negativa é evidenciado um elevado sobressinal.

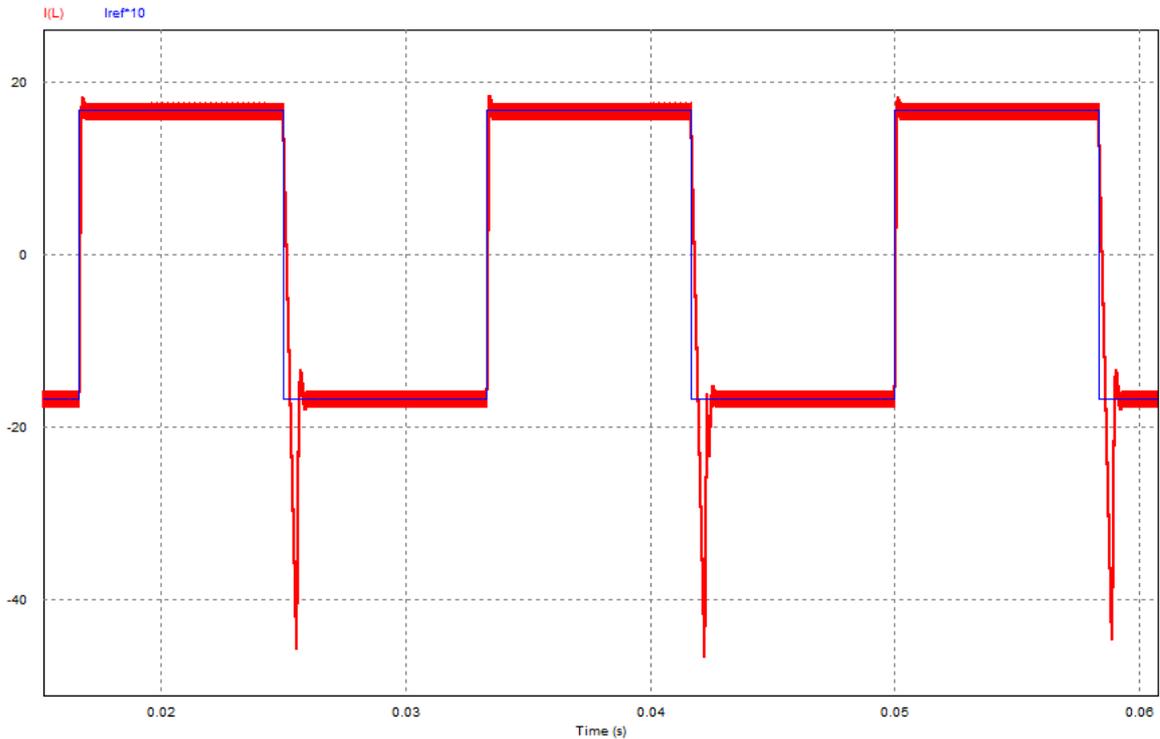


Figura 59 - Bidirecionalidade em corrente com controle digital.
Fonte: Autor (2019).

As Figuras 60 e 61 mostram a ondulação da corrente no indutor e a corrente média igual à referência de acordo com a projetada. Do mesmo modo é verificado a não ocorrência de múltiplos chaveamento, garantindo seu funcionamento adequado em regime permanente.

Entretanto, na inversão do fluxo de potência o controlador inicialmente não satura na transição, especialmente na inversão da corrente de positiva para negativa, como pode ser visto nas Figuras 62 e 63. Isto pode ser causado por erro de modelagem do controle digital, onde foi utilizado uma aproximação do controle analógico através da transformada bilinear, como também algum erro de implementação no código.

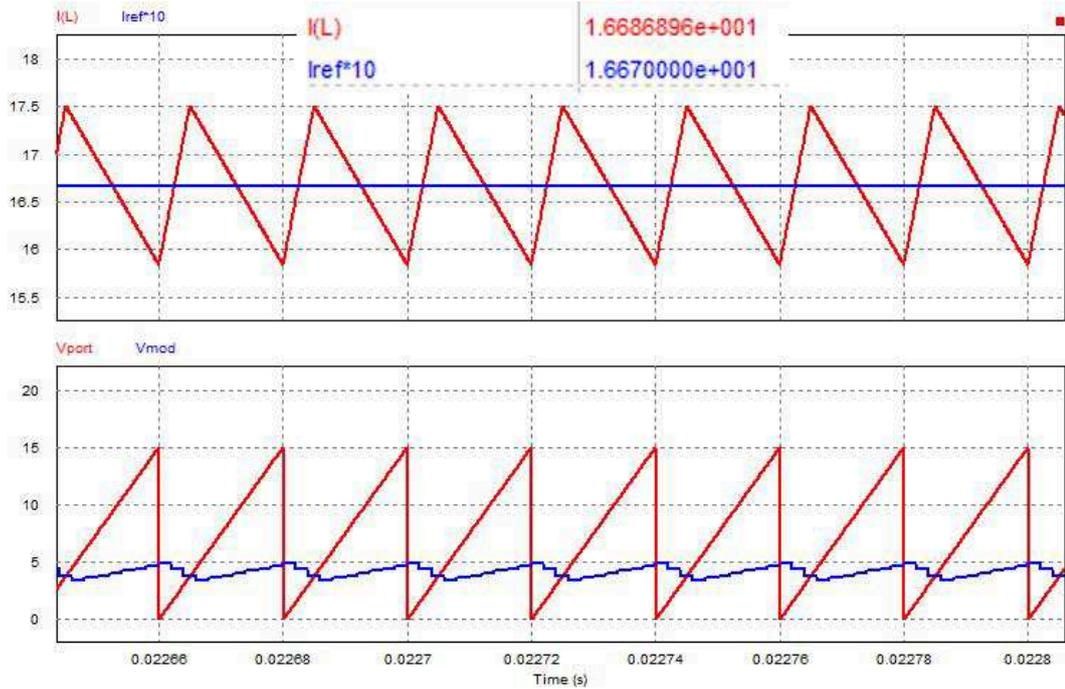


Figura 60 - Formas de onda da corrente positiva no indutor, moduladora e portadora com controle digital.

Fonte: Autor (2019).

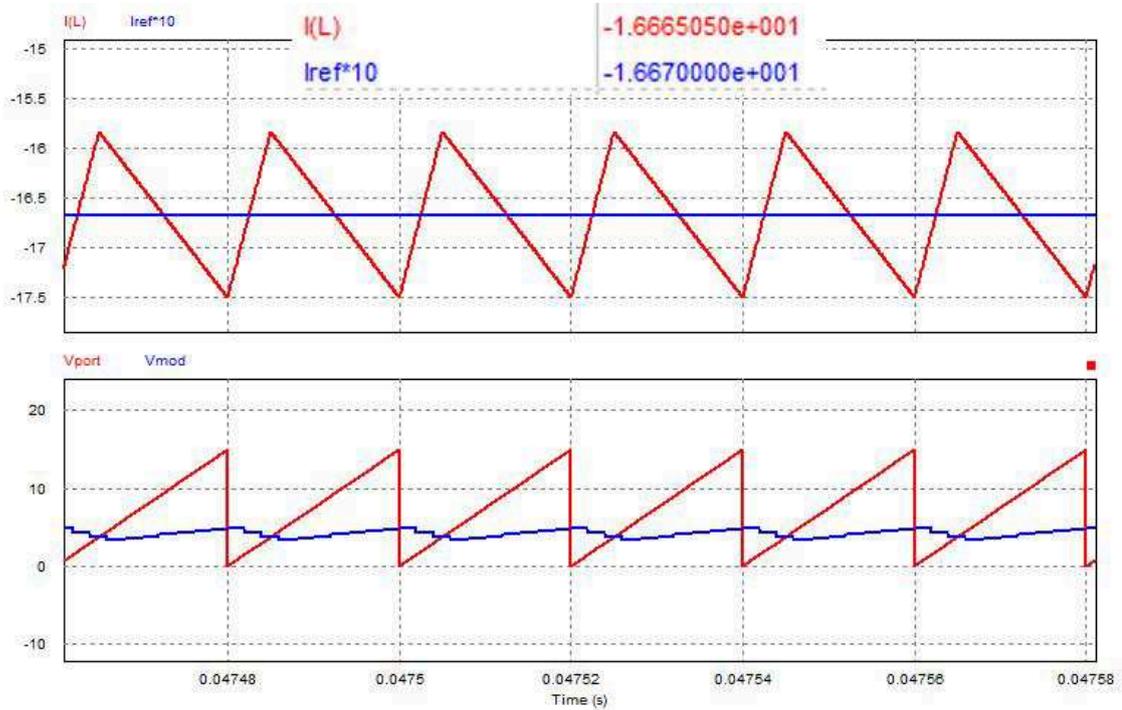


Figura 61 - Formas de onda da corrente negativa no indutor, moduladora e portadora com controle digital.

Fonte: Autor (2019).

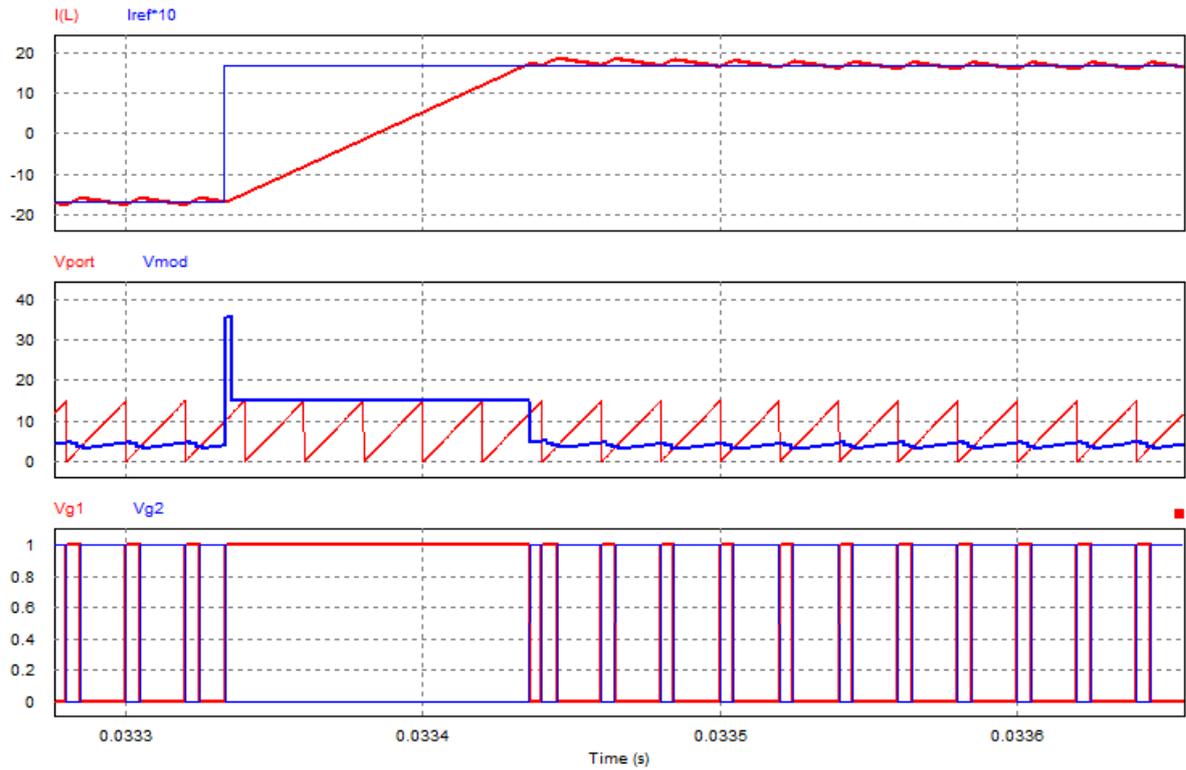


Figura 62 - Inversão da corrente negativa para positiva utilizando o controlador digital.
Fonte: Autor (2019).

