

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

MAURÍCIO CORRÊA DA SILVA

**PROJETO DE CONTROLE DE SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA E DE
EQUALIZAÇÃO ATIVA DE CARGA DE BATERIAS USANDO CONVERSORES
CC-CC TIPO BUCK E BUCK-BOOST BIDIRECIONAIS EM CORRENTE**

JOINVILLE

2021

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

MAURÍCIO CORRÊA DA SILVA

**PROJETO DE CONTROLE DE SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA E DE
EQUALIZAÇÃO ATIVA DE CARGA DE BATERIAS USANDO CONVERSORES
CC-CC TIPO BUCK E BUCK-BOOST BIDIRECIONAIS EM CORRENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt

JOINVILLE

2021

MAURÍCIO CORRÊA DA SILVA

**PROJETO DE CONTROLE DE SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA E DE
EQUALIZAÇÃO ATIVA DE CARGA DE BATERIAS USANDO CONVERSORES
CC-CC TIPO BUCK E BUCK-BOOST BIDIRECIONAIS EM CORRENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Presidente:

Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt

Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro:

Prof. Dr. Douglas Wildgrube Bertol

Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro:

Eng. MSc. Renan Brito Leme

WEG S.A.

Joinville, 23 de Agosto 2021.

Dedicado aos meus pais e avós, em especial à memória do meu avô Aurélio Antônio Negri.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Joarez e Marly, que não mediram esforços para que eu pudesse cursar a graduação.

À minha namorada companheira de todos os momentos, Fernanda.

Ao meu orientador Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt, pela enorme dedicação e paciência na orientação deste trabalho, ainda em tempos de pandemia de COVID-19.

À todos os Professores da UDESC - CCT, em especial aos Professores do Departamento de Engenharia Elétrica, e do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica - nPEE.

Ao Prof. Dr. Tiago Jackson May Dezuo, pelo fornecimento do modelo de TCC em Latex.

RESUMO

Este trabalho de conclusão de curso abordará o projeto de controle de tração e de equalização de carga de baterias de Kart Elétrico, usando conversores CC-CC tipo Buck e Buck-Boost bidirecionais em corrente. O Kart em estudo faz parte do projeto de ensino VELLEV, do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica - nPEE da UDESC. Atualmente o Kart é composto de um conversor Buck bidirecional em corrente e utiliza quatro baterias de chumbo-ácido em série para atingir os níveis de tensão e corrente exigidas pelo motor CC. Foram abordadas algumas topologias de conversores bidirecionais em corrente, a fim de reduzir o número de baterias a bordo do veículo elétrico e permitir a devolução de energia do motor para a bateria no momento da frenagem regenerativa. Este trabalho está focado no sistema de controle do conversor e motor no domínio do tempo contínuo e discreto, visando implementação do controle digital através de DSP.

Palavras-chave: Conversor CC-CC bidirecional em corrente. Motor CC. Sistema de controle de corrente e tensão. Equalização de baterias.

ABSTRACT

This final course assignment will address a traction control and charge equalization project of Electric Kart batteries, using DC-DC Buck and Buck-Boost bidirectional converters. The Kart used for study is part of “VELLEV Project”, from Udesc’s Electric Energy Processing Center – nPEE. Currently the Kart is composed of a bidirectional Buck converter and uses four lead-acid batteries in series to reach the voltage and current levels required by the DC electric motor. Some bidirectional converter topologies were addressed, in order to reduce the number of battery abroad the electric vehicle and allow the energy to go back to the battery during regenerative braking. This work focuses on the motor and converter control system in the domain of continuous and discrete time, aiming the implementation of digital control using DSP.

Keywords: DC-DC bidirectional converters. DC motor. Current and voltage control system. Battery equalization.

LISTA DE FIGURAS

1.1	Kart Elétrico VELLEV	17
1.2	Esquema elétrico utilizado no Kart Elétrico VELLEV, composto de 4 baterias, conversor de potência e motor CC	18
1.3	Conversor Buck-Boost bidirecional em corrente	19
1.4	Conversores Buck-Boost associados em série	19
2.1	Conversor Buck bidirecional em corrente alimentado a partir de baterias, e motor CC conectado nos terminais de saída, indicado por $\pm V_o$	22
2.2	Formas de onda no conversor Buck bidirecional em corrente aplicado a um motor CC	23
2.3	Motor ME0909 - Motenergy	24
2.4	Curvas de desempenho do motor CC ME0909 da Motenergy, obtidas com a tensão de armadura em 48 V	25
2.5	Círculo elétrico equivalente do motor CC	26
2.6	Círculo de simulação do conversor Buck no PSIM®	28
2.7	Resposta em frequência de $G_{id}(s)$, com as curvas de ganho e de fase do modelo desenvolvido e do conversor chaveado	28
2.8	Diagrama de Bode da planta $G_{id}(s)$: (a) em malha aberta, e (b) controlada	30
2.9	Círculo de simulação do conversor Buck controlado, acionando o motor CC	31
2.10	Resposta da corrente de armadura do motor $I_a(t)$, do torque e da velocidade, aos degraus na tensão de entrada, na referência de corrente e de carga	32
3.1	Topologia de um conversor Buck-Boost clássico	33
3.2	Conversor Buck-Boost bidirecional em corrente	34
3.3	Conversor Buck-Boost utilizando MOSFET	34
3.4	Tensão e correntes de armadura e do capacitor	37
3.5	Tensão e corrente no indutor	38
3.6	Tensão e corrente na chave S_{w1}	38
3.7	Círculo de simulação do conversor Buck-Boost acionando o motor CC, em malha aberta	39
3.8	Resposta das variáveis elétricas no conversor e no motor em malha aberta	39
3.9	Módulo do ganho do conversor Buck-Boost em função da razão cíclica	44
3.10	Círculo de simulação AC Sweep do conversor Buck-Boost	44
3.11	Resposta em frequência da planta da corrente em função da razão cíclica $G_{id}(s)$. .	45
3.12	Resposta em frequência da planta da tensão em função da corrente $G_{vi}(s)$	45
3.13	Diagrama de blocos do controle em cascata	46

3.14 Resposta em frequência de $G_{id}(s)$: (a) em malha aberta, e (b) controlado	48
3.15 Resposta em frequência de $G_{vi}(s)$: (a) em malha aberta, e (b) controlado	49
3.16 Resposta em frequência de $G_{iv}(s)$: (a) em malha aberta, e (b) controlado	50
3.17 Circuito de controle do conversor Buck-Boost no tempo contínuo	51
3.18 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -4 V e +4 V em V_{in}	51
3.19 Resposta dos controladores de tensão e corrente ao degrau de $\pm 4V$ em V_{in}	52
3.20 Diagrama de blocos do controle digital	53
3.21 Circuito de controle do conversor Buck-Boost usando DSP	55
3.22 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -4 V e +4 V em V_{in}	56
3.23 Resposta dos controladores ao degrau de -4 V e +4 V em V_{in}	57
3.24 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -5 A e +5 A na referência de corrente	58
3.25 Resposta dos controladores ao degrau de -5 A e +5 A na referência de corrente . .	59
3.26 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -50 % e +50 % de carga	60
4.1 Conversores Buck-Boost em série	61
4.2 Circuito de simulação dos conversores Buck-Boost em malha fechada	63
4.3 Corrente, tensão e potência nas baterias	64
4.4 Resposta dos conversores ao desbalanço de tensão nas baterias	65
4.5 Resposta dos controladores de tensão e corrente ao desbalanço de tensão nas baterias	66
4.6 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -2 V e +2 V em V_{bat1}	67
4.7 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -20 A e +20 A na referência de corrente	68
4.8 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -50 % e +50 % de carga	69
4.9 Circuito de simulação do controle digital do conversor Buck-Boost	69
4.10 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -2 V e +2 V em V_{bat1}	70
4.11 Resposta dos controladores ao degrau de -2 V e +2 V em V_{bat1}	71
4.12 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -20 A e +20 A na referência de corrente	72
4.13 Resposta dos controladores ao degrau de de -20 A e +20 A na referência de corrente	73
4.14 Resposta das variáveis controladas ao degrau de -50 % e +50 % de carga	74
4.15 Associação dos conversores Buck e Buck-Boost bidirecionais em corrente	75
4.16 Conversores Buck e Buck-Boost controlados digitalmente usando DSP	75
4.17 Conversores Buck Modulares	76
4.18 Modulação PWM nos conversores Buck, quando em 1s a referência de corrente foi diminuída em 47,5 A, de 95 A para 48 A	77
4.19 Tensões individuais de saída de cada conversor Buck, corrente de saída e potência de saída	78

4.20 Tensões das baterias 1 e 2, e no barramento CC dos conversores Buck	79
4.21 Corrente no indutores dos conversor Buck, e potência nas baterias 1 e 2	79
4.22 Degrau de referência de tensão do conversor Buck	80
4.23 Degrau de descarga do supercapacitor do conversor Buck	80
A.1 Parâmetros de simulação do conversor Buck	84
A.2 Parâmetros de simulação do conversor Buck-Boost	85
A.3 Parâmetros de simulação do controle digital do conversor Buck-Boost	86

LISTA DE TABELAS

2.1 Parâmetros do conversor Buck bidirecional em corrente	22
2.2 Parâmetros nominais do motor CC ME0909	24
3.1 Parâmetros de projeto do conversor Buck-Boost	35
3.2 Coeficientes de $C_{id}(z)$	54
3.3 Valores das variáveis controladas antes e durante o degrau em V_{in}	56
3.4 Valores dos controladores antes e durante o degrau em V_{in}	57
3.5 Valores das variáveis controladas antes e durante o degrau na referência de corrente	58
3.6 Valores dos controladores antes e durante o degrau na referência de corrente	59
4.1 Parâmetros de projeto dos conversores	62
4.2 Valores médios das variáveis nas baterias	64
4.3 Correntes, tensões e potências nos conversores Buck-Boost	66
4.4 Valores dos controladores antes e durante o degrau em V_{bat1}	71
4.5 Valores dos controladores antes e durante o degrau na referência de corrente	73
5.1 Comparativo entre as topologias estudadas	82

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> - Modo de condução contínua
CC	Corrente contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> - Processador digital de sinais
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por largura de pulso
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transistor de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico
A/D	Conversão Analógica Digital

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{in}	Tensão elétrica de entrada
V_{bat}	Tensão elétrica da bateria
V_o	Tensão elétrica de saída
I_o	Corrente elétrica de saída
P_o	Potência elétrica de saída
f_s	Frequência de chaveamento
T_s	Período de chaveamento
D	Razão cíclica
D'	Razão cíclica complementar
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor
ΔV_o	Ondulação de tensão de saída
S_w	Interruptor chaveado
D_i	Díodo
R	Resistência
L	Indutância
C	Capacitância
v_L	Tensão elétrica no indutor
i_L	Corrente elétrica no indutor
i_C	Corrente elétrica no capacitor
i_R	Corrente elétrica na carga
G	Ganho estático
t_{on}	Tempo de condução dos interruptores
t_{off}	Tempo de bloqueio dos interruptores

$G_{id}(s)$	Planta de corrente em função da razão cíclica no domínio da frequência ‘s’
$G_{vi}(s)$	Planta de tensão em função da corrente no domínio da frequência ‘s’
$G_{iv}(s)$	Planta de corrente em função da tensão no domínio da frequência ‘s’
V_{ref}	Tensão de referência
I_{ref}	Corrente de referência
k_i	Ganho do sensor de corrente
k_v	Ganho do sensor de tensão
$C_i(s)$	Controlador de corrente no domínio da frequência ‘s’
$C_v(s)$	Controlador de tensão no domínio da frequência ‘s’
i_a	Corrente de armadura
i_f	Corrente de campo
V_a	Tensão de armadura
R_a	Resistência de armadura
L_a	Indutância de armadura
L_{af}	Indutância mútua armadura-campo
E_a	Força contra-eletromotriz induzida
T_e	Torque elétrico
T_L	Torque de carga
k_f	Constante de fluxo do motor
k_t	Constante de torque do motor
J	Momento de inércia
b	Coeficiente de atrito
ω_m	Velocidade angular mecânica do motor
P_m	Potência de saída do motor
MF	Margem de fase

f_c	Frequência de cruzamento por zero
$C_{id}(s)$	Planta do controle da corrente no indutor no domínio da frequência ‘s’
$C_{vi}(s)$	Planta do controle da tensão de saída no domínio da frequência ‘s’
$C_{iv}(s)$	Planta do controle da corrente de armadura do motor no domínio da frequência ‘s’
$C_{id}(z)$	Planta do controle da corrente no indutor no domínio do tempo discreto ‘z’
$C_{vi}(z)$	Planta do controle da tensão de saída no domínio do tempo discreto ‘z’
$C_{iv}(z)$	Planta do controle da corrente de armadura do motor no domínio do tempo discreto ‘z’