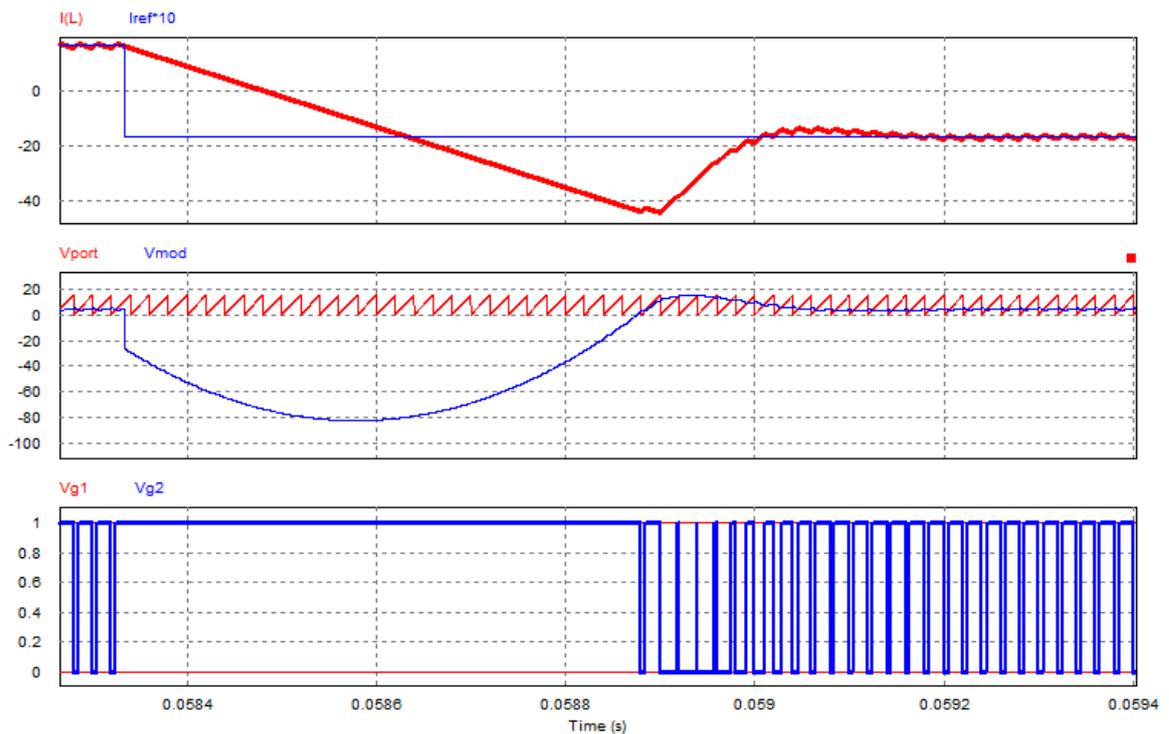


Figura 63 - Inversão da corrente negativa para positiva utilizando o controlador digital.
Fonte: Autor (2019).

Substituindo a fonte ideal V_2 pelo modelo equivalente da bateria tem-se o seguinte sistema apresentado na Figura 64.

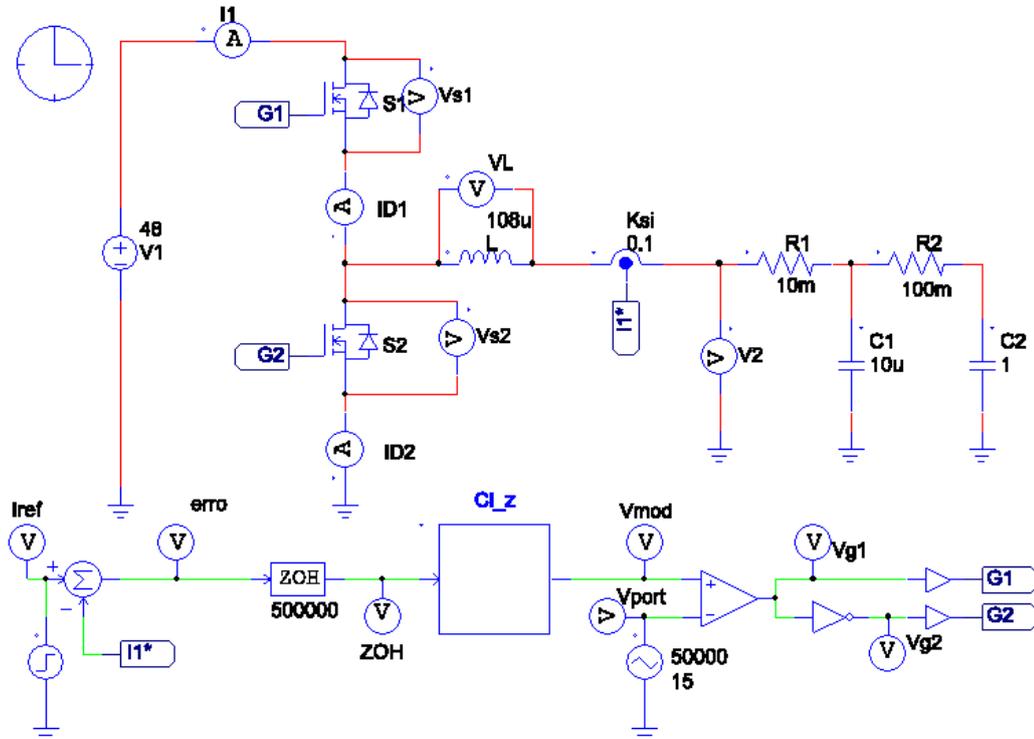


Figura 64 - Conversor bidirecional aplicado a bateria com controle digital.
Fonte: Autor (2019).

No processo de carga, o procedimento é o mesmo descrito para o controlador analógico. Aplicando um degrau de $1,667A$ como referência em 0 segundos é iniciado o processo de carregamento da bateria, com corrente média constante de $16,667A$ até que a tensão alcance $12V$. Quando atinge os $12V$ o sinal modulador é saturado em $3,75$ e a corrente cai a zero ampere. Em $1,5$ segundos é feita a inversão da corrente de referência para $-1,667A$, inicia-se então o processo de descarga da bateria, entretanto, com corrente média constante de $-16,667A$ até que a tensão alcance $0V$. Quando atingido os $0V$ o sinal modulador é saturado em 0 e a corrente vai a zero ampere. Isto pode ser verificado na Figura 65.

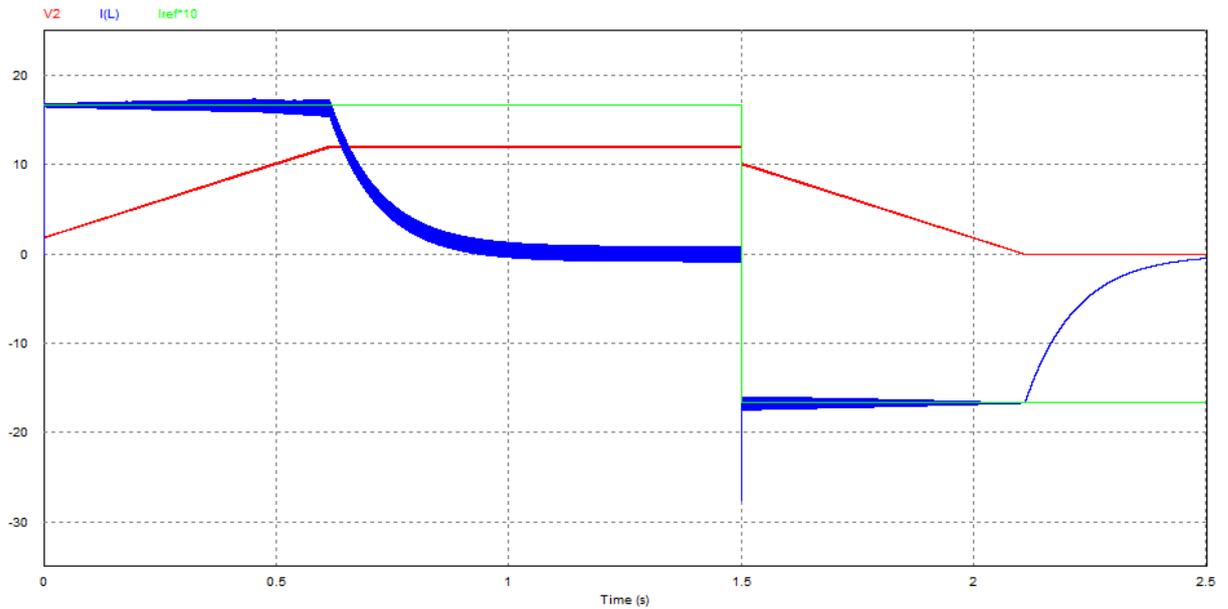


Figura 65 - Processo de carga e descarga da bateria com controlador digital.
 Fonte: Autor (2019).

Analisando nas Figuras 66 e 67 o sinal modulador, a portadora, a corrente no indutor e a corrente de referência no processo de carga e descarga, respectivamente, é possível verificar que nos dois casos a corrente média no indutor possui valor igual à referência, além do que a ondulação de corrente está dentro do especificado. Outrossim, não ocorre múltiplos chaveamentos em um período de comutação nos dois processos.

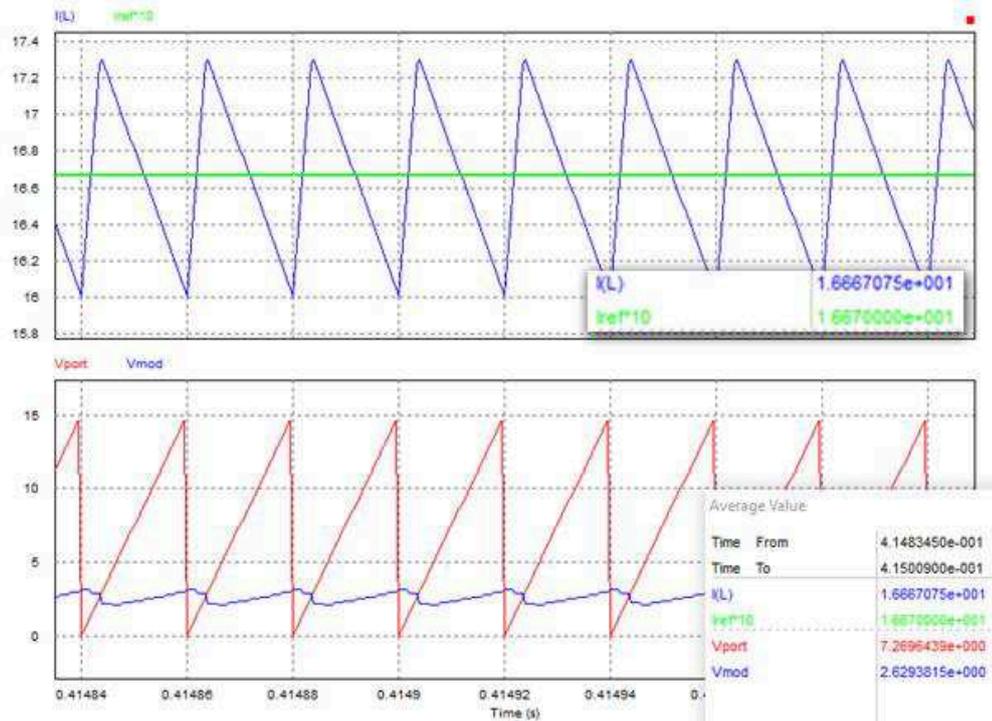


Figura 66 - Sinal da portadora, moduladora, corrente na bateria e de referência no processo de carga.

Fonte: Autor (2019).

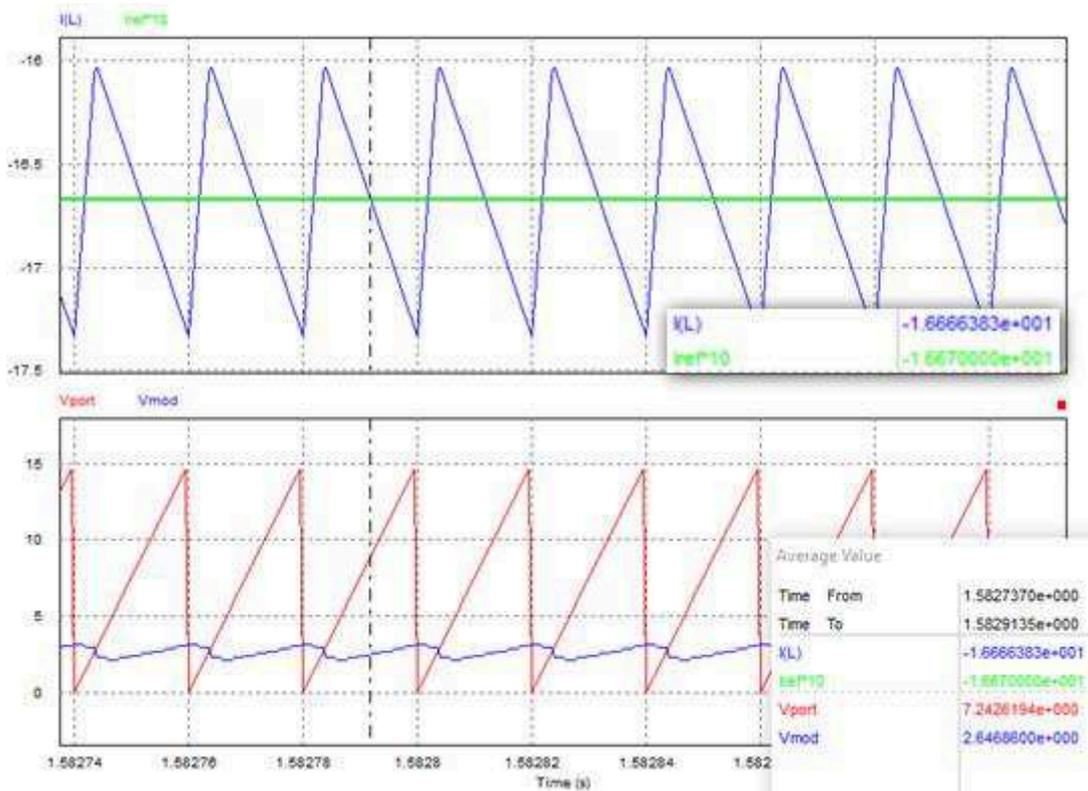


Figura 67 - Sinal da portadora, moduladora, corrente na bateria e de referência no processo de descarga.