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Contribuições deste trabalho	18
1.2	Organização do texto	19
2	SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA USANDO CONVERSOR BUCK BIDIRECIONAL EM CORRENTE	21
2.1	Motor Elétrico de Corrente Contínua	23
2.1.1	Determinação da função de transferência	25
2.2	Projeto do controle de corrente	29
2.3	Simulações	30
3	SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA USANDO CONVERSOR BUCK-BOOST BIDIRECIONAL EM CORRENTE	33
3.1	Conversor Buck-Boost bidirecional em corrente	33
3.1.1	Projeto dos componentes passivos do conversor Buck-Boost	34
3.2	Etapas de operação	35
3.3	Modelagem do conversor Buck-Boost	40
3.4	Estratégias de controle	46
3.4.1	Projeto de controle no domínio do tempo contínuo	47
3.4.1.1	Controle da corrente no indutor	47
3.4.1.2	Controle da tensão de saída	48
3.4.1.3	Controle da corrente de armadura do motor	49
3.4.2	Simulações no domínio do tempo contínuo	50
3.4.3	Projeto de controle no domínio do tempo discreto	52
3.4.4	Discretização dos controladores	53
3.4.5	Equações à diferenças	54
3.4.6	Simulações no domínio do tempo discreto	55
4	SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA COM EQUALIZAÇÃO ATIVA DAS BATERIAS USANDO CONVERSORES BUCK E BUCK-BOOST BIDIRECIONAIS EM CORRENTE	61
4.1	Simulações no domínio do tempo contínuo	62
4.1.1	Simulação de desbalanço de tensão nas baterias	63

4.1.2	Degrau de - 2 V e + 2 V na tensão da bateria 1	66
4.1.3	Degrau de - 20 A e + 20 A na referência da corrente de armadura	67
4.1.4	Degrau de - 50 % e + 50 % de carga	68
4.2	Simulações no domínio do tempo discreto	69
4.2.1	Degrau de - 2 V e + 2 V na tensão da bateria 1	70
4.2.2	Degrau de - 20 A e + 20 A na referência de corrente	72
4.2.3	Degrau de -50% e +50% de carga	74
4.3	Associação dos conversores Buck e Buck-Boost	74
4.4	Associação de conversores Buck	76
5	CONCLUSÕES GERAIS	81
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		83
APÊNDICE A – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO NO PSIM®		84
APÊNDICE B – CÓDIGOS IMPLEMENTADOS		87

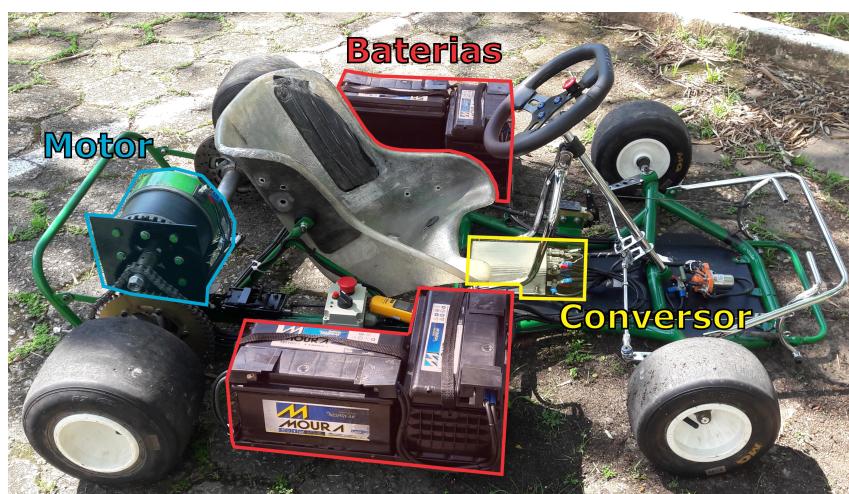
1 INTRODUÇÃO

O mercado de veículos elétricos vem crescendo a cada ano, impulsionado pelo advento de novas tecnologias e a crescente preocupação com o impacto ambiental, devido a emissão de gases poluentes que é gerada pelos veículos convencionais à combustão, e à utilização de combustíveis fósseis (SANTOS, 2020). O veículo elétrico não emite poluição e gases tóxicos, e pode ser recarregado a partir de fontes limpas de energia elétrica, como a solar e a eólica.

A fonte de energia mais utilizada nos veículos elétricos é a partir de baterias químicas recarregáveis, que tendem a ser pesadas e caras, devido a sua vida útil limitada (SANTOS, 2020). Quanto mais baterias são necessárias para atingir o nível de tensão elétrica necessária, maior será o peso total no veículo, refletindo na redução de autonomia do sistema e um menor aproveitamento de energia, pois exige maiores esforços de corrente no motor.

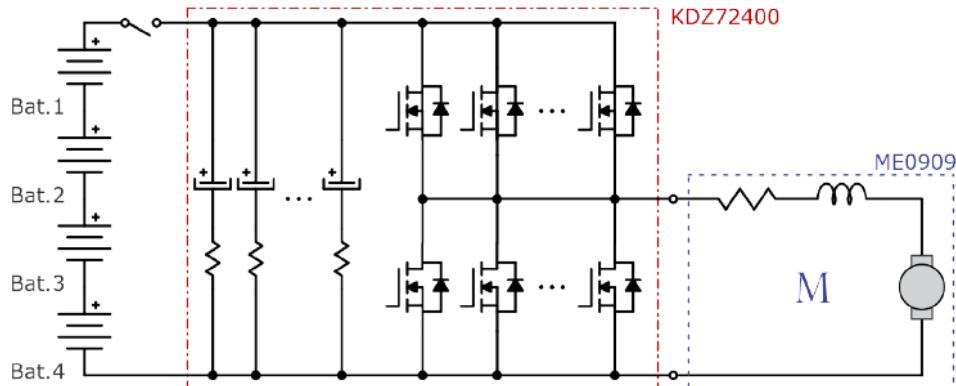
Atualmente o Kart elétrico em estudo, apresentado na Figura 1.1, possui como fonte de energia quatro baterias de chumbo-ácido associadas em série, cada uma com tensão nominal de 12 V, totalizando assim 48 V, que é a tensão nominal do motor CC utilizado para a tração. A transferência de energia das baterias para o motor é realizada através de um conversor CC-CC Buck bidirecional em corrente. O esquemático elétrico do sistema é ilustrado na Figura 1.2. O conversor comercial usado no Kart, modelo KDZ72400 desenvolvido pela empresa Kelly Controls, fornece continuamente 72 V e 160 A, e possui chaves interruptoras em paralelo, para diminuir a corrente nominal que cada chave deve suportar.

Figura 1.1 – Kart Elétrico VELLEV



Fonte: Acervo da equipe VELLEV adaptado por (TAVARES, 2021).

Figura 1.2 – Esquema elétrico utilizado no Kart Elétrico VELLEV, composto de 4 baterias, conversor de potência e motor CC



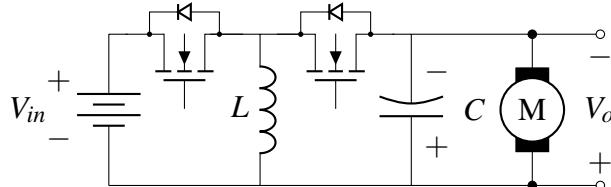
Fonte: (TAVARES, 2021).

1.1 CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

Neste estudo foram exploradas algumas topologias de conversores para a tração do Kart Elétrico, visando a redução do número de baterias utilizadas para fornecer energia ao motor, e também a equalização ativa de carga das baterias usadas como fonte de energia. Outro objetivo deste estudo, é usar conversores de potência bidirecionais em corrente, que sejam desenvolvidos na própria Universidade, visando a substituição do atual conversor comercial. A bidirecionalidade em corrente permite a devolução de energia do motor para a bateria no momento da frenagem regenerativa, que ocorre quando há uma desaceleração do veículo.

A Figura 1.3 apresenta a primeira topologia deste estudo, usando como tração elétrica o conversor Buck-Boost, que utiliza a metade do número de baterias em relação ao sistema atual. Este conversor tem como fonte de energia 24 V obtidos através da associação série de duas baterias de 12 V. A redução de baterias é possível pois quando o conversor está operando no modo elevador (Boost), aplicando-se uma razão cíclica adequada, pode-se obter nos seus terminais de saída uma tensão de até 48 V. Diferentemente do desenho da Figura 1.2, a indutância de armadura do motor (L_a) não está desenhada no circuito da Figura 1.3, pois está sendo representada internamente ao motor conectado nos terminais de saída do conversor ($\pm V_o$).

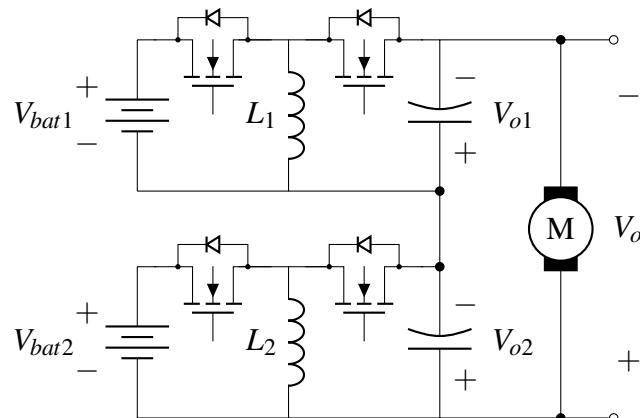
Figura 1.3 – Conversor Buck-Boost bidirecional em corrente



Fonte: Próprio autor.

Para a equalização ativa das baterias foi desenvolvida a topologia ilustrada na Figura 1.4, onde percebe-se que as baterias não estão mais conectadas em série, o que permite o controle individual de carga de cada bateria.

Figura 1.4 – Conversores Buck-Boost associados em série



Fonte: Próprio autor.

Para a adequada operação deste sistema composto de baterias, conversores de potência e motor, este trabalho faz o projeto de controle das tensões e correntes envolvidas no sistema. Para isso, foi feita a modelagem do motor CC e do conversor CC-CC Buck-Boost que foi escolhido para esta aplicação, que tem como vantagem, além da redução de baterias, atuar como abaixador e elevador de tensão.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

- No capítulo 2, foi explorada a atual topologia do conversor utilizado no Kart, e também do motor CC. Através da modelagem do motor, foi possível projetar o controlador da corrente de armadura no domínio da frequência.
- No capítulo 3, foi proposto o conversor Buck-Boost bidirecional em corrente, onde foi desenvolvida a modelagem do conversor e o projeto dos controladores, configurados em

cascata. Controlou-se a tensão de saída do conversor, as correntes no indutor e no motor, no domínio do tempo contínuo e discreto.

- No capítulo 4 apresenta-se como alternativa uma topologia usando conversores Buck e Buck-Boost associados em série, visando a equalização ativa de carga das baterias.
- Por fim, o capítulo 5 apresenta uma conclusão das topologias estudadas, fazendo um comparativo entre elas, do ponto de vista do sistema de controle.

2 SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA USANDO CONVERSOR BUCK BIDIRECIONAL EM CORRENTE

Na Figura 2.1 é apresentado o conversor CC-CC Buck bidirecional em corrente, modelo atual do Kart elétrico em estudo. Esse conversor é utilizado para a tração elétrica e permite a devolução de energia do motor CC para a bateria no momento da frenagem regenerativa. No modo tração a energia é transferida da bateria para o motor, enquanto que na frenagem regenerativa ocorre o fluxo de energia no sentido inverso (do motor para a bateria), fato este que caracteriza a bidirecionalidade em corrente. A indutância de armadura L_a não está desenhada no circuito da Figura 2.1, pois está representada internamente ao motor ligado na saída do conversor, indicada por $\pm V_o$.

Em (BARBI; MARTINS, 2008), define-se como razão cíclica D, a razão entre o tempo em que as chaves conduzem t_{on} pelo período de chaveamento T_s :

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad (2.1)$$

onde o período de chaveamento é definido como a soma dos tempos de condução e bloqueio (t_{off}) das chaves.

$$T_s = t_{on} + t_{off}. \quad (2.2)$$

A frequência de chaveamento é dada pelo inverso de T_s :

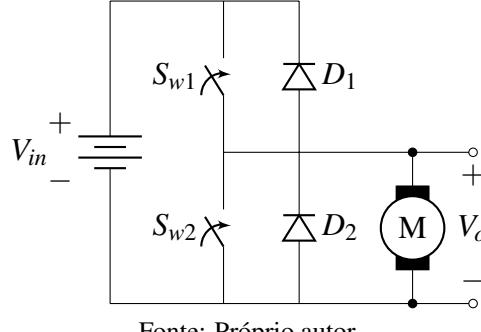
$$f_s = \frac{1}{T_s}. \quad (2.3)$$

De acordo com (BARBI; MARTINS, 2008), a razão cíclica desse conversor, com S_{w1} e S_{w2} atuando de forma complementar (quando S_{w1} está conduzindo, S_{w2} permanece bloqueada e vice-versa), é dada por

$$D = \frac{V_o}{V_{in}}, \quad (2.4)$$

onde V_{in} é a tensão de entrada de 48V do conversor, obtida através da associação série de quatro baterias de 12V, e V_o a tensão média de saída aplicada nos terminais de armadura do motor CC. Com a variação da razão cíclica, pode-se inverter o fluxo de energia suavemente e sem descontinuidade.

Figura 2.1 – Conversor Buck bidirecional em corrente alimentado a partir de baterias, e motor CC conectado nos terminais de saída, indicado por $\pm V_o$



Fonte: Próprio autor.

Quando o conversor opera no modo Buck, onde ocorre a tração do motor, a energia é transferida de V_{in} para V_o , e há duas etapas de operação por período de chaveamento. Na primeira etapa, em $t = T_{on}$, a chave S_{w1} conduz e ocorre a transferência de energia da bateria para o motor. Nesse momento a corrente de armadura cresce linearmente, com a tensão da bateria de 48 V aplicada nos terminais do motor. Na segunda etapa, em $t = T_{off}$, a chave S_{w1} é bloqueada, e a condução de corrente ocorre através de S_{w2} , decrescendo até um valor mínimo. Ao final da segunda etapa, em $t = T_s$, o ciclo se completa, finalizando assim o período. A tensão e corrente de saída do conversor, são iguais à tensão e corrente de armadura do motor, ou seja, $I_o = I_a$ e $V_o = V_a$.