Fonte: Autor (2019).

Investigando a resposta do sistema no processo de carga ilustrado na Figura 68 foi averiguado os seguintes tempos: $1,64e-4$, $2,4e-4$ e $1,6e-4$ segundos, correspondentes aos tempos de pico, de acomodação e de subida. Ademais, o percentual de sobressinal foi de 4%.

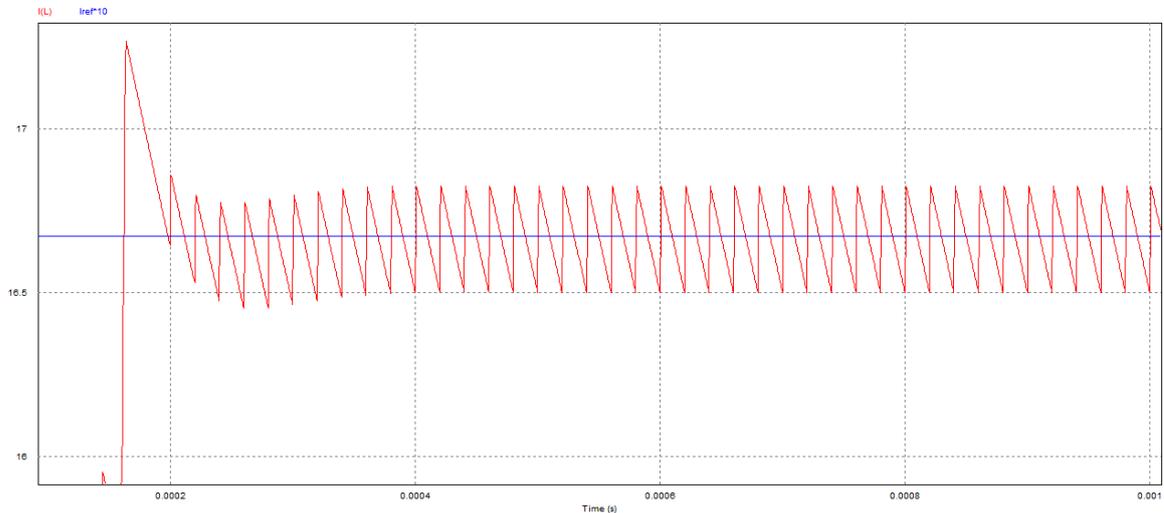


Figura 68 – Resposta do sistema no processo de carga da bateria com controlador digital.
Fonte: Autor (2019).

No processo de descarga da Figura 69 foram obtidos os seguintes tempos: correspondentes ao tempo de pico, de acomodação e de subida. O percentual de sobressinal foi extrapolado em 39%.

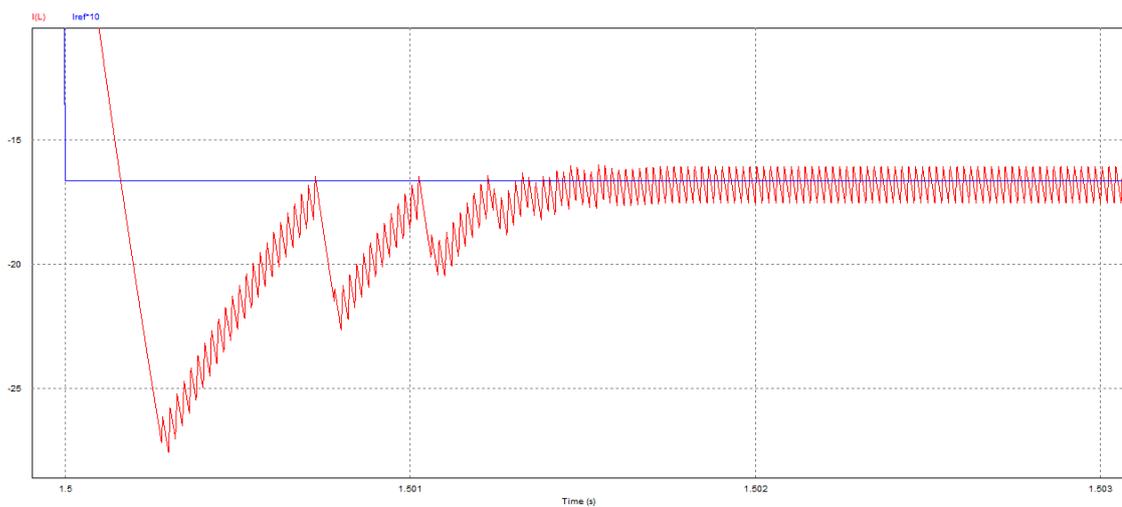


Figura 69 - PSS da corrente no processo de descarga da bateria com controlador digital.
Fonte: Autor (2019).

As principais formas de onda do conversor operando em regime permanente no primeiro e segundo quadrante como mostradas nas Figuras 11 e 13 são validades por meio das Figuras 70 e 71, respectivamente.

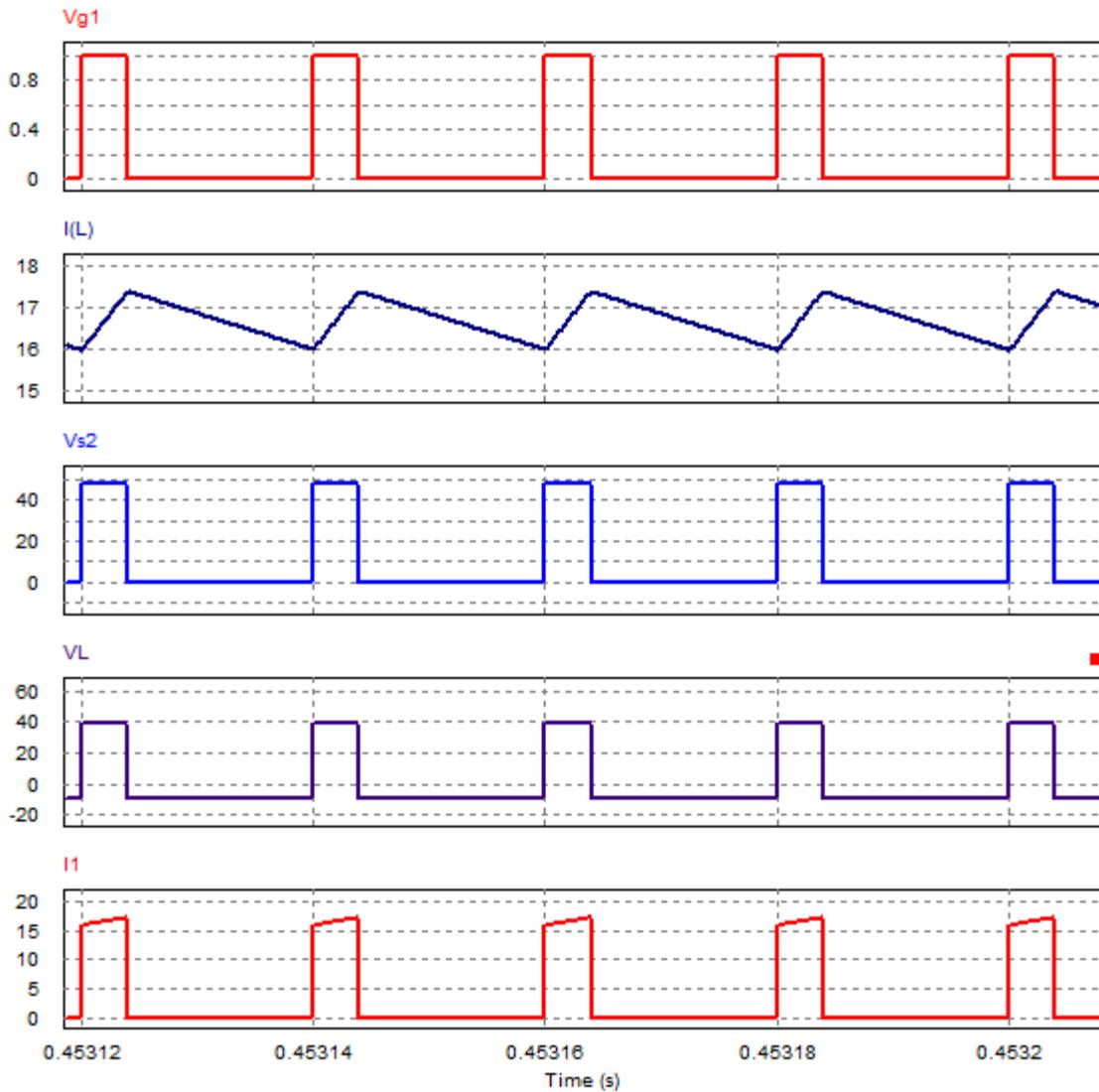


Figura 70 - Formas de onda do conversor operando no primeiro quadrante com controlador digital.

Fonte: Autor (2019).

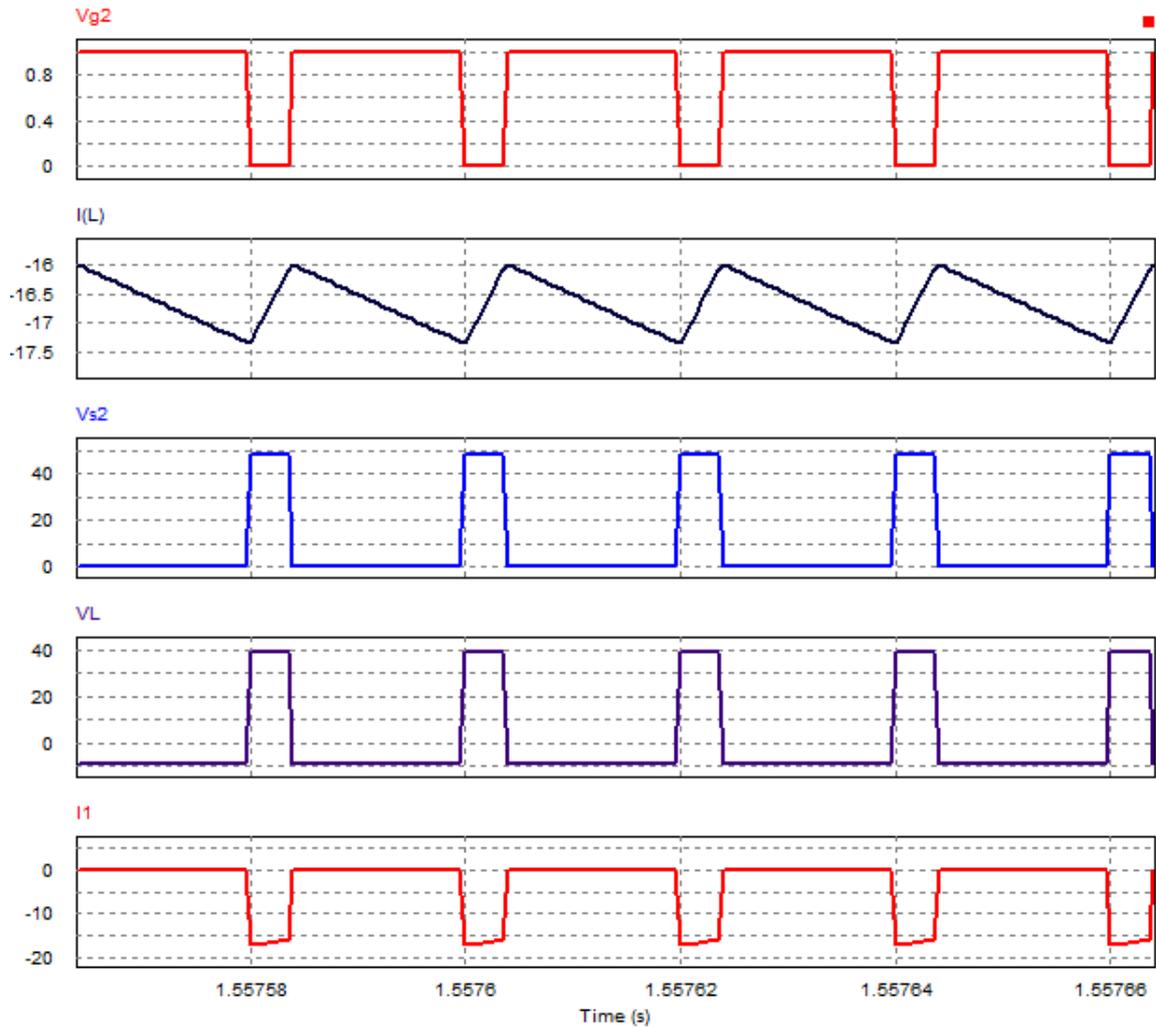


Figura 71 - Formas de onda do conversor operando no segundo quadrante com controlador digital.