Tabela 2.1 – Parâmetros do conversor Buck bidirecional em corrente

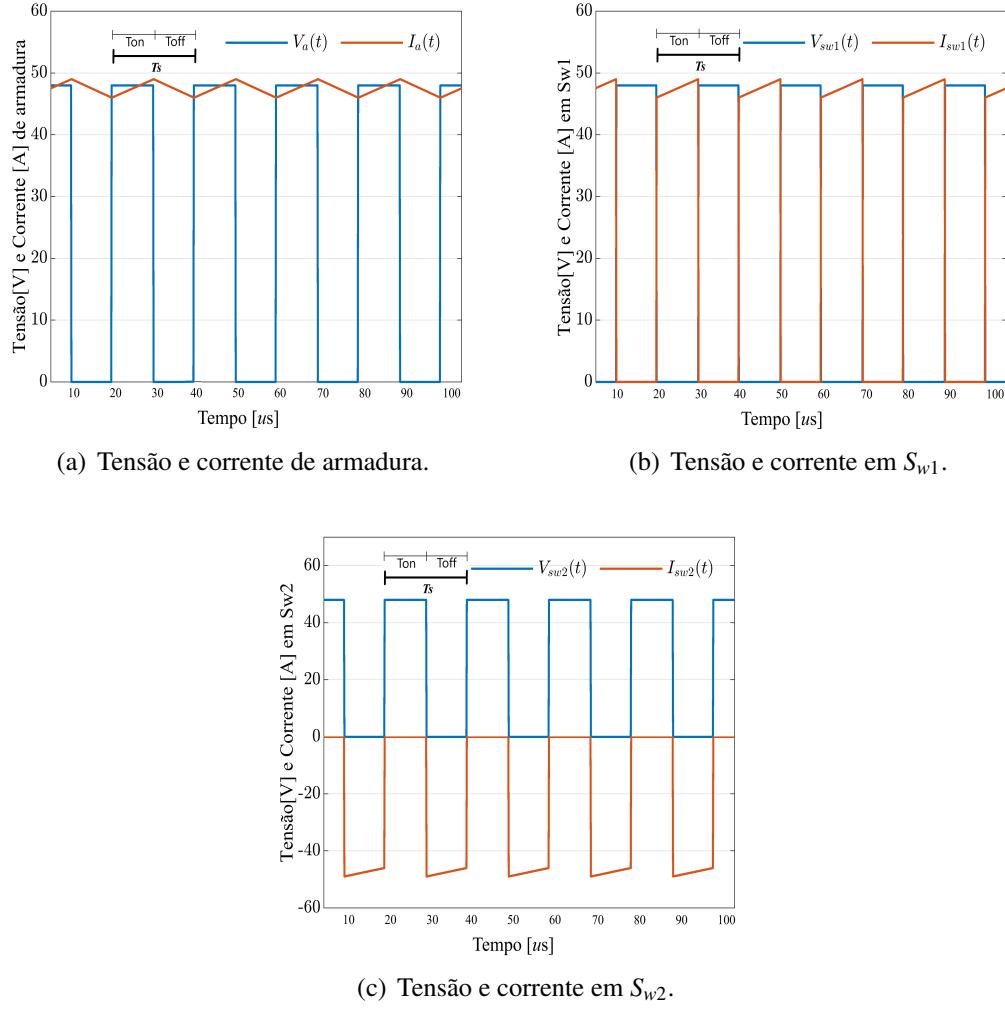
Parâmetro	Valor
D	0,5
V_{in}	48 V
V_o	24 V
I_o	47,5 A
P_o	2280 W
T_s	$20 \mu s$
f_s	50 kHz

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 2.2 são mostradas as formas de onda do conversor nas condições apresentadas na Tabela 2.1. A Figura 2.2(a) mostra a tensão e corrente de armadura com a indicação dos intervalos de tempo das respectivas etapas de operação descritas anteriormente. Nas Figuras 2.2(b) e 2.2(c) são apresentadas as tensões e correntes nas chaves S_{w1} e S_{w2} . A corrente $I_{sw2}(t)$ é negativa na segunda etapa de operação, em $t = T_{off}$, pois a corrente está no sentido oposto de condução, circulando do motor para a chave, através do diodo de roda-livre, representado por D_2 no circuito da Figura 2.1. O diodo de roda-livre permite a condução da corrente quando S_{w1}

é comandada à bloquear. Em relação às tensões nas chaves, $V_{sw1}(t)$ recebe o potencial da tensão de entrada em $t = T_{off}$ e $V_{sw2}(t)$ em $t = T_{on}$.

Figura 2.2 – Formas de onda no conversor Buck bidirecional em corrente aplicado a um motor CC



Fonte: Próprio autor.

2.1 MOTOR ELÉTRICO DE CORRENTE CONTÍNUA

O motor CC em estudo utilizado pelo Kart elétrico do projeto VELLEV é o modelo ME0909 fabricado pela Moternegy, de imãs permanentes e com escovas, ilustrado na Figura 2.3. Neste tipo de motor, o enrolamento de campo é substituído por um ímã permanente, resultando em uma construção mais simples, tendo como vantagem menor custo e volume, além de dispensar a necessidade de excitação externa (UMANS, 2014). Deve-se observar que há limitação na intensidade da densidade de fluxo de entreferro que pode ser produzido, que depende

do material magnético utilizado. Também há o risco de desmagnetização do ímã em caso de sobreaquecimento ou níveis de corrente elétrica excessivas.

O controle da corrente de armadura do motor, abordado neste trabalho, pode evitar que a corrente no motor atinja valores proibitivos, que possam levar a saturação do núcleo do rotor ou a desmagnetização dos ímãs do estator (campo).

Figura 2.3 – Motor ME0909 - Motenergy



Fonte: MOTENERGY.

Os parâmetros nominais do motor e suas curvas de desempenho são fornecidos pelo fabricante, conforme a Tabela 2.2 e a Figura 2.4. O torque elétrico nominal de 9 N.m equivale à aproximadamente 80 Lb.in, conforme destacado na Figura 2.4.

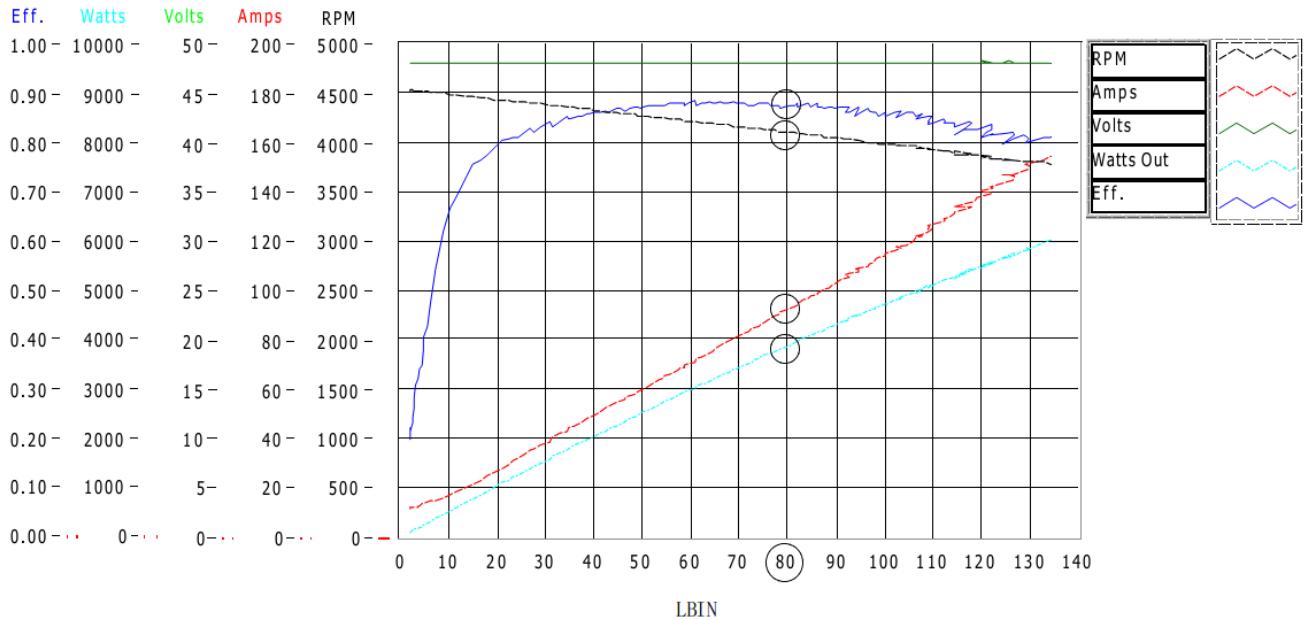
Tabela 2.2 – Parâmetros nominais do motor CC ME0909

Parâmetro	Valor	Unidade
I_a	95	A
V_a	48	V
L_a	80	μ H
T_e	9,0	N.m
k_t	0,1020	N.m/A
k_f	0,107	V/rad.s ⁻¹
J	0,0122	kg.m ²

Fonte: MOTENERGY.

Figura 2.4 – Curvas de desempenho do motor CC ME0909 da Motenergy, obtidas com a tensão de armadura em 48 V

ME0909



Fonte: MOTENERGY.

A partir das curvas de desempenho, no torque nominal, é possível determinar de forma aproximada a velocidade angular $\omega_m = 4100 \text{ RPM} = 429.4 \text{ rad/s}$, a eficiência de 88%, a potência na saída do motor de 3865 W e a corrente de armadura de 95 A. Também é possível determinar a força contra-eletromotriz e a resistência de armadura, usando as equações básicas do motor CC:

$$E_a = k_f \omega_m = 45,9 \text{ V}, \quad (2.5)$$

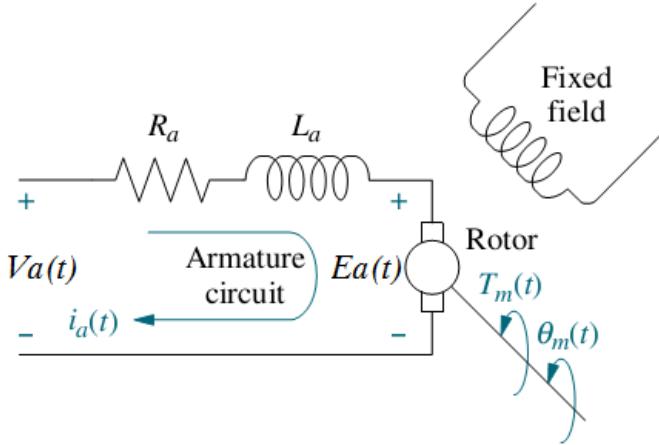
$$R_a = \frac{V_a - E_a}{I_a} = 21,6 \text{ m}\Omega. \quad (2.6)$$

2.1.1 Determinação da função de transferência

Para implementar o controle da corrente de armadura do motor, é necessário determinar a função de transferência que relaciona a corrente em função da razão cíclica do conversor, utilizado para a transferência de energia. Assim, as equações elétricas do motor CC podem ser obtidas através da análise de malhas utilizando a Lei de Kirchhoff no circuito de armadura, mostrado na Figura 2.5, e chega-se na Equação (2.7):

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + E_a(t). \quad (2.7)$$

Figura 2.5 – Circuito elétrico equivalente do motor CC



Fonte: Adaptado de (NISE, 2011).

Para o movimento mecânico do eixo do motor, foi utilizada a Lei de Newton do somatório das forças para determinar o conjugado eletromagnético total produzido pelo motor, que é dado pelo produto da indutância mútua armadura-campo, a corrente de campo e a corrente de armadura conforme (DEZUO, 2020):

$$T_e(t) = L_{af} i_f(t) i_a(t). \quad (2.8)$$

O motor CC em estudo é de ímãs permanentes no campo, portanto o produto $L_{af} i_f$ pode ser substituído por k_f , denominado constante de fluxo:

$$T_e(t) = k_f i_a(t). \quad (2.9)$$

Como a potência mecânica desenvolvida no eixo do motor deve ser igual à potência elétrica absorvida no rotor, com a devida adequação das unidades (NISE, 2011), as constantes de fluxo e de torque podem ser consideradas equivalentes, ou seja, $K_f = K_t$. Assim, de (2.9) obtém-se a Equação (2.10),

$$T_e(t) = k_t i_a(t). \quad (2.10)$$

Através do somatório das forças no eixo (rotor) do motor, também é possível relacionar o conjugado eletromagnético em função do momento de inércia e do coeficiente de atrito, que são proporcionais à aceleração e a velocidade angular mecânica respectivamente.

$$T_e(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) + T_L(t). \quad (2.11)$$

A força contra-eletromotriz induzida está relacionada com a constante de fluxo e a velocidade angular como segue:

$$E_a(t) = k_f \omega(t), \quad (2.12)$$

e aplicando a transformada de Laplace nas Equações (2.7), (2.10), (2.11) e (2.12) obtém-se as Equações (2.13) à (2.16):

$$V_a(s) - E_a(s) = (R_a + sL_a)I_a(s), \quad (2.13)$$

$$T_e(s) = (Js + B)\omega(s), \quad (2.14)$$

$$T_e(s) = k_t I_a(s), \quad (2.15)$$

$$E_a(s) = k_f \omega(s). \quad (2.16)$$

Isolando $\omega(s)$ na Equação (2.14) e substituindo em (2.16):

$$E_a(s) = k_f \frac{T_e(s)}{Js + B} = \frac{k_f k_t}{Js + B} I_a(s), \quad (2.17)$$

e substituindo a Equação (2.17) em (2.13) obtém-se

$$V_a(s) - \frac{k_f k_t}{Js + B} I_a(s) = (R_a + sL_a)I_a(s). \quad (2.18)$$

Assim, é possível determinar a função de transferência da corrente de armadura em função da tensão de armadura do motor,

$$G_{iv}(s) = \frac{I_a(s)}{V_a(s)} = \frac{Js + B}{JL_a s^2 + (JR_a + BL_a)s + BR_a + k_f k_t}, \quad (2.19)$$

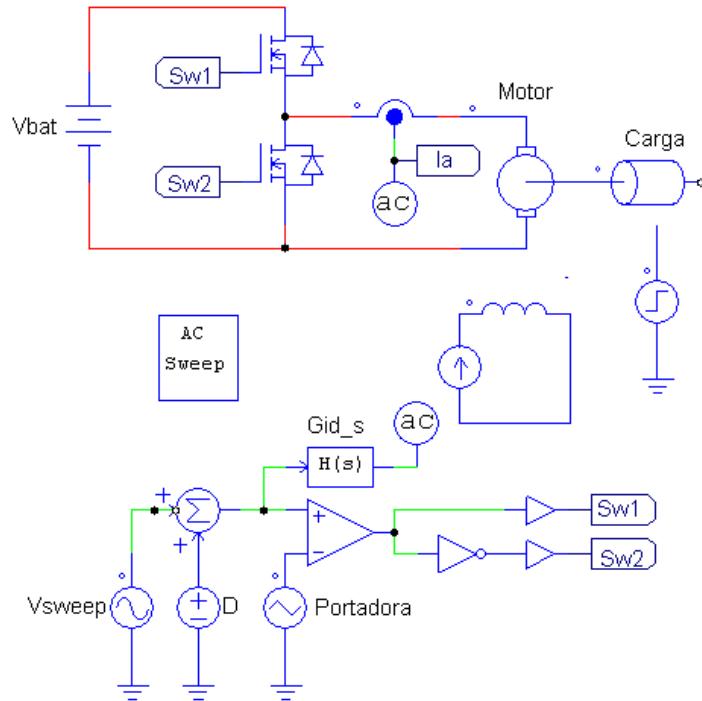
e dessa forma, uma vez que $V_a = V_o$ e que $V_o = DV_m$, é determinada a função de transferência da corrente de armadura em função da razão cíclica:

$$G_{id}(s) = \frac{I_a(s)}{D(s)} = \frac{V_{in}(Js + B)}{JL_a s^2 + (JR_a + BL_a)s + BR_a + k_f k_t}. \quad (2.20)$$

Para validar a planta $G_{id}(s)$ obtida em (2.20), foram comparadas por simulação as respostas em frequência do modelo obtido com a do conversor chaveado alimentando um motor CC,

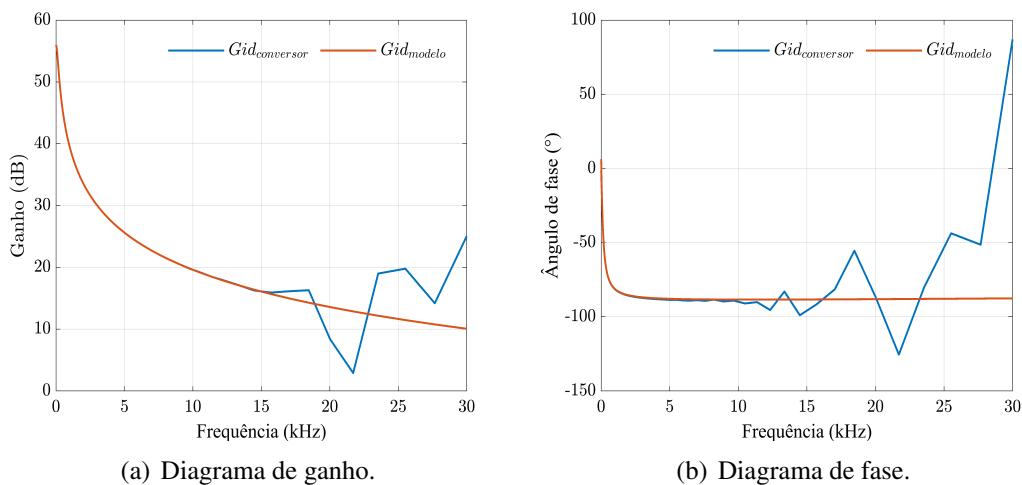
conforme apresentado nas Figuras 2.6 e 2.7. Os parâmetros usados na simulação encontram-se no Apêndice A.

Figura 2.6 – Circuito de simulação do conversor Buck no PSIM®



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.7 – Resposta em frequência de $G_{id}(s)$, com as curvas de ganho e de fase do modelo desenvolvido e do conversor chaveado



(a) Diagrama de ganho.

(b) Diagrama de fase.

Fonte: Próprio autor.

Em frequências acima de aproximadamente 15 kHz a resposta do conversor chaveado começa a apresentar distorção, que pode ser ocasionada pelo fato de estar se aproximando da frequência de chaveamento de 50 kHz. As distorções podem também ter sido causadas por limitações computacionais, sendo necessária a obtenção de mais pontos por período para a adequada representação gráfica.

2.2 PROJETO DO CONTROLE DE CORRENTE

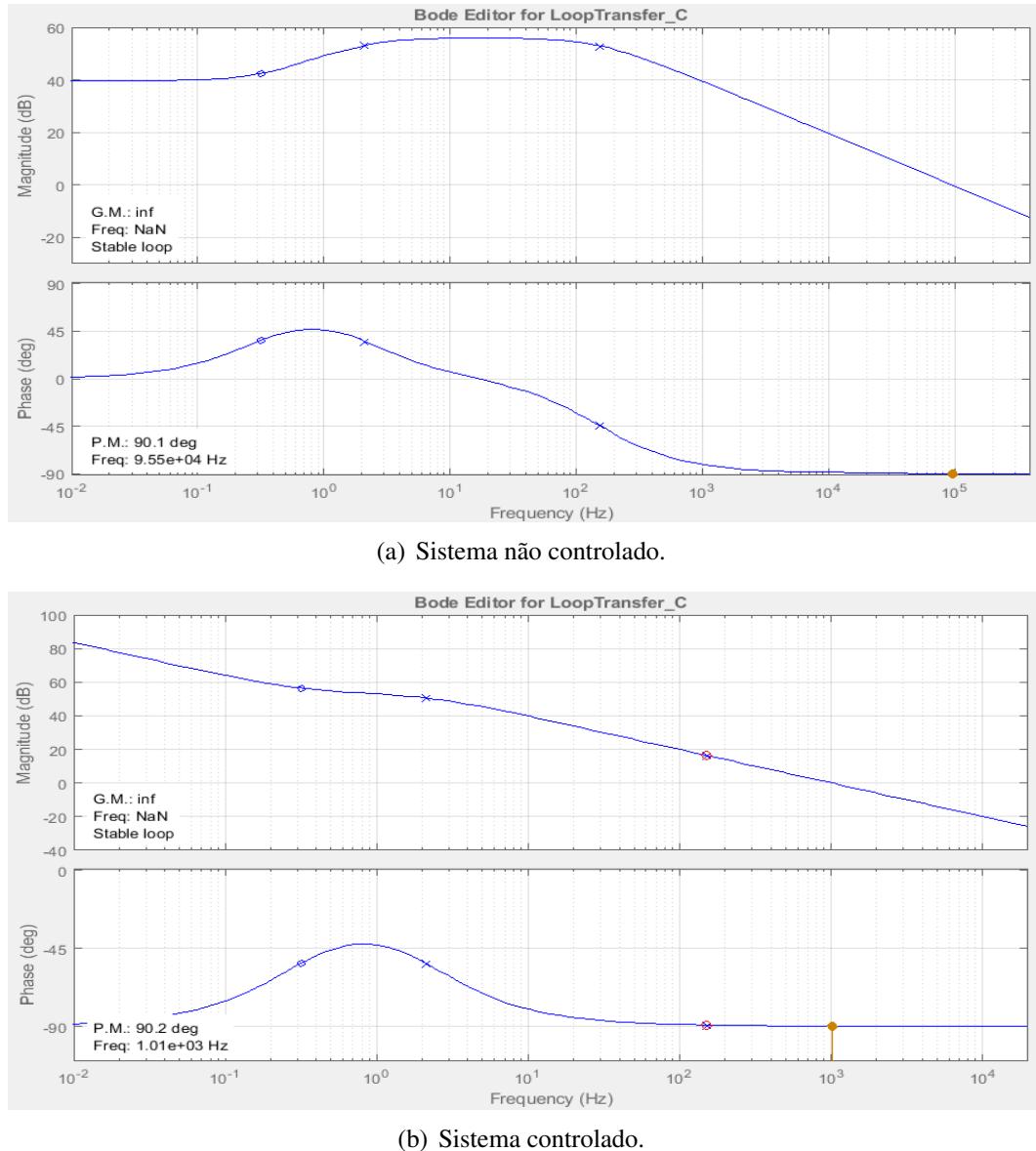
Para garantir a estabilidade do sistema, este projeto de controle desenvolvido no domínio da frequência, atende aos seguintes requisitos:

- Alto ganho em baixas frequências.
- Erro estático nulo em regime permanente.
- Frequência de cruzamento por zero (f_c) pelo menos uma década abaixo da frequência de chaveamento. Para este projeto foi escolhido uma f_c de 1 kHz.
- Margem de fase (MF) entre 45° e 90° e margem de ganho (MG) acima de 8 dB, a fim de garantir um decaimento de -20 dB na curva de ganho na frequência f_c .

A Figura 2.8(a) apresenta a resposta em frequência da planta $G_{id}(s)$ em malha aberta. É naturalmente estável, no entanto tem uma resposta bastante rápida, tendo seu cruzamento por zero em 95,5 kHz. No projeto de controle foi inserido um polo na origem a fim de garantir alto ganho em baixas frequências e erro estático nulo em regime permanente, para variações ao degrau. Também foi inserido um zero em 150 Hz para cancelar um polo da planta e garantir um decaimento de -20 dB na frequência de cruzamento por zero. O controlador obtido foi do tipo proporcional integral (PI) conforme a Equação (2.21), resultando na planta de comportamento mostrado na Figura 2.8(b).

$$C_i(s) = \frac{0,01(s+946)}{s}. \quad (2.21)$$

Figura 2.8 – Diagrama de Bode da planta $G_{id}(s)$: (a) em malha aberta, e (b) controlada

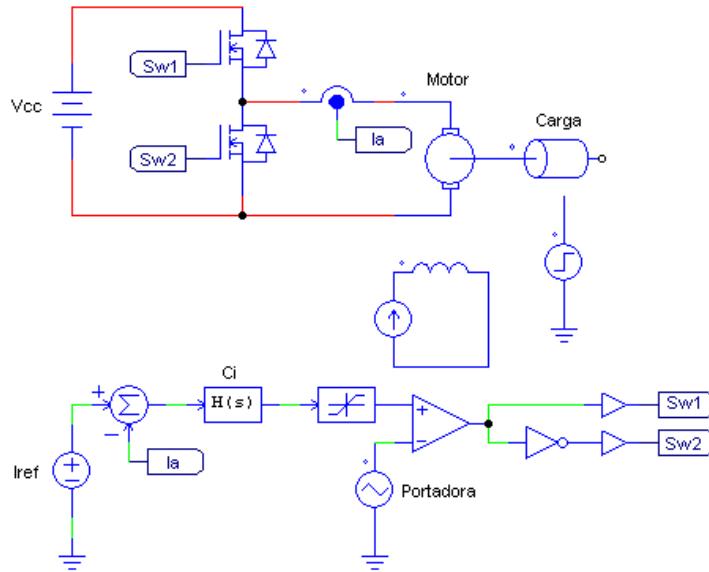


Fonte: Próprio autor.

2.3 SIMULAÇÕES

Na Figura 2.9 são mostrados os circuitos de potência e controle do conversor Buck, usados para a simulação do sistema real no software PSIM®.

Figura 2.9 – Circuito de simulação do conversor Buck controlado, acionando o motor CC



Fonte: Próprio autor.