Fonte: Autor (2019).

4.7 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS SEMICONDUTORES

Os esforços nos semicondutores são necessários para o dimensionamento dos componentes que serão utilizados no projeto, além de fornecer a eficiência do conversor.

No primeiro quadrante de operação, o conversor é analisado como um conversor Buck, no entanto, no segundo quadrante como um conversor Boost. Sabendo que a razão cíclica varia de 0 a 3,75, os esforços máximos de corrente e tensão nos dois quadrantes são apresentados na sequência. O sinal no interruptor S_2 é complementar ao S_1 .

4.7.1 Interruptor e Diodo – Primeiro quadrante

Os esforços no interruptor S_1 e no diodo D_2 são máximos para $D_{max} = 0,25$ e $D_{min} = 0,01$, respectivamente.

$$I_{S1_media} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_2(t) dt = I_2 D_{max} = 16,667(0,25) = 4,167A \quad (93)$$

$$I_{S1_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_2^2(t) dt} = I_2 \sqrt{D_{max}} = 16,667(\sqrt{0,25}) = 8,33A \quad (94)$$

$$V_{S1_max} = V_1 = 48V \quad (95)$$

$$I_{D2_media} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T i_2(t) dt = I_2(1 - D_{min}) = 16,667(1 - 0,01) = 16,5A \quad (96)$$

$$I_{D2_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T i_2^2(t) dt} = I_2 \sqrt{1 - D_{min}} = 16,667(\sqrt{1 - 0,01}) = 16,58A \quad (97)$$

$$V_{D2_max} = V_1 = 48V \quad (98)$$

4.7.2 Interruptor e Diodo – Segundo quadrante

Os esforços no interruptor S_2 e no diodo D_1 são máximos para $D_{max}=0,99$ e $D_{min}=0,75$, respectivamente.

$$I_{S2_media} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_2(t) dt = I_2 D_{max} = 16,667(0,99) = 16,5A \quad (99)$$

$$I_{S2_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_2^2(t) dt} = I_2 \sqrt{D_{max}} = 16,667(\sqrt{0,99}) = 16,58A \quad (100)$$

$$V_{S2_max} = V_1 = 48V \quad (101)$$

$$I_{D1_media} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T i_2(t) dt = I_2(1 - D_{min}) = 16,667(1 - 0,75) = 4,167A \quad (102)$$

$$I_{D1_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T i_2^2(t) dt} = I_2 \sqrt{1 - D_{min}} = 16,667 (\sqrt{1 - 0,75}) = 8,33A \quad (103)$$

$$V_{D1_max} = V_1 = 48V \quad (104)$$

4.8 ESCOLHA DOS COMPONENTES

Os componentes são escolhidos para atender os esforços máximos de tensão e corrente nos semicondutores descrito na seção 4.7.

4.8.1 Interruptores

Os interruptores determinados foram os *MOSFET IRF540* apresentando características descritas na Tabela 4.

Tabela 4 - Atributos MOSFET IRF540.

V_{DSS}	100V
$R_{DS(on)}$	0,052 Ω
I_D	33A
V_{FD}	1,3V
t_f	33ns
t_r	39ns
T_j	175°C
R_{JA}	62°C/W
R_{jC}	1,1°C/W
R_{CS}	0,50°C/W

Fonte: Autor (2019).

As perdas nos interruptores são ocasionadas por condução e comutação, enquanto que nos diodos apenas condução.

$$P_{S1_cond} = I_{S1_rms}^2 R_{DS(on)} = 8,33^2(0,052) = 3,61W \quad (105)$$

$$P_{S2_cond} = I_{S2_rms}^2 R_{DS(on)} = 16,58^2(0,052) = 14,29W \quad (106)$$

$$P_{S1_com} = \frac{1}{2} I_{S1_media} V_1 \left(\frac{t_r+t_f}{T_s} \right) = \frac{1}{2} (4,167)(48) \left(\frac{72}{20000} \right) = 0,36W \quad (107)$$

$$P_{S2_com} = \frac{1}{2} I_{S2_media} V_1 \left(\frac{t_r+t_f}{T_s} \right) = \frac{1}{2} (16,5)(48) \left(\frac{72}{20000} \right) = 1,43W \quad (108)$$

$$P_{D1_cond} = V_{FD} I_{D1_media} = 1,3(4,167) = 5,42W \quad (109)$$

$$P_{D2_cond} = V_{FD} I_{D2_media} = 1,3(16,5) = 21,45W \quad (110)$$

Com base nas elevadas perdas nos semicondutores é conveniente o uso de dissipadores de calor. A fim de garantir que a temperatura de junção não ultrapasse o valor máximo permitido de 175°C , considere a temperatura ambiente $T_a = 70^\circ\text{C}$ e a Figura 72.

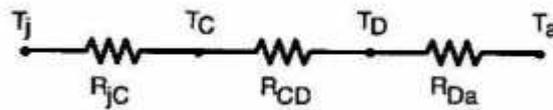


Figura 72 - Circuito para o cálculo térmico.
Fonte: Barbi (2001).

Onde T_j , T_c e T_D são as temperaturas da junção, do encapsulamento e do dissipador, respectivamente, medidas em $^\circ\text{C}$. As resistências térmica junção-cápsula, componente-dissipador e dissipador-ambiente são denotadas por R_{jC} , R_{CD} e R_{Da} nesta ordem com dimensão de $^\circ\text{C}/\text{W}$. Logo, as resistências térmicas do dissipador-ambiente são calculadas pelas Equações (111) e (112).

$$R_{da_S1} = \frac{T_j - T_a}{P_{D1_cond}} - R_{jC} - R_{CD} = \frac{175 - 70}{5,42} - 1,1 - 0,5 = 17,78 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (111)$$

$$R_{da_S2} = \frac{T_j - T_a}{P_{D2_cond}} - R_{jC} - R_{CD} = \frac{175 - 70}{21,45} - 1,1 - 0,5 = 3,3 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (112)$$

Portanto, como a resistência térmica entre junção e ambiente $R_{JA} = 62^{\circ}\text{C}/\text{W}$ é maior que as resistências térmicas dissipador ambiente $R_{da_{S1}}$ e $R_{da_{S2}}$, é indispensável o uso de dissipador de calor nos interruptores. Os dissipadores podem ser escolhidos através do catálogo da *HS Dissipadores*, por exemplo.

O dissipador apropriado para o interruptor S_1 é o do tipo *HS 3512A*, que possui uma resistência térmica de $8,44^{\circ}\text{C}/\text{W}/4''$, como mostrado na Figura 73.

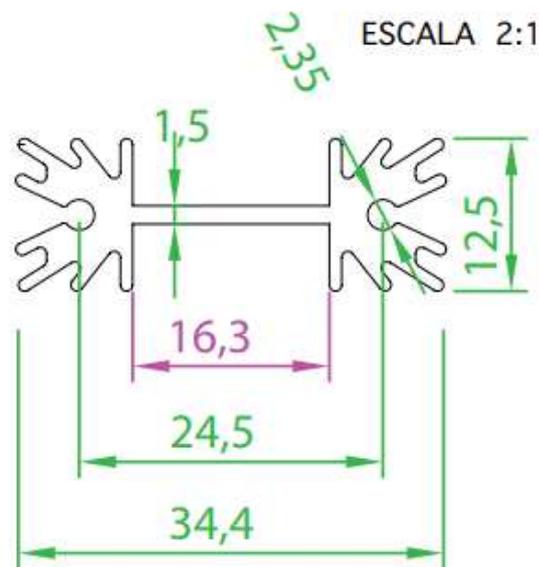


Figura 73 - Dissipador de calor HS 3512A.
Fonte: Dissipadores (2019).

Essa resistência térmica é para 4'' de comprimento, ou seja, $101,6\text{mm}$ não havendo necessidade de tal tamanho. Desse modo, pode ser feita uma correção do comprimento através da Tabela 5 disponibilizada pelo fabricante para determinar o comprimento necessário que atende a resistência $R_{Da_{S1}}$.

Tabela 5 - Correção de comprimento.

comprimento	fator de correção
10 mm	3,05
20 mm	2,21
30 mm	1,82
40 mm	1,59
50 mm	1,43
70 mm	1,22
100 mm	1,04
150 mm	0,86
200 mm	0,75
250 mm	0,67
300 mm	0,62
400 mm	0,54
500 mm	0,49

Fonte: Dissipadores (2019).

O fator de correção FC é calculado pela expressão (113).

$$FC \leq \frac{17,78 \frac{^{\circ}C}{W}}{8,44 \frac{^{\circ}C}{W}} \approx 2,11 \quad (113)$$

Logo, o fator de correção é $1,82$ e o comprimento do dissipador que pode ser utilizado é de $30mm$, com resistência térmica RT de $15,36^{\circ}C/W$, como demonstrado por (114).

$$RT = 8,44 \frac{^{\circ}C}{W} (1,82) \approx 15,36 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (114)$$

O dissipador escolhido para o interruptor S_2 é o *HS 6634* que possui uma resistência térmica de $2,48^{\circ}C/W/4$ ", como mostrado na Figura 74.

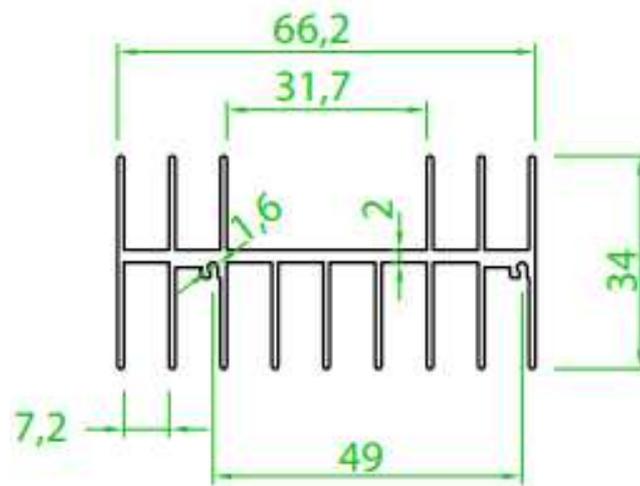


Figura 74 - Dissipador de calor HS 6634.
Fonte: Dissipadores (2019).

Utilizando a Tabela 5, o fator de correção de comprimento calculado foi de 1,22, conseqüentemente, o comprimento do dissipador é de 70mm, como expresso por (115) e (116).

$$FC \leq \frac{3,3 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}}{2,48 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}} \approx 1,33 \quad (115)$$

$$RT = 2,48 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} (1,22) \approx 3,03 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (116)$$

A corrente de gatilho I_g é calculada mediante a carga total no gate Q_g e o tempo de subida t_r , como expresso pela Equação (117).

$$I_g = \frac{Q_g}{t_r} = \frac{94\text{nC}}{39\text{ns}} \approx 2,41\text{A} \quad (117)$$

Através da Lei Ohm é encontrada a resistência de gate R_g dado a tensão de entrada $V_g=20\text{V}$.

$$R_g = \frac{V_g}{I_g} = \frac{20\text{V}}{2,41\text{A}} \approx 8,3\Omega \quad (118)$$

4.8.2 Circuito de disparo

O acionamento dos interruptores S_1 e S_2 é feito através do driver *IR2111*. O objetivo deste circuito de disparo é amplificar o sinal de comando dos interruptores gerado pelo microcontrolador *ATmega 328p* além de isolar o circuito de comando com o circuito de potência. Este driver também gera o sinal complementar PWM e emprega o tempo morto. A Figura 75 mostra o circuito de disparo adotado.

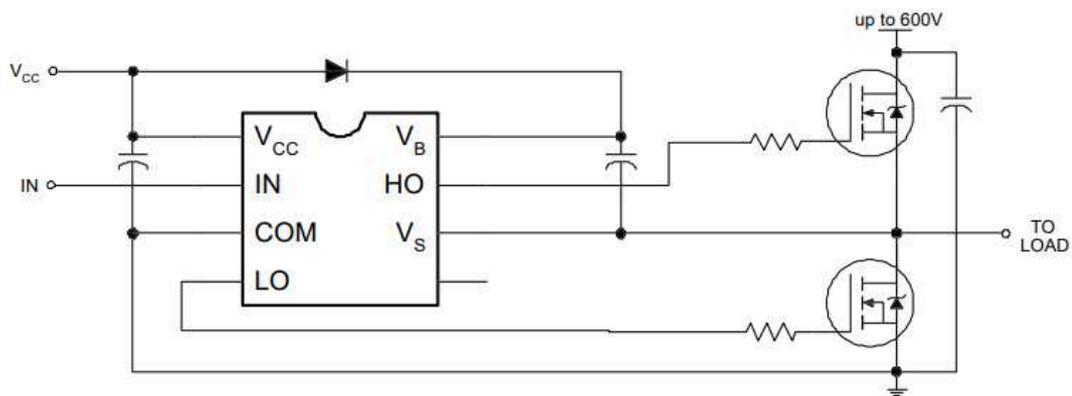


Figura 75 – Circuito de comando dos interruptores.
Fonte: Rectifier (2019).