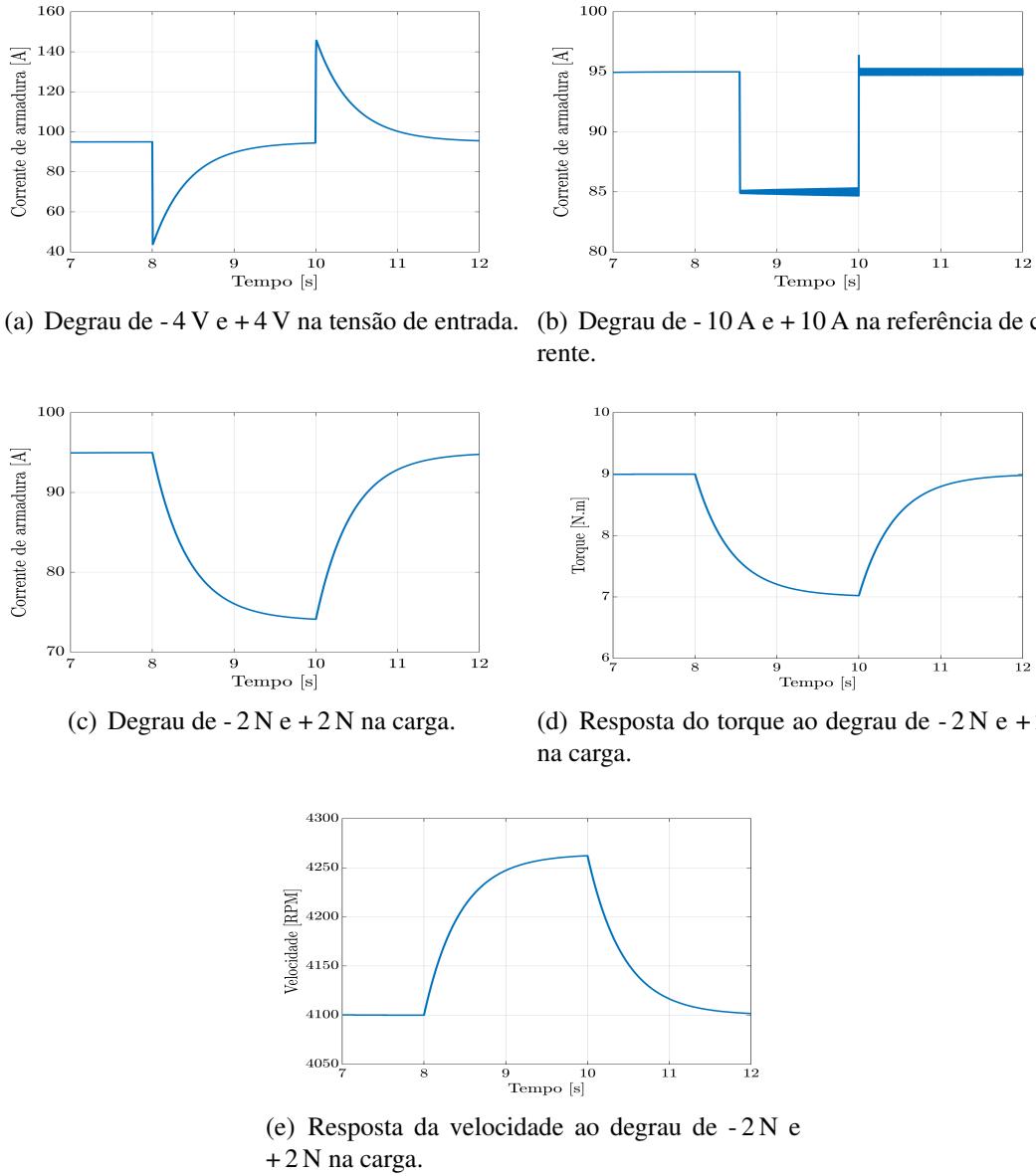
Para demonstrar o desempenho do controlador foram aplicados degraus em $t = 8\text{ s}$ na tensão de entrada, na referência de corrente e na carga. Os resultados obtidos estão ilustrados na Figura 2.10, com retorno à condição nominal em $t = 10\text{ s}$.

Na Figura 2.10(a) a variação escolhida de $\pm 4\text{ V}$ é aproximadamente 50% da excursão da tensão fornecida pelas 4 baterias, e apesar do controlador ser lento à esta perturbação, pois leva aproximadamente 1,5 s para corrigir o valor da corrente, no sistema real estas variações normalmente acontecem lentamente (minutos ou horas), com o descarregamento das baterias.

Na Figura 2.10(b) foi simulado uma desaceleração no veículo variando-se a referência de corrente, uma vez que esse sinal de referência é proveniente da aceleração do Kart, onde nota-se uma resposta mais rápida que o degrau na tensão de entrada.

Em 2.10(c) foi aplicado um degrau de carga de -2 N (Newton) no eixo do motor, e posteriormente $+2\text{ N}$. Nessa simulação, a carga aplicada no motor CC é feita através de uma fonte CC de tensão, onde 1 V corresponde à 1 N . Na Figura 2.10(d) pode-se perceber a redução de torque para 7 N , e o retorno à condição nominal em $t = 10\text{ s}$. Em 2.10(e) a velocidade aumenta para aproximadamente 4260 RPM , pois se manteve os mesmos níveis de tensão e corrente, e reduziu-se o peso da carga.

Figura 2.10 – Resposta da corrente de armadura do motor $I_a(t)$, do torque e da velocidade, aos degraus na tensão de entrada, na referência de corrente e de carga



Fonte: Próprio autor.

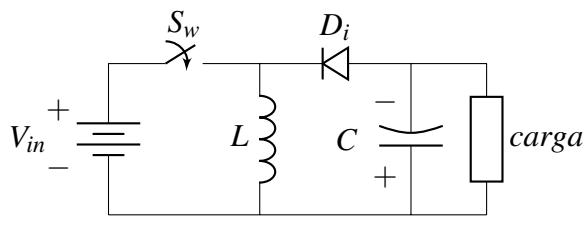
Nessas simulações foi possível notar que o controlador é rápido na mudança de referência, mas lento na rejeição de perturbação. Esse comportamento pode ser melhorado com a adequada sintonia do controlador.

3 SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA USANDO CONVERSOR BUCK-BOOST BIDIRECIONAL EM CORRENTE

A fim de reduzir o número de baterias no Kart elétrico, é proposto como alternativa o uso do conversor Buck-Boost mostrado na Figura 3.1, que é um conversor CC-CC que tem como característica permitir que a tensão de saída possa ser menor ou maior do que a tensão de entrada, variando-se a razão cíclica do PWM aplicado. Desta forma, a partir da associação série de apenas duas baterias de 12 V, totalizando 24 V, pode-se alimentar um motor CC com tensões variáveis de zero à 48V. Como atualmente as baterias usadas no kart elétrico são de 12 V e 60 Ah, a escolha por associar duas baterias para formar a fonte de entrada são justificadas pela energia total necessária para a aplicação desejada do kart, de 120 Ah, e para que o conversor não opere com ganho de tensão maior que 2, o que reduziria a sua eficiência.

Segundo (BARBI; MARTINS, 2008), este conversor pertence à classe dos conversores CC-CC indiretos, pois não pode haver transferência de energia de forma direta, sendo necessária a inclusão de um componente acumulador com característica de fonte de corrente. Esse componente é um indutor, por isso o conversor também é conhecido como conversor à acumulação de energia indutiva de forma indireta. Como o indutor é o único elemento a transferir energia para a saída, ele tende a ser maior do que os indutores dos conversores Buck e Boost, para as mesmas especificações, onde a fonte de entrada também participa da transferência de energia.

Figura 3.1 – Topologia de um conversor Buck-Boost clássico



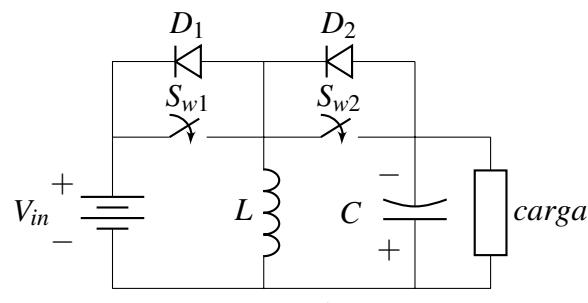
Fonte: Próprio autor.

3.1 CONVERSOR BUCK-BOOST BIDIRECIONAL EM CORRENTE

A bidirecionalidade dos conversores tem como vantagem permitir que seja reaproveitada a energia do motor no momento da frenagem regenerativa, em que é devolvida para a bateria através da inversão do sentido da corrente. No circuito da Figura 3.2, o fluxo de energia na frenagem ocorre do motor para a bateria quando a razão cíclica é reduzida (desaceleração), onde

a força contra-eletromotriz interna ao motor se torna maior que V_o , invertendo o sentido da sua corrente e assim carregando o capacitor C, fazendo V_o aumentar. Por consequência, a corrente no indutor inverte de sentido, sendo conduzida ora pela chave S_{w1} (armazenando energia em L), ora pelo diodo D1 (devolvendo energia à fonte V_{in}). Para permitir a bidirecionalidade em corrente é necessário a inclusão de duas chaves com diodo em anti-paralelo, para a condução da corrente no sentido inverso. As chaves operam na frequência de chaveamento e atuam de forma complementar.

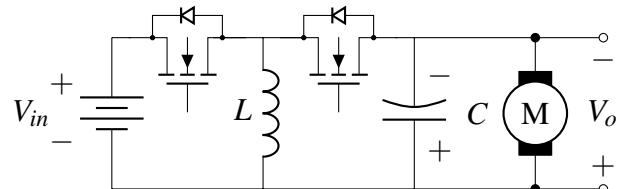
Figura 3.2 – Conversor Buck-Boost bidirecional em corrente



Fonte: Próprio autor.

A Figura 3.3 ilustra o conversor bidirecional utilizando MOSFET's como chave, que é interessante pois os mesmos já possuem um diodo intrínseco em anti-paralelo. Na carga está representado o motor CC do Kart elétrico na saída do conversor, denotada por $\pm V_o$:

Figura 3.3 – Conversor Buck-Boost utilizando MOSFET



Fonte: Próprio autor.

3.1.1 Projeto dos componentes passivos do conversor Buck-Boost

Os parâmetros de projeto estão indicados na Tabela 3.1:

Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do conversor Buck-Boost

Parâmetro	Valor
V_{in}	24 V
V_o	48 V
I_o	95 A
P_o	4560 W
f_s	50 kHz
Δi_L	20%
ΔV_o	5%

Fonte: Próprio autor.

Na equação 3.1 é determinada a razão cíclica do conversor (sua dedução será apresentada na seção 3.3). Para valores de D até 0,5 o conversor atua como abaixador de tensão (modo Buck), e acima disso atua no modo elevador (Boost), sendo que há uma limitação prática para o valor máximo de D, que não pode admitir o valor unitário.

$$D = \frac{V_o}{V_{in} + V_o} = 0,6667. \quad (3.1)$$

A partir dos dados da Tabela 3.1, é possível determinar os elementos passivos. Na Equação (3.2) é dada a resistência equivalente que representa a carga que será aplicada no conversor, obtida através dos níveis de potência e corrente exigidas pelo motor:

$$R = \frac{P_o}{I_o^2} = 0,5053 \Omega. \quad (3.2)$$

As equações para o cálculo da indutância e da capacitância estão deduzidas em (BARBI; MAR-TINS, 2008) e são dadas por:

$$L = \frac{DV_{in}}{f_s \Delta i_L} = 5,614 \mu H, \quad (3.3)$$

$$C = \frac{DI_o}{f_s \Delta V_o} = 527,8 \mu F. \quad (3.4)$$

3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Este trabalho utiliza o modo de condução contínua (CCM), onde a corrente do indutor nunca chega à zero, fato este que define o modo de condução. Foi escolhido o conversor operar em CCM, pois caso o conversor opere em condução descontínua, onde a corrente no indutor

pode assumir valor zero, existirá uma etapa indesejável onde não haverá armazenamento nem transferência de energia para a carga.

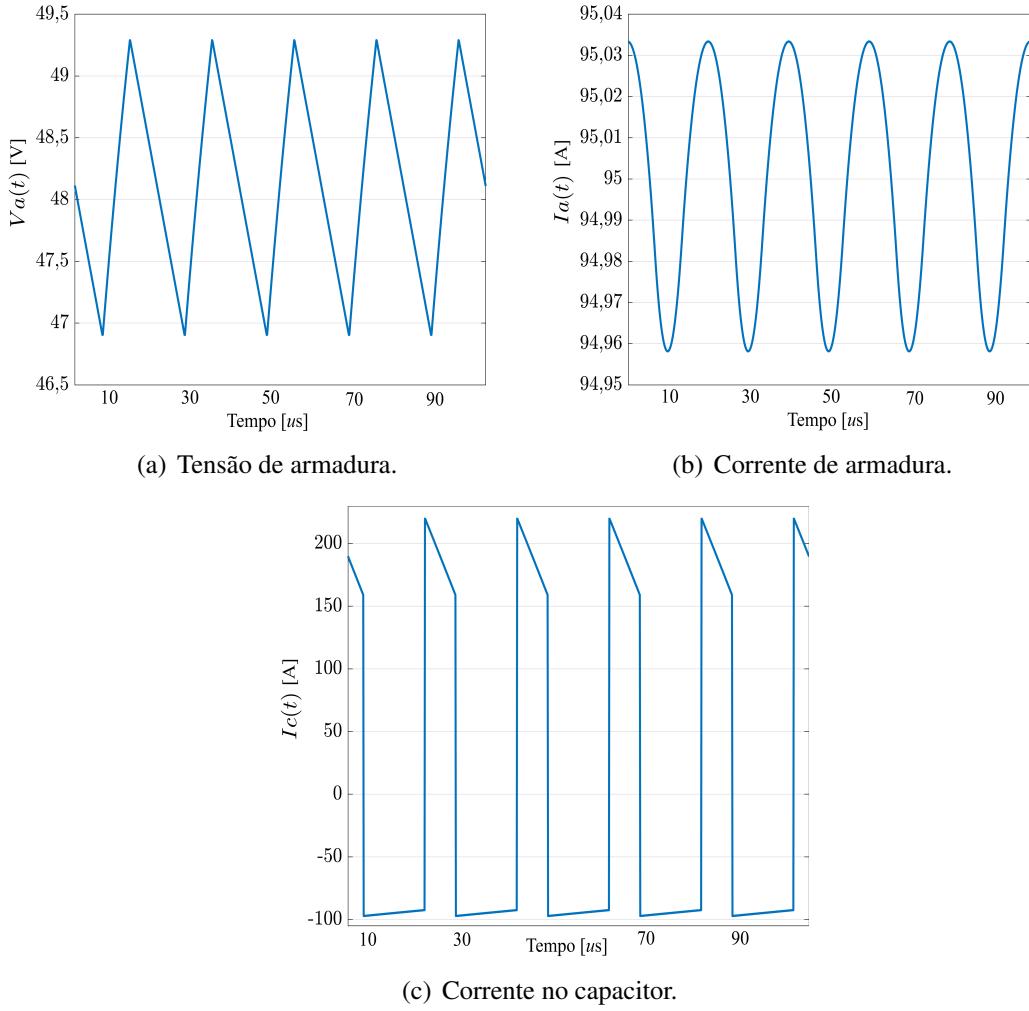
- **Primeira etapa de operação:** Nesta etapa a chave S_{w1} , ilustrada no circuito da Figura 3.2 é comandada à conduzir e a energia é armazenada no indutor, o qual recebe o potencial da tensão de entrada $V_{in} = 24V$ durante o intervalo de tempo DT_s . A corrente no indutor cresce linearmente a partir de um valor mínimo até atingir o valor de pico. Esses valores de máximos e mínimos são parâmetros de projeto, e estão relacionados com a ondulação de corrente no indutor. Em regime permanente o capacitor encontra-se carregado e fornece energia para a carga, com valor de corrente igual à corrente na carga.
- **Segunda etapa de operação:** Como as chaves atuam de forma complementar, nesta etapa S_{w1} estará bloqueada e S_{w2} conduzindo, ocorrendo assim a transferência de energia para a carga. O indutor recebe o potencial da tensão de saída $-V_o = -48V$ durante o intervalo de tempo $(1 - D)T_s$, e a corrente decresce linearmente do valor de pico até o valor mínimo (é zero em condução descontínua). Através da análise nodal, a corrente no capacitor pode ser dada pela diferença entre a corrente no indutor e a corrente de saída.