A tensão V_{cc} é concedida por uma fonte auxiliar e o sinal IN é a razão cíclica fornecida pelo microcontrolador.

O microcontrolador utilizado é programado conforme o algoritmo apresentado nas Figuras 56 e 57, utilizando os valores especificados no projeto.

4.8.3 Circuito de proteção

O circuito de proteção será composto de dois fusíveis de vidro, um na entrada e outro na saída, evitando a queima de componentes devido à sobrecarga de corrente ou curto circuito.

$$Fus_2 = \frac{P_2}{V_2} = \frac{200}{12} \approx 16,667A \quad (119)$$

À vista disso, o valor comercial próximo é de 20A.

4.8.4 Capacitor de entrada e saída

Estes capacitores serão utilizados para realizar os testes em malha aberta verificando o funcionamento do conversor nos modos Buck e Boost. Entretanto, em testes de malha fechada devem ser retirados em razão de não tê-los considerado na modelagem do conversor, provocando erro de controle.

No capacitor aparece a componente alternada da corrente i_L (BARBI, 2001). A variação de tensão do capacitor adotada é de $\% \Delta V_{cp} = 0,5\%$, logo os cálculos das capacitâncias nos dois quadrantes de operação são expressos por (120) e (121).

$$C_3 = \frac{\Delta I_L}{2\pi f_s \Delta V_{cp}} = \frac{1,667}{2\pi(50000)(0,005)48} \approx 22,11\mu F \quad (120)$$

$$C_4 = \frac{\Delta I_L}{2\pi f_s \Delta V_{cp}} = \frac{1,667}{2\pi(50000)(0,005)12} \approx 88,44\mu F \quad (121)$$

As resistências em série equivalentes dos capacitores são dadas pelas Equações (122) e (123).

$$RSE_3 = \frac{\Delta V_{cp}}{I_{max}} = \frac{0,24}{16,667} \approx 14,4m\Omega \quad (122)$$

$$RSE_4 = \frac{\Delta V_{cp}}{I_{max}} = \frac{0,06}{16,667} \approx 3,6m\Omega \quad (123)$$

Assim, é possível escolher os capacitores adequados ao projeto.

4.9 EFICIÊNCIA DO CONVERSOR

A eficiência do conversor depende do quadrante de operação em que o conversor esteja operando. No primeiro quadrante, há perdas no interruptor S_1 , no diodo D_2 e no indutor L . No segundo quadrante as perdas estão presentes no diodo D_1 , interruptor S_2 e indutor L . Portanto, as perdas totais do conversor no modo Buck e no modo Boost são apresentadas por (124) e (125), respectivamente.

$$P_{BUCK} = P_{S1_cond} + P_{S1_com} + P_{D2_cond} + P_{indutor} = 27,982W \quad (124)$$

$$P_{BOOST} = P_{S2_cond} + P_{S2_com} + P_{D1_cond} + P_{indutor} = 23,7W \quad (125)$$

Consequentemente, a eficiência do conversor no modo Buck é dada por (126).

$$\eta_{Buck} = \frac{P_2}{P_2 + P_{BUCK}} 100\% = \frac{200W}{200W + 27,982W} 100 = 87,73\% \quad (126)$$

E no modo Boost por (127).

$$\eta_{Boost} = \frac{P_2}{P_2 + P_{BOOST}} 100\% = \frac{200W}{200W + 23,7W} 100 = 89,4\% \quad (127)$$

5 TESTES EM MALHA ABERTA

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais em malha aberta do conversor operando no modo Buck e modo Boost. Os testes foram realizados no Laboratório GREEN do Grupo de Energias Renováveis do CTJ da Universidade Federal de Santa Catarina.

O protótipo do conversor CC-CC bidirecional em corrente para testes em malha aberta é apresentado na Figura 76.

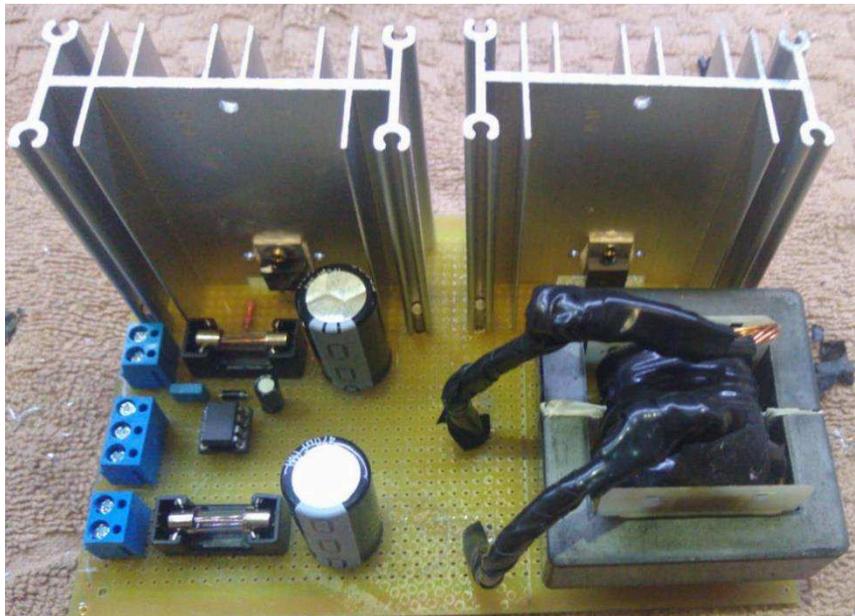


Figura 76 - Protótipo do conversor CC-CC para testes em malha aberta.
Fonte: Autor (2019).

Inicialmente foi testado o circuito de acionamento dos interruptores S_1 e S_2 . Para tal, o sinal PWM foi produzido por um gerador de onda quadrada com frequência de $50kHz$, razão cíclica de 50% com tensão pico a pico de $20V$. Como pode ser verificado na Figura 77, entrando com um único sinal PWM o driver gera o sinal complementar e aplica um tempo morto.

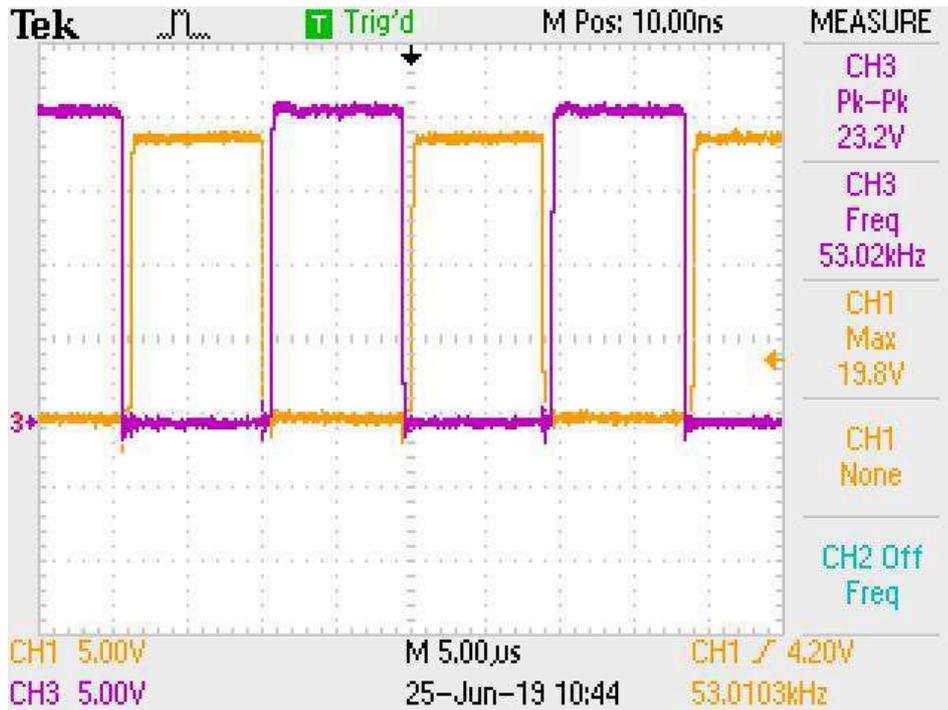


Figura 77 - Sinais de comando dos interruptores.
Fonte: Autor (2019).

O canal *CH1* representa o interruptor S_1 e o canal *CH2* o interruptor S_2 . Conforme especificado pelo fabricante *International Rectifier*, o tempo morto é de 650ns . Isto pode ser validado por meio da Figura 78.

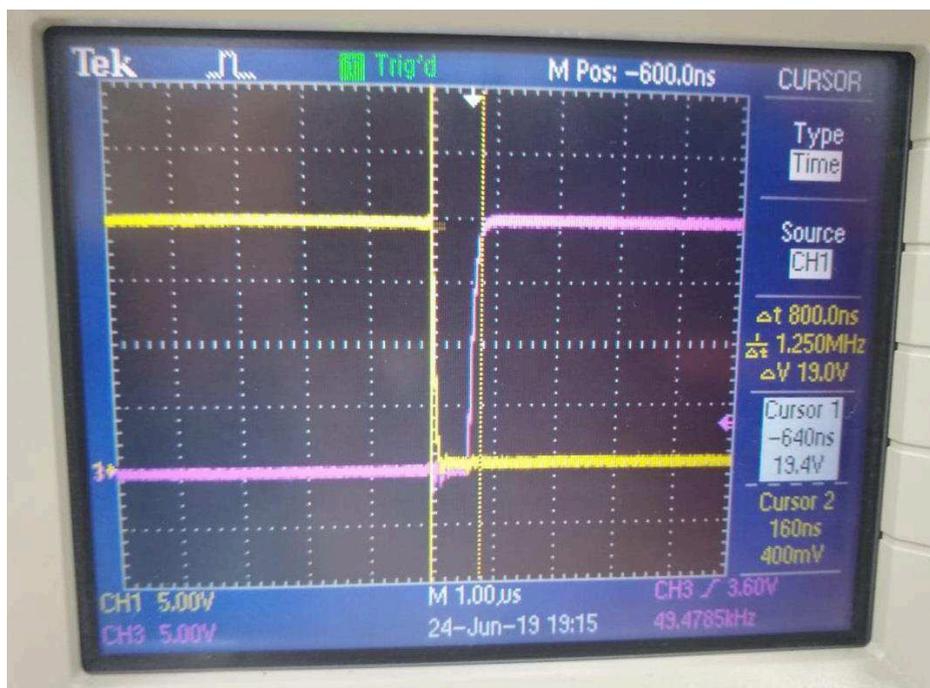


Figura 78 - Tempo morto aplicado aos interruptores
Fonte: Autor (2019).

Em seguida foram realizados testes com o conversor operando no modo Buck. Então, foi aplicada tensão de $48V$ na entrada do conversor e utilizado um resistor variável R de $3,5\Omega/700W$ como carga. Para a leitura da corrente foi utilizada uma ponteira de corrente. A tensão e potência de saída são calculadas pelas Equações (128) e (129), respectivamente.

$$V_2 = V_1 D = 48(0,5) = 24V \quad (128)$$

$$P_2 = \frac{V_2^2}{R} = \frac{24^2}{3,5} \approx 164,6W \quad (129)$$

Através de (129) foi verificado que P_2 não ultrapassa a potência do resistor, podendo dar continuidade aos testes.

A Figura 79 apresenta as formas de onda da corrente no indutor (canal $CH2$) e da tensão no interruptor S_2 (canal $CH3$). Estas formas de onda podem ser comparadas com as da simulação mostrada na Figura 80. É possível observar que tanto a corrente no indutor quanto a tensão no interruptor S_2 são semelhantes.

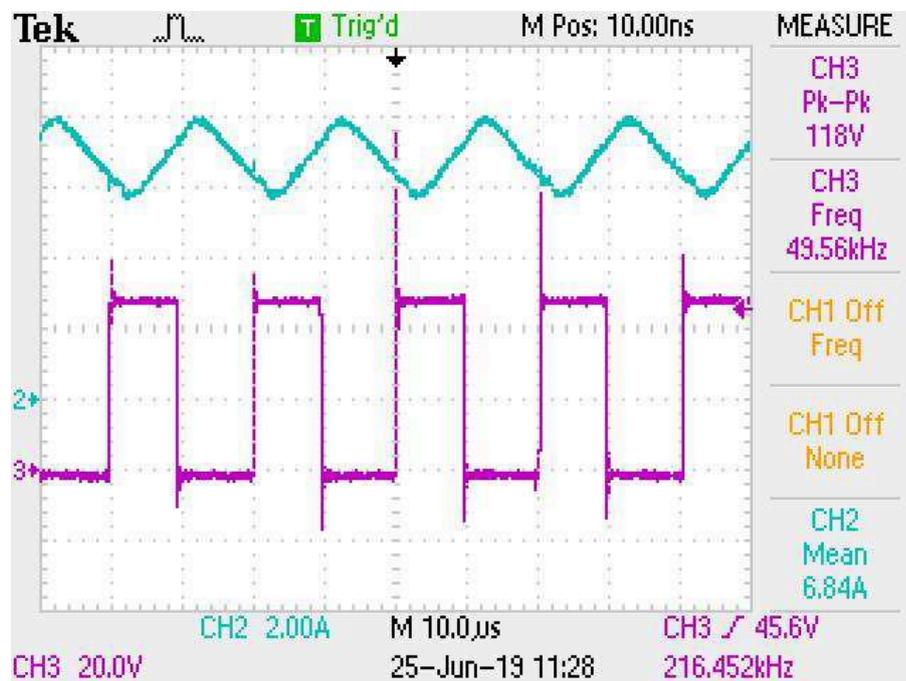


Figura 79 - Formas de onda da corrente no indutor e tensão no interruptor S_2 no modo Buck.
Fonte: Autor (2019).

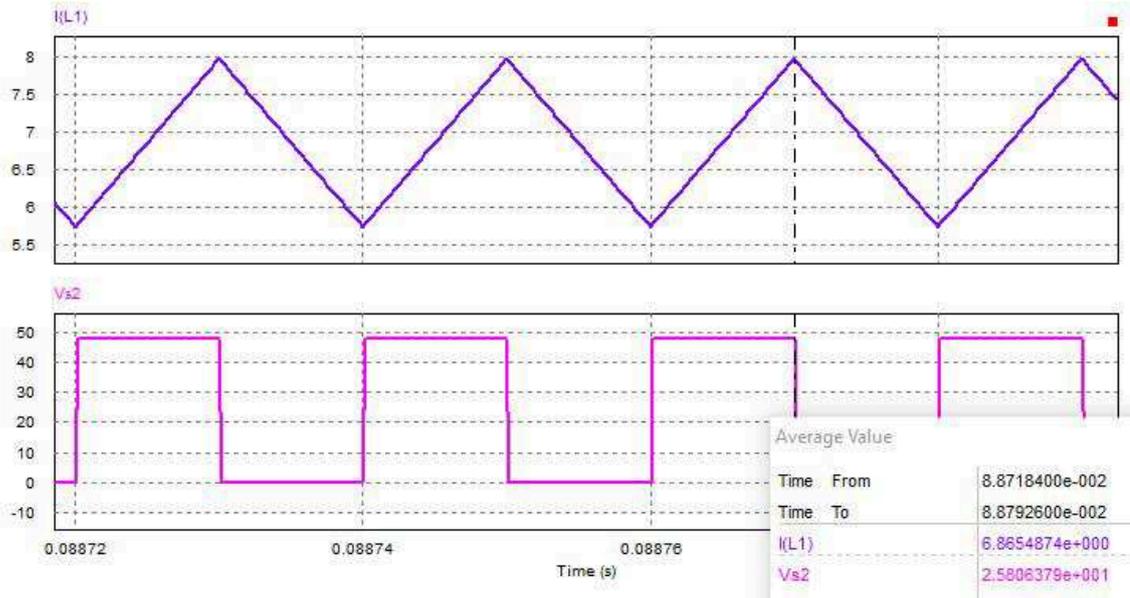


Figura 80 - Simulação das formas de onda da corrente no indutor e tensão no interruptor S_2 no modo Buck.

Fonte: Autor (2019).

Do mesmo modo, a Figura 81 mostra as formas de onda da corrente (canal *CH3*) e tensão no indutor (canal *MATH*). Estas formas de onda podem ser comparadas com as da simulação mostrada na Figura 82. É possível observar que a tensão e corrente no indutor são semelhantes.

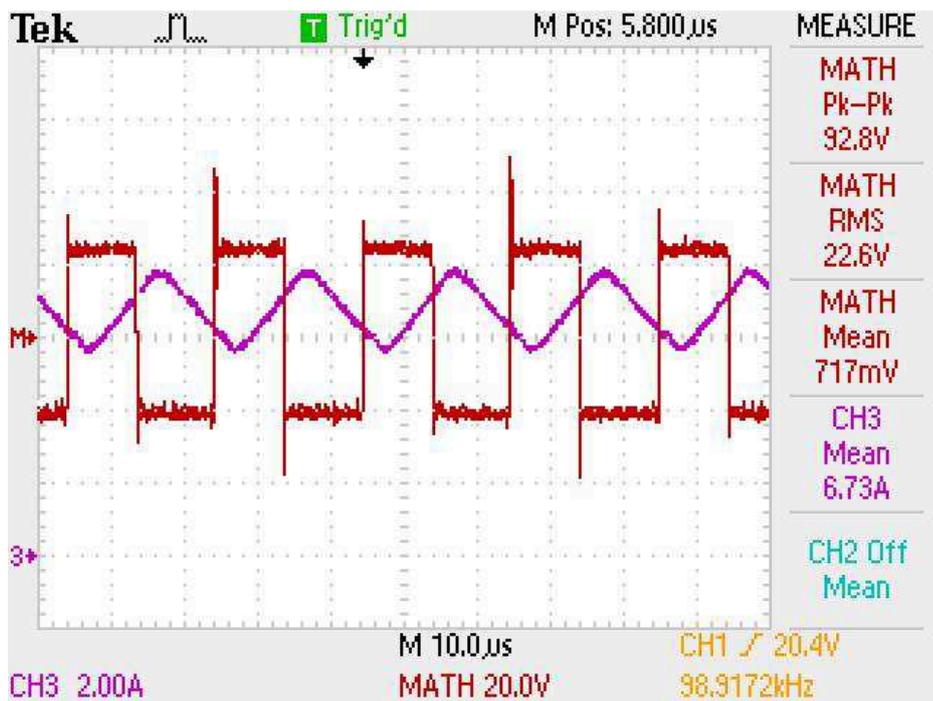


Figura 81 - Formas de onda da corrente e tensão no indutor no modo Buck.

Fonte: Autor (2019).

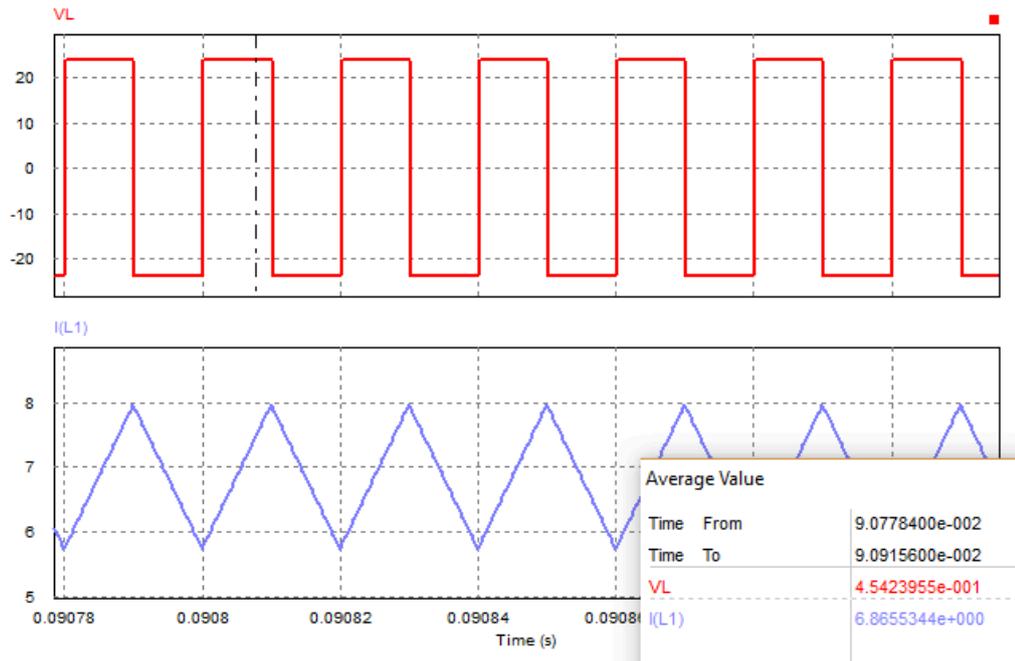


Figura 82 - Simulação das formas de onda da corrente e tensão no indutor no modo Buck.
Fonte: Autor (2019).

A tensão (canal *CH1*) e corrente (canal *CH3*) na carga são apresentadas na Figura 83 e podem ser comparadas com a simulação através da Figura 84.

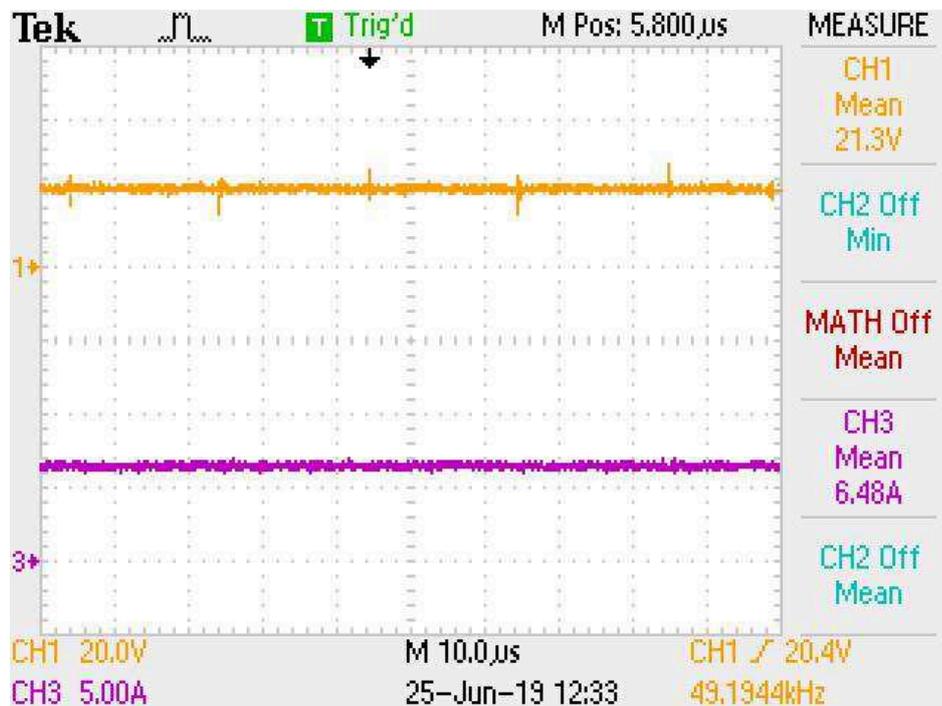


Figura 83 - Formas de onda da tensão e corrente na carga no modo Buck.
Fonte: Autor (2019).

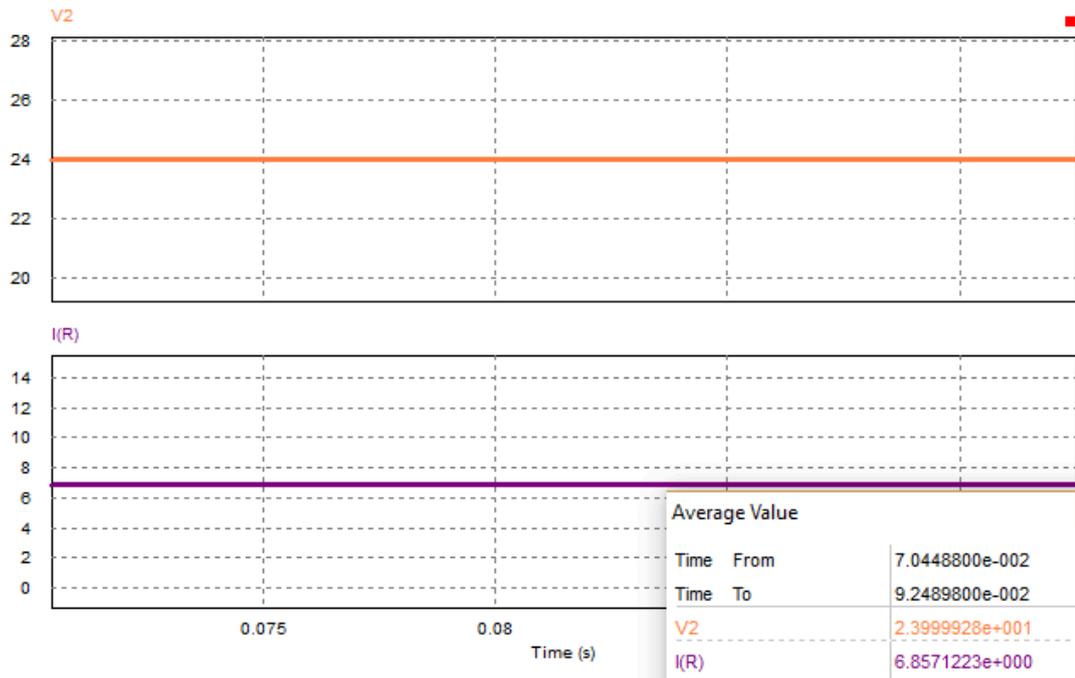


Figura 84 - Simulação das formas de onda da tensão e corrente na carga no modo Buck.
Fonte: Autor (2019).