Para ilustrar as etapas de operação são apresentadas as formas de onda do conversor nas Figuras 3.4, 3.5 e 3.6 na condição nominal, conforme a Tabela 3.1.

Na Figura 3.4(a) tem-se a tensão de armadura aplicada no motor, proveniente da saída do conversor, apresentando um valor mínimo de 46,9 V e máximo de 49,3 V, ou seja, uma ondulação total de 2,4 V que representa 5% de V_o , e portanto, está de acordo com o desejado no projeto. Em 3.4(b) tem-se a corrente de armadura do motor apresentando ondulações devido a indutância de armadura.

Por fim, em 3.4(c), é apresentada a corrente no capacitor de saída, que na primeira etapa de operação é numericamente igual à corrente de armadura do motor, mas em sentido oposto (negativo), e quando se torna positiva, na segunda etapa, tem seu valor determinado pela diferença das correntes do indutor e do motor.

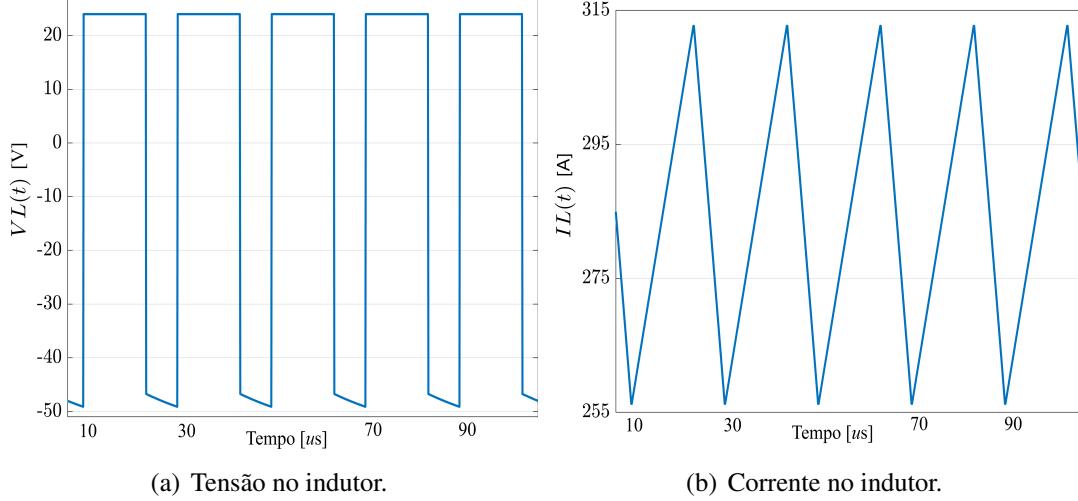
Figura 3.4 – Tensão e correntes de armadura e do capacitor



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.5(a) pode-se notar que a tensão no indutor recebe o potencial da tensão de entrada de 24 V na primeira etapa de operação, e a tensão de saída de -48 V na segunda etapa, conforme foram explicadas anteriormente. A corrente no indutor apresenta um valor máximo próximo de 315 A, mínimo de 255 A, e uma ondulação total de 60 A, que representa 20% de I_L , conforme projetado.

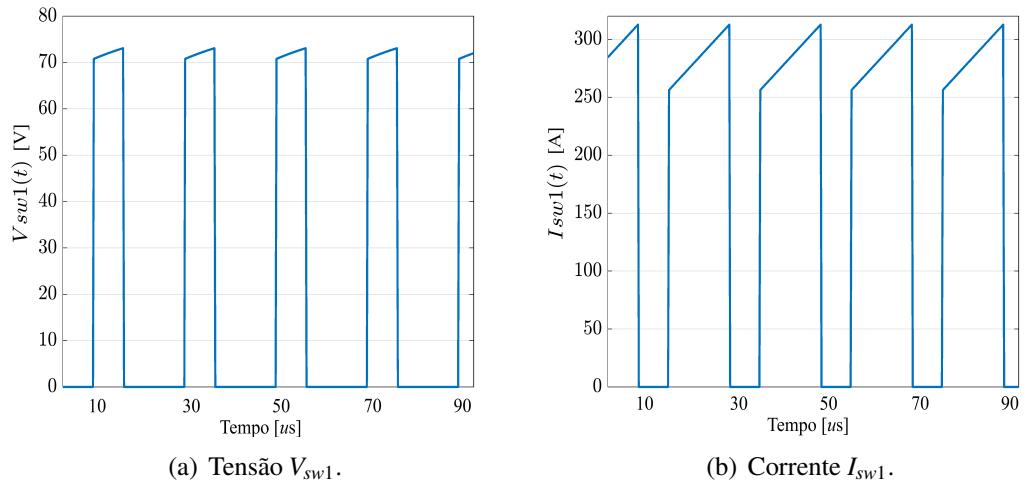
Figura 3.5 – Tensão e corrente no indutor



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.6 são apresentadas as formas de onda de corrente e tensão no interruptor S_{w1} . Percebe-se que quando o conversor está acumulando energia, a corrente em S_{w1} é a mesma que circula pelo indutor e a tensão é nula. Na segunda etapa no momento da transferência de energia, a corrente no interruptor vai à zero e a tensão em seus terminais é a soma das tensões de entrada e de saída do conversor.

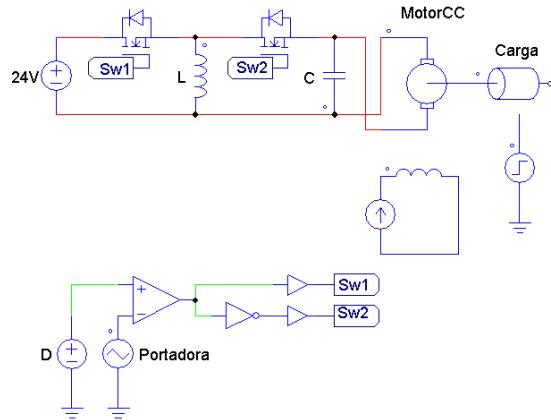
Figura 3.6 – Tensão e corrente na chave S_{w1}



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.7 está mostrado o esquemático utilizado para a simulação do sistema conversor-motor, com carga no eixo e em malha aberta.

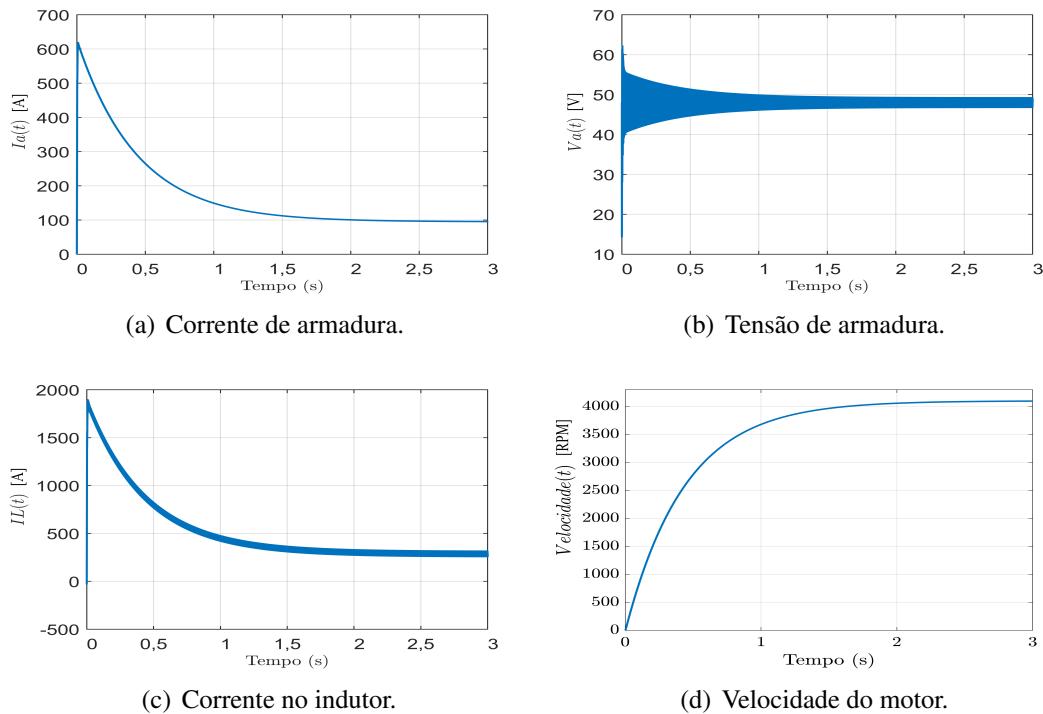
Figura 3.7 – Circuito de simulação do conversor Buck-Boost acionando o motor CC, em malha aberta



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.8 são mostrados os resultados obtidos na simulação. As variáveis levam em torno de 2,5 s para atingir seus valores nominais em regime permanente. Pode-se notar as elevadas amplitudes no transitório, em relação à nominal, das corrente na armadura e no indutor, o que pode ser destrutivo e também levar a um superdimensionamento de componentes para suportar esses níveis de corrente, por isso, há a necessidade de uma estratégia de controle.

Figura 3.8 – Resposta das variáveis elétricas no conversor e no motor em malha aberta



Fonte: Próprio autor.

3.3 MODELAGEM DO CONVERSOR BUCK-BOOST

Para determinar as funções de transferência do conversor, é feita a modelagem do conversor Buck-Boost no modo de condução contínua (CCM) através da linearização de pequenos sinais. Para esta modelagem, foram adotados procedimentos de acordo com (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2005).

As equações que regem o comportamento da tensão no indutor e corrente no capacitor são dadas por:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}, \quad (3.5)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}. \quad (3.6)$$

Conforme exposto no capítulo anterior, na primeira etapa de operação tem-se:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in}, \quad (3.7)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{V_o(t)}{R}. \quad (3.8)$$

Na segunda etapa de operação:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_o(t), \quad (3.9)$$

$$i_L(t) = i_C(t) + i_R(t), \quad (3.10)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R}. \quad (3.11)$$

O calculo do ganho estático pode ser obtido através da tensão media no indutor, que é nula em regime permanente:

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt, \quad (3.12)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} V_{in} dt + \int_{DT_s}^{T_s} -V_o dt \right], \quad (3.13)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} [V_{in}DT_s - V_oT_s + V_oDT_s] = 0, \quad (3.14)$$

$$V_{in}D - V_o(1 - D) = 0, \quad (3.15)$$

$$G_e = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D}. \quad (3.16)$$

Tensão média instantânea no indutor:

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt, \quad (3.17)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} \langle -V_o(t) \rangle_{T_s} dt, \quad (3.18)$$

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} D(t) - \langle V_o(t) \rangle_{T_s} [1 - D(t)]. \quad (3.19)$$

Corrente média instantânea no capacitor:

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_C(t) dt, \quad (3.20)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left\langle \frac{-V_o(t)}{R} \right\rangle_{T_s} dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} \left\langle i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \right\rangle_{T_s} dt, \quad (3.21)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = \left\langle \frac{-V_o(t)}{R} \right\rangle_{T_s} D(t) + \left\langle i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \right\rangle_{T_s} [1 - D(t)], \quad (3.22)$$

$$\langle i_C(t) \rangle_{T_s} = \left\langle \frac{-V_o(t)}{R} \right\rangle_{T_s} + \langle i_L(t) \rangle_{T_s} [1 - D(t)]. \quad (3.23)$$

Para obter o modelo de pequenos sinais aplica-se perturbações na tensão de entrada e na razão cíclica, e as equações ficam com um valor quiescente mais uma perturbação:

$$\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} = V_{in} + \hat{v}_{in}(t), \quad (3.24)$$

$$\langle D(t) \rangle_{T_s} = D + \hat{D}(t). \quad (3.25)$$

A consequência dessas perturbações é um transitorio gerado na corrente do indutor, na tensão de saída e na corrente de entrada. A corrente de entrada foi suprimida desta análise, devido ao fato de não ser necessária para a determinação das funções de transferências que serão obtidas.