Podemos verificar que a tensão média apresentada no teste possui $21,3V$, isto pode ter ocorrido devido às perdas no sistema. Além disso, com a elevada temperatura na carga (resistor variável) houve a variação da resistência que implicou em uma corrente média menor da esperada.

O próximo passo foi aplicar os testes no modo Boost. Para isso foi utilizado uma tensão de entrada de $12V$, $14\Omega/700W$ como carga. Para a leitura da corrente também foi utilizada uma ponteira de corrente. Novamente foi calculada a potência de saída para não exceder a potência do resistor.

$$V_2 = \frac{V_1}{1-D} = \frac{12}{0,5} = 24V \quad (130)$$

$$P_2 = \frac{V_2^2}{R} = \frac{24^2}{14} \approx 41W \quad (131)$$

Deste modo, a Figura 85 mostra as formas de onda da corrente no indutor (canal *CH2*), da tensão na carga (canal *CH1*) e no interruptor S_2 (canal *CH3*). Estas formas de onda podem ser comparadas com as simuladas na Figura 86. Pode ser observado uma queda de tensão na saída e no interruptor S_2 . Entretanto, a corrente no indutor está de acordo com a simulada.

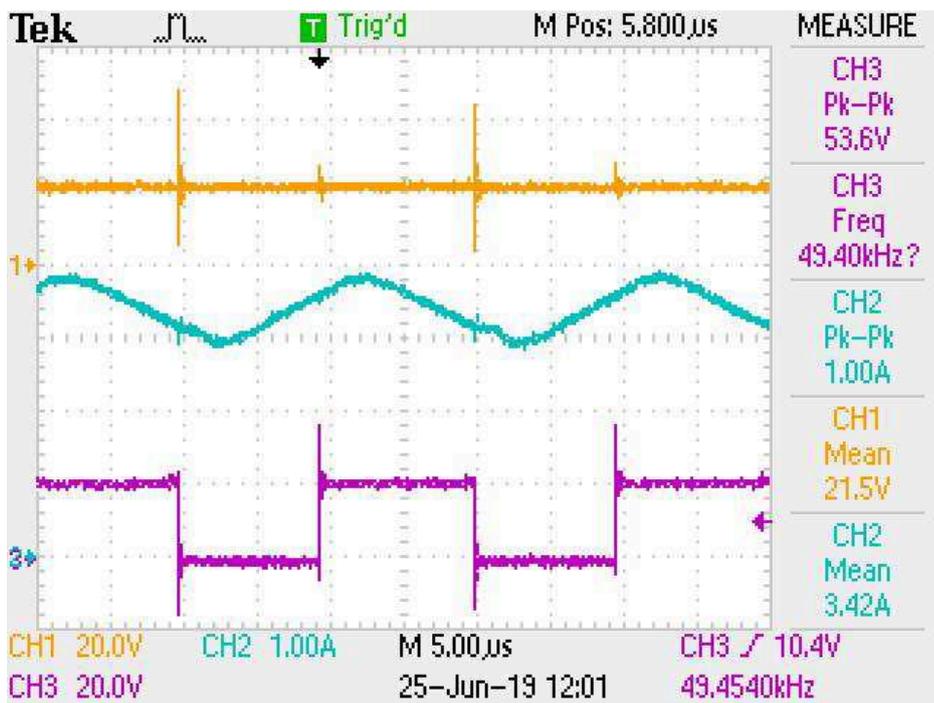


Figura 85 - Formas de onda da corrente no indutor e tensão no interruptor S_2 e carga no modo Boost.
 Fonte: Autor (2019).

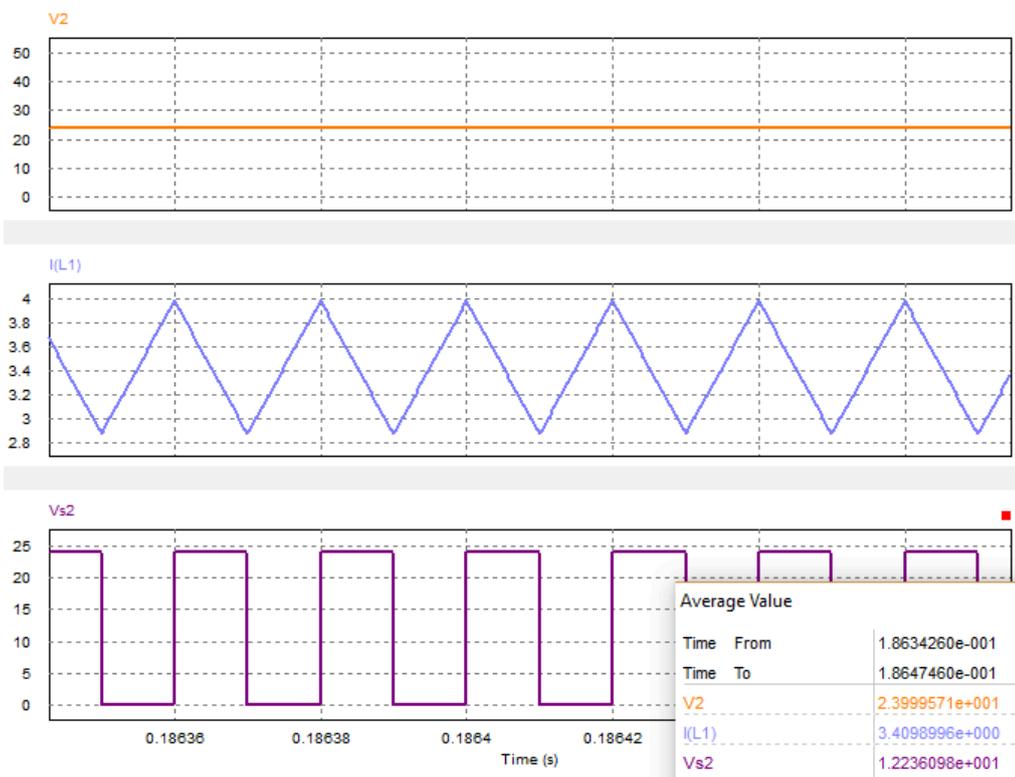


Figura 86 - Simulação das formas de onda da corrente no indutor e tensão no interruptor S_2 e carga no modo Boost.
 Fonte: Autor (2019).

A Figura 87 mostra as formas de onda da corrente (canal CH3) e tensão no indutor (canal MATH). Estas formas de onda podem ser comparadas com as simuladas na Figura 88. É possível ver que a tensão e corrente no indutor são semelhantes.

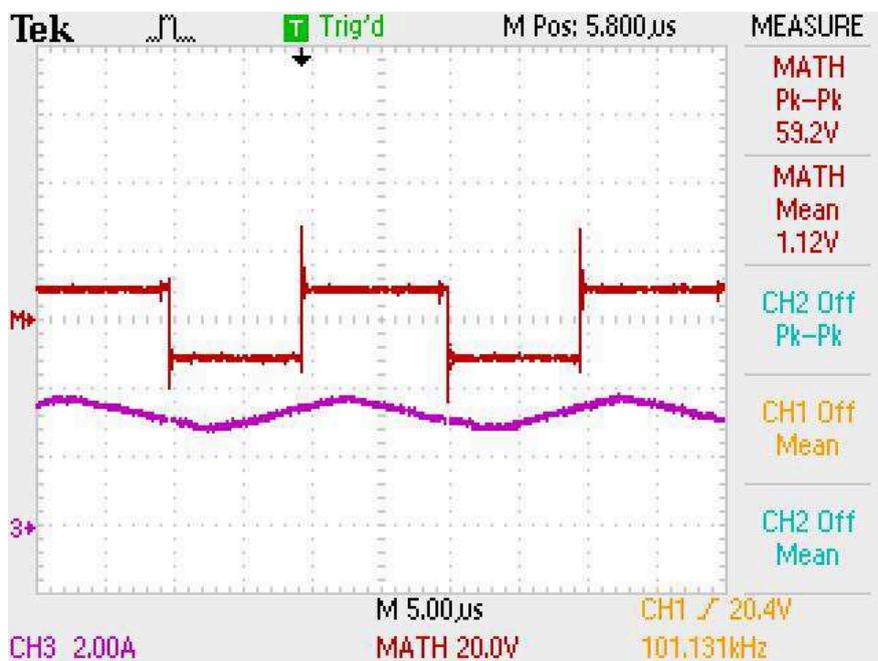


Figura 87 - Formas de onda da corrente e tensão no indutor no modo Boost. Fonte: Autor (2019).

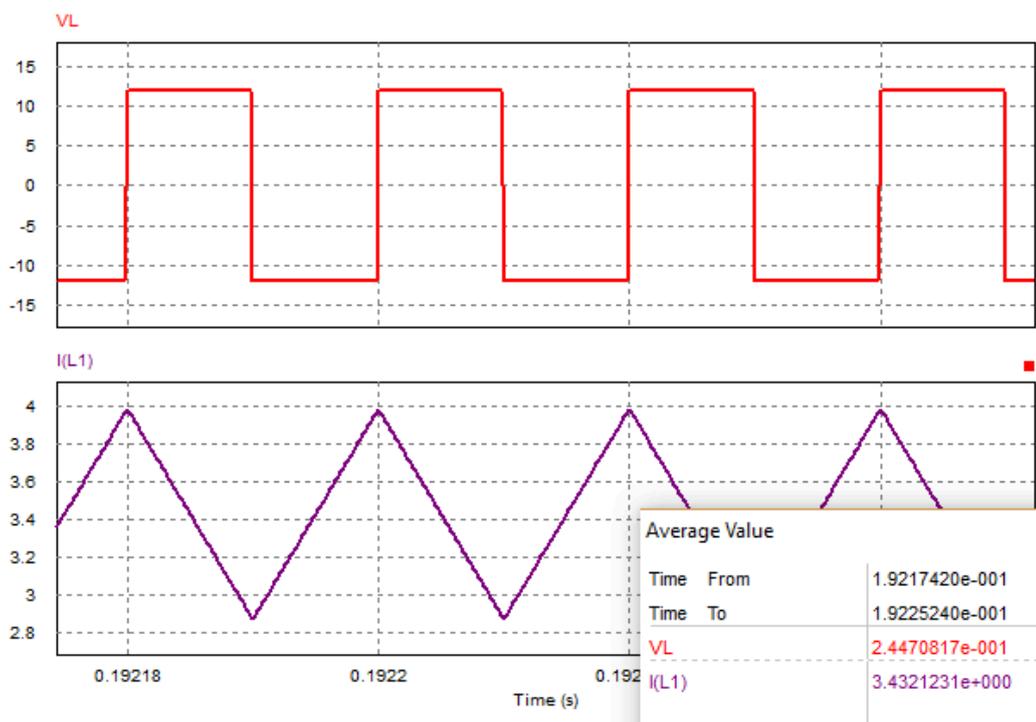


Figura 88 - Simulação das formas de onda da corrente e tensão no indutor no modo Boost. Fonte: Autor (2019).

Por fim, A Figura 89 apresenta as formas de onda da corrente no indutor (canal *CH2*) e das tensões de entrada (canal *CH3*) e saída do conversor (canal *CH1*). Estas formas de onda podem ser comparadas com as simuladas na Figura 90.

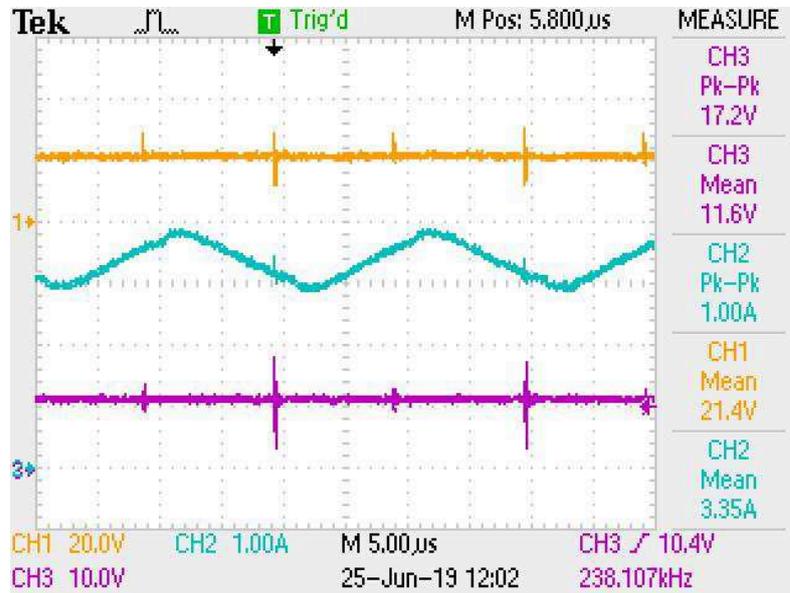


Figura 89 - Formas de onda da corrente no indutor e das tensões de entrada e saída do conversor no modo Boost.