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_L + \hat{i}_L(t), \quad (3.26)$$

$$\langle V_o(t) \rangle_{T_s} = V_o + \hat{v}_o(t). \quad (3.27)$$

Como é uma linearização em torno de um ponto de operação, o valor quiescente é muito maior que a perturbação. Logo,

$$|\hat{i}_L(t)| \ll |I_L|, \quad (3.28)$$

$$|\hat{v}_o(t)| \ll |V_o|, \quad (3.29)$$

$$|\hat{v}_{in}(t)| \ll |V_{in}|, \quad (3.30)$$

$$|\hat{D}(t)| \ll |D|. \quad (3.31)$$

Linearizando a Equação (3.19):

$$\langle v_L(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} D(t) - \langle V_o(t) \rangle_{T_s} [1 - D(t)] = L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt}, \quad (3.32)$$

$$L \left[\frac{I_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \right] = [V_{in} + \hat{v}_{in}(t)][D + \hat{D}(t)] - [V_o + \hat{v}_o(t)][1 - (D + \hat{D}(t))]. \quad (3.33)$$

Manipulando algebraicamente a Equação (3.33) obtém-se o termo CC

$$V_{in}D - V_o(1 - D), \quad (3.34)$$

os termos lineares de primeira ordem

$$\hat{D}(t)[V_{in} + V_o] + \hat{v}_o(t)[D - 1] + \hat{v}_{in}(t)D, \quad (3.35)$$

e os termos não lineares de segunda ordem

$$\hat{D}(t)[\hat{v}_{in}(t) + \hat{v}_o(t)]. \quad (3.36)$$

Para a modelagem de pequenos sinais são utilizados os termos de primeira ordem, uma vez que os de segunda ordem podem ser desprezados por serem muito pequenos. Como a derivada do valor quiescente é zero, a partir da Equação (3.33) pode-se escrever:

$$L \left[\frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \right] = \hat{D}(t)[V_{in} + V_o] + \hat{v}_o(t)[D - 1] + \hat{v}_{in}(t)D, \quad (3.37)$$

e adotando os mesmos procedimentos para a Equação (3.23), obtém-se:

$$C \left[\frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \right] = D' \hat{i}_L(t) - \hat{D}(t)I_L - \frac{\hat{v}_o(t)}{R}. \quad (3.38)$$

Aplicando a Transformada de Laplace nas Equações (3.37) e (3.38), e definindo a razão cíclica complementar como $D' = 1 - D$, obtém-se

$$s.L.i_L(s) = D(s)(V_{in} + V_o) + v_o(s)(D - 1) + v_{in}(s)D, \quad (3.39)$$

$$s.C.v_c(s) = s.C.v_o(s) = D'i_L(s) - D(s)I_L - \frac{v_o(s)}{R}. \quad (3.40)$$

Dessa forma, é possível determinar no domínio da frequência no plano s, a função de transferência da corrente no indutor em função da razão cíclica. Aplicando o princípio da superposição fazendo $v_{in}(s) = 0$, isolando $v_o(s)$ na Equação (3.40) e substituindo na Equação (3.39):

$$G_{id}(s) = \frac{i_L(s)}{D(s)} = \frac{(sC + \frac{1}{R})(V_{in} + V_o) + D'I_L}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + D'^2}. \quad (3.41)$$

Por fim, a planta da tensão de saída em função da corrente no indutor é dada por:

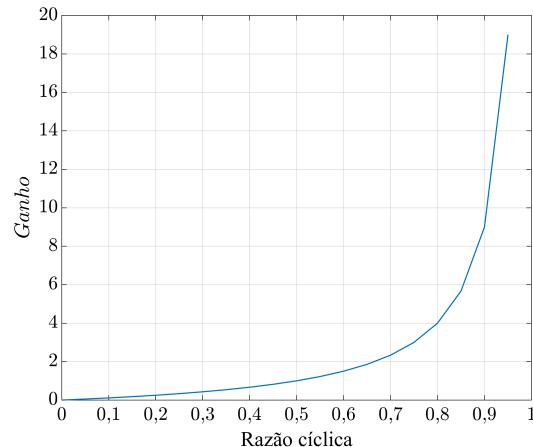
$$G_{vi}(s) = \frac{v_o(s)}{i_L(s)} = \frac{D'(V_{in} + V_o) - LI_Ls}{(sC + \frac{1}{R})(V_{in} + V_o) + D'I_L}. \quad (3.42)$$

É importante notar que a planta $G_{vi}(s)$ apresenta um zero no semi-plano direito que pode levar o sistema à instabilidade, característica de sistemas de fase não-mínima.

Essa linearização não permite aplicar um degrau muito grande de razão cíclica. Conforme o

gráfico do ganho estático, para valores até 0,5 a curva se assemelha a uma reta, e o modelo estará representado com maior fidelidade.

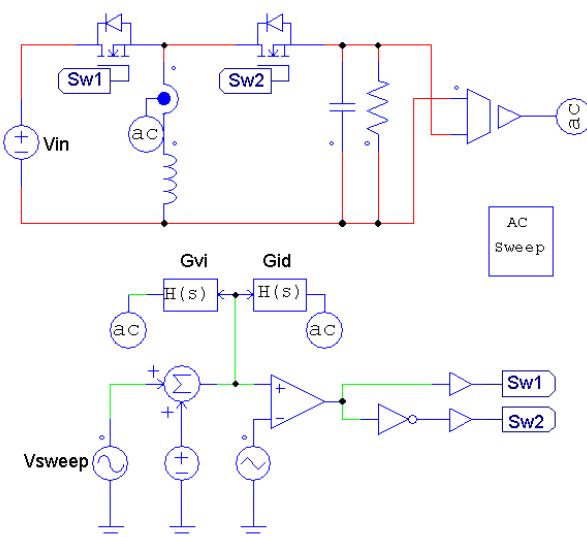
Figura 3.9 – Módulo do ganho do conversor Buck-Boost em função da razão cíclica



Fonte: Próprio autor.

Para validar os modelos das plantas foi feita a análise AC, que calcula a resposta de pequenos sinais considerando o circuito linear em relação ao seu ponto de operação. O Software PSIM®, dispõe da ferramenta AC Sweep que permite essa análise. O esquemático utilizado na simulação é dado na Figura 3.10, onde os blocos $H(s)$ representam as funções de transferência dos modelos obtidos:

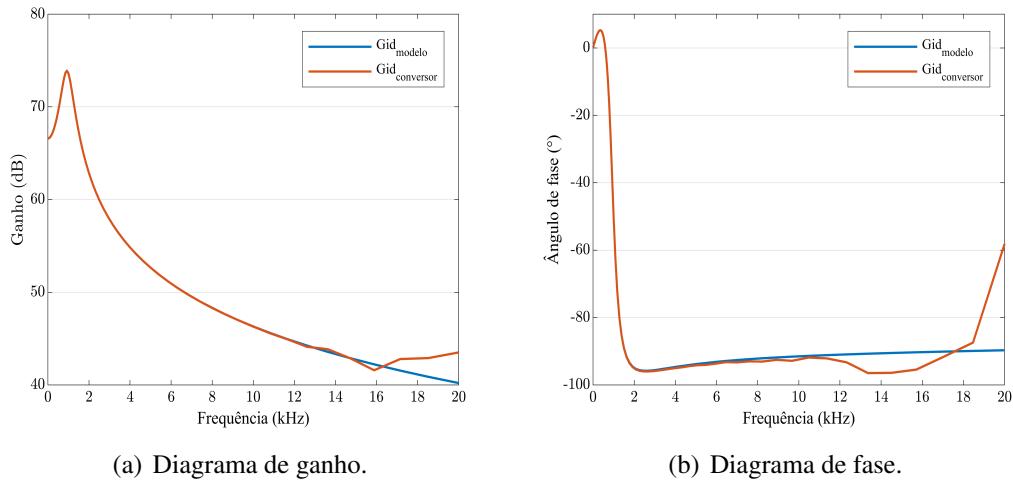
Figura 3.10 – Circuito de simulação AC Sweep do conversor Buck-Boost



Fonte: Próprio autor.

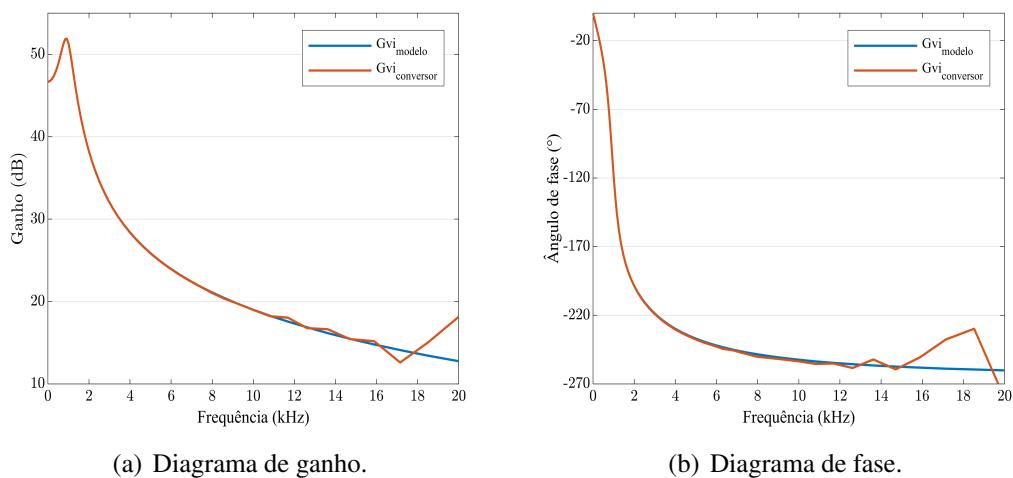
A seguir são apresentadas as respostas em frequência dos modelos obtidos, juntamente com a resposta do conversor:

Figura 3.11 – Resposta em frequência da planta da corrente em função da razão cíclica $G_{id}(s)$



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.12 – Resposta em frequência da planta da tensão em função da corrente $G_{vi}(s)$



Fonte: Próprio autor.

Verifica-se o mesmo comportamento para o conversor e o modelo representado pela função de transferência, portanto os modelos estão validados. A partir de aproximadamente 12 kHz, a resposta em frequência do conversor começa a apresentar distorção, que pode ter sido causada pelo fato das curvas estarem se aproximando da frequência de chaveamento de 50 kHz.

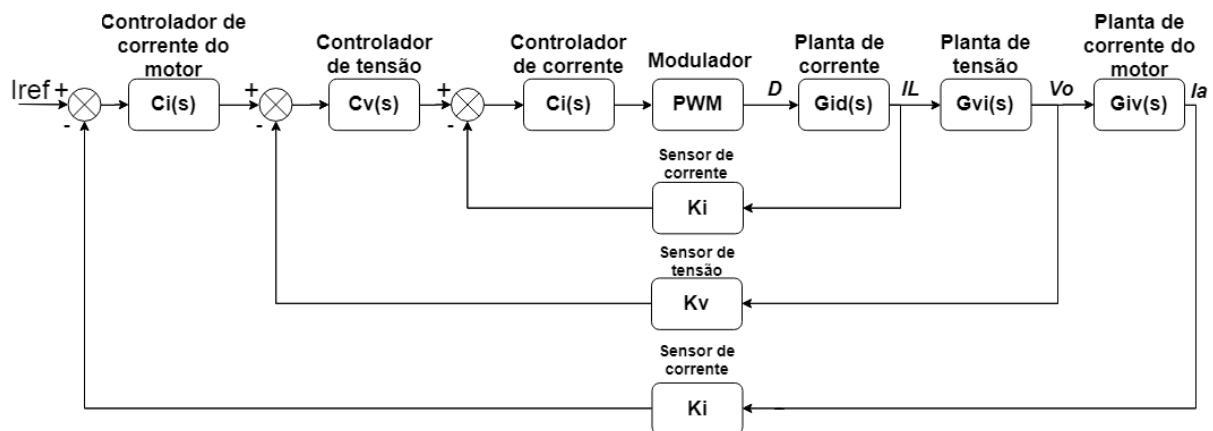
3.4 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

O conversor Buck-Boost é classificado como um sistema de fase não mínima pois contém um zero no semi-plano direito, que contribui com atraso de fase e se comporta como um polo no diagrama de fase. Devido a esse fato, é mais fácil ter um sistema estável e com resposta adequada fazer uso de dois controladores, um de corrente e outro de tensão. Essa estratégia de controle é conhecida como controle em cascata, onde a malha interna deve ser mais rápida, cerca de 10 vezes, do que a malha externa.

Nesse estudo a malha interna é para o controle da corrente no indutor do conversor, e a externa para o controle da tensão aplicada na armadura do motor CC, havendo ainda uma malha externa para o controle da corrente de armadura do motor, que deve ser ainda mais lenta que as malhas de corrente e tensão do conversor.

A Figura 3.13 ilustra em diagrama de blocos o controle em cascata, com os atuadores e as plantas no domínio da frequência:

Figura 3.13 – Diagrama de blocos do controle em cascata



Fonte: Próprio autor.

Para uma melhor compreensão, o diagrama de blocos pode ser dividido em três etapas:

- (I) O primeiro somador à esquerda recebe a referência de corrente do motor e subtrai da corrente medida proveniente do sensor de corrente, gerando o sinal de erro que será aplicado no controlador de corrente. A saída desse controlador gera a referência de tensão para a próxima malha.
- (II) De forma análoga, o segundo somador vai fazer a diferença entre a tensão de referência e o valor medido proveniente do sensor de tensão, gerando assim uma corrente de referência em sua saída.