Fonte: Autor (2019).

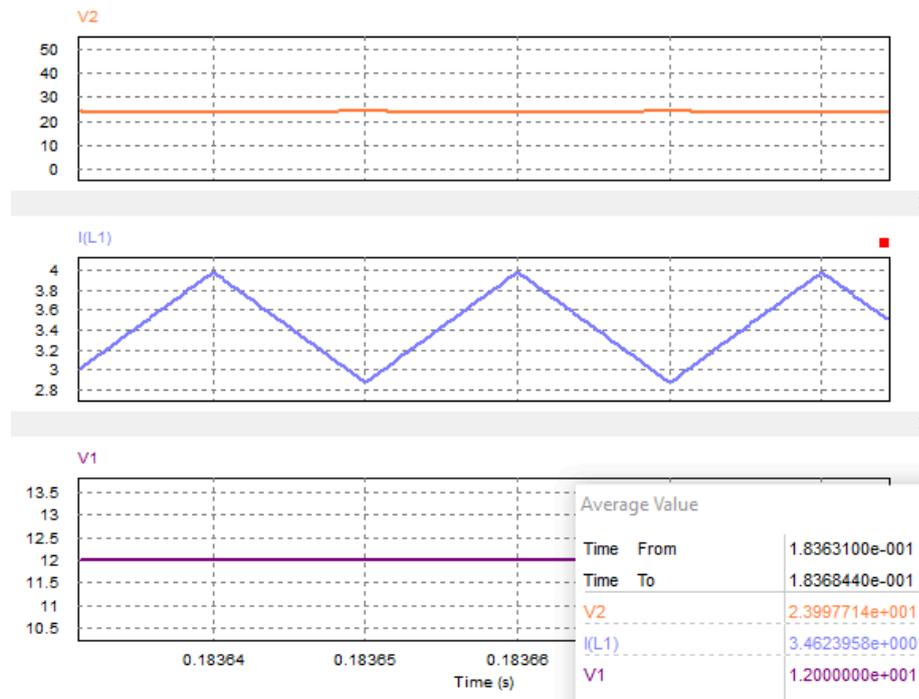


Figura 90 - Simulação das formas de onda da corrente no indutor e das tensões de entrada e saída do conversor no modo Boost.

Fonte: Autor (2019).

A Figura 91 mostra os testes sendo realizados no laboratório.

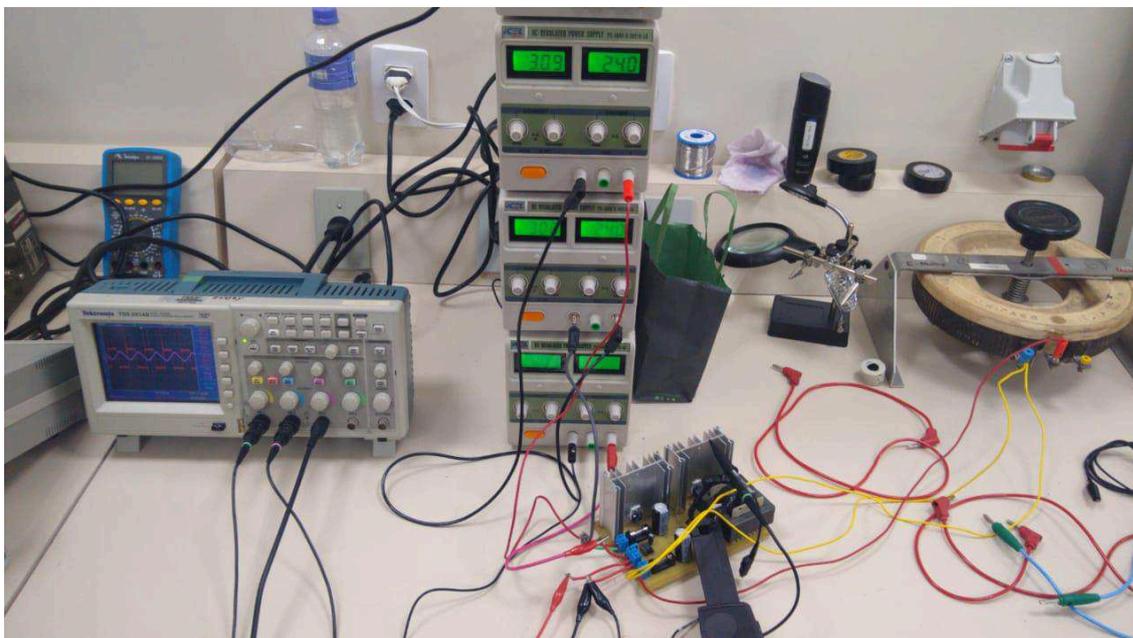


Figura 91 - Realização dos testes de bancada em malha aberta.
Fonte: Autor (2019).

Portanto, nos dois modos de operação Buck e Boost a corrente no indutor comportou-se igualmente à simulação, isto pode ser verificado através da corrente média e ondulação da corrente no indutor. Contudo, a saída apresentou uma queda de tensão em relação ao simulado, fato este, que pode ser atrelado às perdas no conversor.

6 CONCLUSÃO

Esta monografia apresentou o projeto de um conversor CC-CC bidirecional em corrente para aplicações de carga e descarga de baterias. As principais vantagens deste conversor são a simplicidade da topologia, o uso de poucos componentes na estrutura topológica e o emprego do controle por modulação fixa.

Foi realizado o estudo detalhado da topologia, onde foram desenvolvidas equações matemáticas que puderam ser utilizadas para encontrar um modelo linear que representasse o conversor no sentido de controlar a corrente no indutor. Inclusive, estas equações foram importantes no dimensionamento e projeto do conversor.

Ademais, foi explorado o projeto de construção do indutor, onde foi possível observar que as aplicações dos cálculos são válidas para diferentes tipos de conversores que necessitam de indutores com núcleos do tipo E-E. Estes núcleos são os mais utilizados para trabalhar em frequências elevadas.

A dedução dos esforços de corrente e tensão apresentou que o interruptor S_2 apresenta os maiores esforços. Devido à alta potência dissipada nos semicondutores, foi necessário dimensionar dissipadores de calor evitando que a temperatura de junção dos MOSFETs ultrapasse o valor especificado pelo fabricante.

Para validar a topologia estudada foram realizadas simulações computacional em regime permanente e dinâmico. Através das simulações foi possível validar os conceitos teóricos apresentados.

Os resultados das simulações mostraram que a estratégia de controle clássico aplicada ao conversor realizou sua função de controlar a corrente no indutor nos dois sentidos da corrente tanto para o controle analógico quanto o digital, comprovando a bidirecionalidade. Entretanto, mesmo seguindo a referência, no controle digital o processo de descarga da bateria apresentou anomalias na resposta do sistema, fato este, pode ter sido causado devido a um erro no código do controlador, na aproximação bilinear ou por outros fenômenos que eu desconheço. Portanto, o controle da carga e descarga da bateria mostrou-se adequado para operar em situações onde é necessário fornecer ou absorver energia utilizando o controlador analógico, porém, para o controle digital é necessário descobrir a origem do erro para corrigi-lo e, assim, utilizá-lo.

As respostas do sistema em malha fechada para os dois controladores apresentaram boas aproximações dos requisitos temporais, exceto a apresentada na Figura 69 em que o tempo de acomodação foi alto em comparação aos outros.

No que diz respeito ao projeto dos controladores, é importante respeitar a restrição da derivada da moduladora a qual deve ser menor do que a derivada da portadora evitando múltiplos chaveamentos em um período de comutação.

O teste prático mostrou o funcionamento do conversor operando em malha aberta no modo Buck e Boost. Foi possível verificar com base nas formas de onda apresentadas nestes testes que o circuito de potência está apto para operar em malha fechada e realizar a carga e descarga de baterias. Ademais, não foi possível obter a tensão de saída do conversor nos dois modos de operação igualmente a das simulações por razões das perdas no conversor.

Com isso, o funcionamento do conversor foi avaliado como satisfatório, logo, é possível concluir que os objetivos foram alcançados, tornando esta topologia uma alternativa simples para aplicações de carga e descarga da bateria.

Em trabalhos futuros é pretendido resolver o erro do controle digital, fechar a malha de controle, desenvolver a placa de circuito impressa com os componentes dimensionados precisamente, adequação do circuito de comando dos MOSFETs para operação com razão cíclica complementar, realizar testes com baterias e potência nominal, além de aplicar o conversor CC-CC bidirecional para carregar e descarregar baterias.

REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaços de Estados**. Florianópolis: Edição do Autor, 2015. 218 p.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projetos de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2001. 332 p.

BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique Illa; ALVES, Ricardo Luiz. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. Florianópolis: Edição dos Autores, 2002. 10 p.

BATSCHAUER, Alessandro Luiz. **Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos**. Joinville: Edição do Autor, 2012. 230 p.

BASCOPE, R. P. T. et al. **Circuitos de comando para mosfets e igbts de potência**. Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, 2013.

BERGER, Felipe et al. METODOLOGIA PARA MODELAGEM DE CONVERSORES UTILIZANDO O CIRCUITO EQUIVALENTE DE THÉVENIN. **Eletrônica de Potência**, Florianópolis, v. 23, n. 2, p.151-160, abr. 2018.

CAMPOS, Paulo Roberto Brero de. **Análise de Sistemas Contínuos Amostrados**. Curitiba: Edição do Autor.

CAMPOS, Paulo Roberto Brero de. **Controle Digital: Introdução**. Curitiba: Edição do Autor.

CHOWDHURY, S.; CHOWDHURY, S.p.; CROSSLEY, P.. **Microgrids and Active Distribution Networks**. Londres: The Institution Of Engineering And Technology, 2009. Disponível em: <<http://uni-site.ir/khuelec/wp-content/uploads/Microgrids-and-Active-Distribution-Networks.pdf>>. Acesso em: 13 maio 2019.

DISSIPADORES, Hs. **Catálogo Dissipadores de Calor**. Disponível em: <<https://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>>. Acesso em: 03 maio 2019.

INSTITUTO NEWTON C. BRAGA. **O que é PWM (MEC071)**. 2014. Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/robotica/5169-mec071a>>. Acesso em: 13 abril 2019.

LAZZARIN, Telles Brunelli. **Estudo e Implementação de um Carregador de Baterias com uma Técnica de Avaliação de sua Vida Útil**. 2006. 205 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.

LUKIC, Srdjan; EMADI, Ali. Charging ahead. **Ieee Industrial Electronics Magazine**, [s.l.], v. 2, n. 4, p.22-31, dez. 2008. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/mie.2008.930361>.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2006. 377 p.

MECAWEB. **PWM - Modulação por largura de pulso**. Disponível em:
<http://www.mecaweb.com.br/eletronica/content/e_pwm>. Acesso em: 14 abril 2019.

MELLO, Luiz F. Pereira de. **Análise e Projeto de Fontes Chaveadas**. Editora Érica, São Paulo, SP – Brasil, 1976.

NISE, Norman S.. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. Rio de Janeiro: Grupo Editorial Nacional, 2012.

OLIVEIRA, Lucas Piero de. **Conversor c.c.-c.c. Bidirecional Atuando como Controlador de Carga de Baterias em uma Nanorrede**. 2016. 46 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Ouro Preto, João Monlevade, 2016.

RASHID, Muhammad H.. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999. 817 p.

RECTIFIER, International. **Datasheet IR2111(S) & (PbF)**. Disponível em:
<<https://www.infineon.com/dgdl/ir2111.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c810e51682>>. Acesso em: 03 maio 2019.

REDDY, Thomas B.; LINDEN, David. **Linden's Handbook of batteries**. 4. ed. Nova York: Mcgraw-hill, 2011.

ROCHA, Paulo Antunes da. **PLATAFORMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E ALGORITMO NÃO EMBARCADO PARA MEDIÇÃO DE DISTORÇÃO HARMÔNICA NA REDE ELÉTRICA**. 2016. 86 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2016.

SILVA, Domiciano Corrêa Marques da. **Regras de Kirchhoff**. Disponível em:
<<https://mundoeducacao.bol.uol.com.br/fisica/regras-kirchhoff.htm>>. Acesso em: 10 jun. 2019.

SULTAN, Yara A.; KADDAH, Sahar S.; ELHOSSEINI, Mostafa A.. Enhancing smart grid transient performance using storage device-based MPC controller. **Iet Renewable Power Generation**, [s.l.], v. 11, n. 10, p.1316-1324, 16 ago. 2017. Institution of Engineering and Technology (IET). <http://dx.doi.org/10.1049/iet-rpg.2016.0892>.