- (III) A malha interna de corrente recebe a referência de corrente proveniente do controlador de tensão, e faz a diferença entre esse valor e a corrente medida. O sinal de erro é aplicado no controlador, que gera em sua saída um sinal de razão cíclica, alterando assim o tempo de condução das chaves conforme a ação de controle.

3.4.1 Projeto de controle no domínio do tempo contínuo

Utilizando o software Matlab®, e a sua ferramenta Control System Designer, foi possível projetar os controladores a partir das funções de transferências obtidas anteriormente.

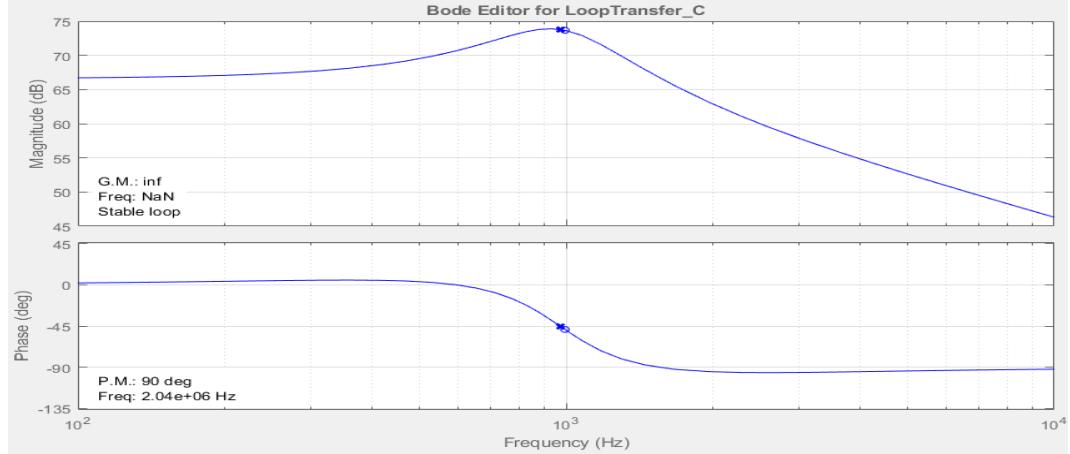
3.4.1.1 Controle da corrente no indutor

Na Figura 3.14(a) é apresentada a planta $G_{id}(s)$ em malha aberta, a qual tem um polo e um zero próximos de 1kHz . A planta é naturalmente estável, no entanto tem uma resposta extremamente rápida, com uma frequência de cruzamento por zero em 2MHz , que vai contra o requisito de ter essa frequência no máximo uma década abaixo da frequência de comutação de 50 kHz . A fim de corrigir esse efeito foi alocado um polo na origem para garantir alto ganho em baixas frequências, um zero na mesma posição do polo da planta (975 Hz) para a curva de ganho ficar próxima de uma reta com inclinação de -45° . Também foi inserido um polo em 10 kHz para obter um maior decaimento em altas frequências e consequentemente maior atenuação. O controlador projetado foi do tipo proporcional integral mais um polo, assim foi possível obter $MF = 47,7^\circ$ e $f_c = 1,72\text{ kHz}$, cumprindo os requisitos de controle, conforme a Equação (3.43),

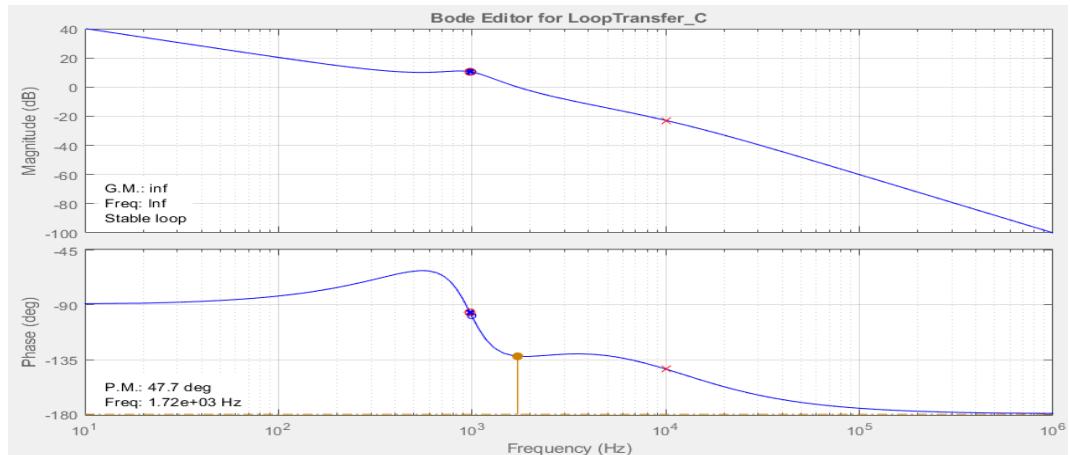
$$C_{id}(s) = \frac{30,78(s + 6124)}{s(s + 6,283 \times 10^4)}. \quad (3.43)$$

A resposta do sistema em malha aberta, e controlado após a alocação de polos e zeros, é apresentada na Figura 3.14.

Figura 3.14 – Resposta em frequência de $G_{id}(s)$: (a) em malha aberta, e (b) controlado



(a) Sistema não controlado.



(b) Sistema controlado.

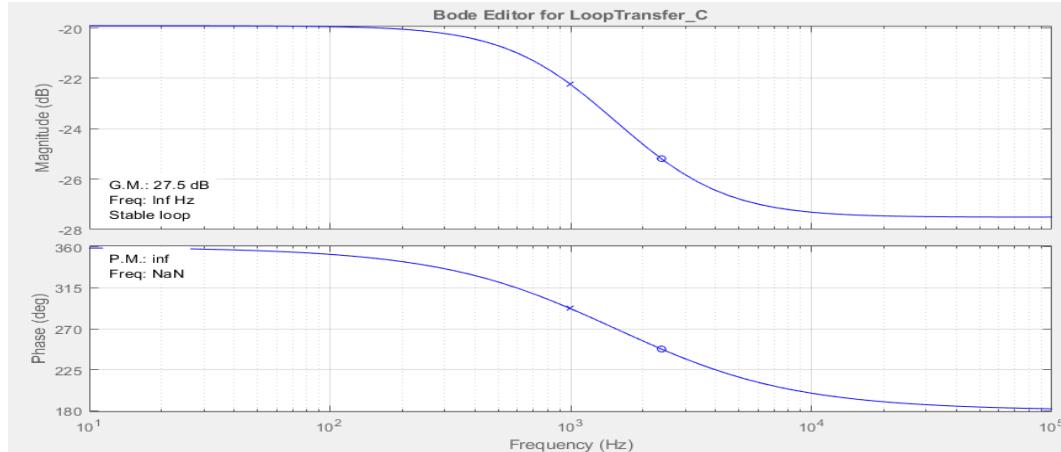
Fonte: Próprio autor.

3.4.1.2 Controle da tensão de saída

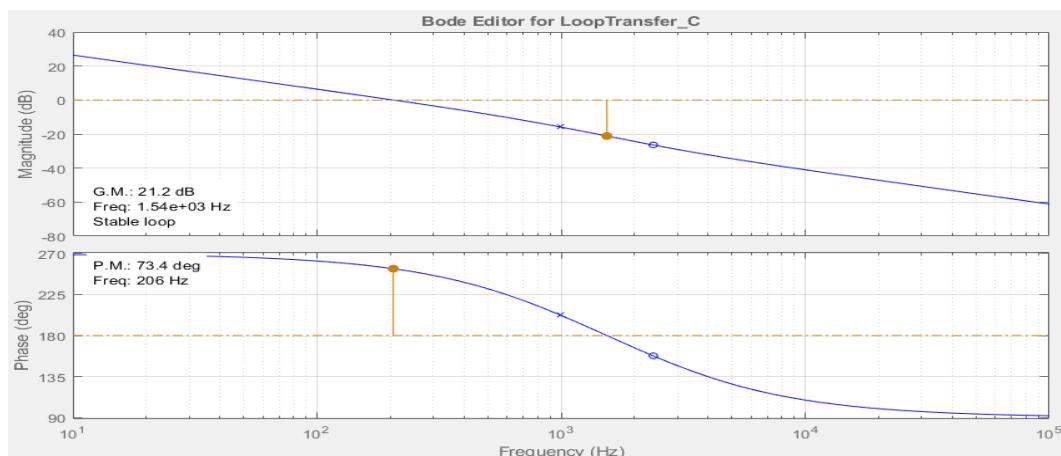
A planta $G_{vi}(s)$ em malha aberta é apresentada na Figura 3.15(a), e assim como no caso anterior, também é naturalmente estável mas com um ganho negativo desde baixas frequências. Para o seu controle, foi inserido um polo na origem e com o ajuste de ganho foi possível obter MG=21,2 dB, MF = 73,4°, $f_c = 206\text{Hz}$ e uma curva de ganho que se assemelha a uma reta com inclinação de -20 dB, conforme exposto na Figura 3.15(b). Isso garantiu uma resposta cerca de 10 vezes mais lenta que o controle de corrente anterior, somente usando uma ação de controle do tipo integral, dada pela Equação (3.44):

$$C_{vi}(s) = \frac{13000}{s}. \quad (3.44)$$

Figura 3.15 – Resposta em frequência de $G_{vi}(s)$: (a) em malha aberta, e (b) controlado



(a) Sistema não controlado.



(b) Sistema controlado.

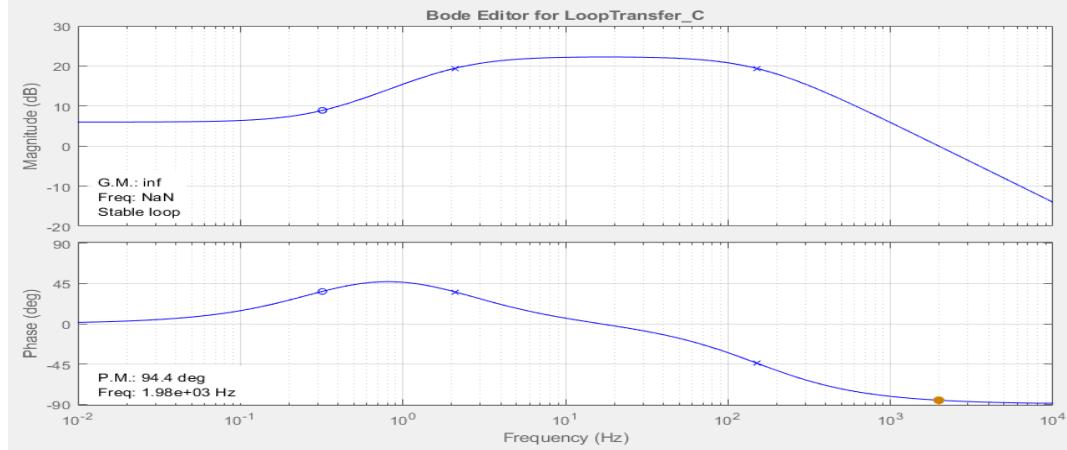
Fonte: Próprio autor.

3.4.1.3 Controle da corrente de armadura do motor

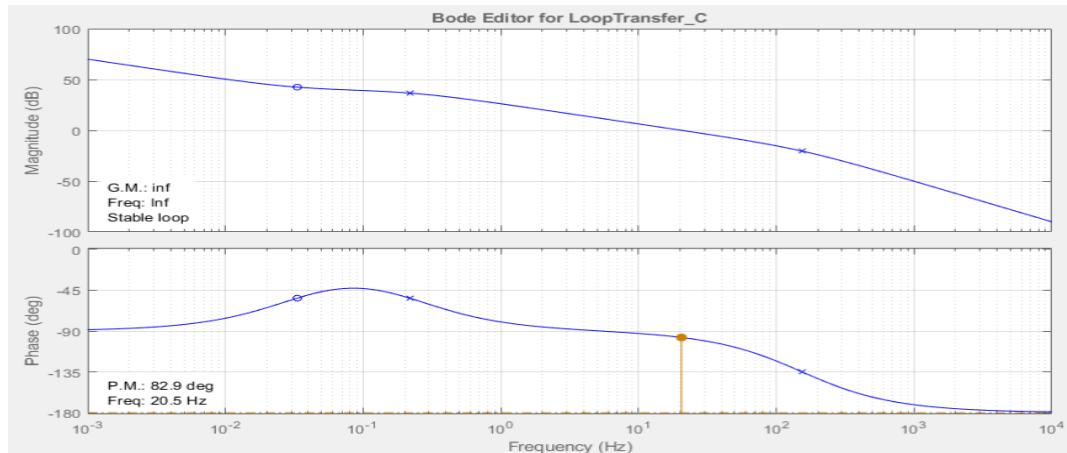
Análogo aos casos anteriores, a planta $G_{iv}(s)$ também é naturalmente estável, mas com uma resposta muito rápida e margem de fase acima da definida nos requisitos de projeto. Para garantir uma resposta ainda mais lenta foi inserido um polo na origem e um ajuste de ganho, obtendo $MF = 82,9^\circ$ e $f_c = 20,5\text{Hz}$, resultando em uma ação de controle do tipo integral:

$$C_{iv}(s) = \frac{10}{s}. \quad (3.45)$$

Figura 3.16 – Resposta em frequência de $G_{iv}(s)$: (a) em malha aberta, e (b) controlado



(a) Sistema não controlado.



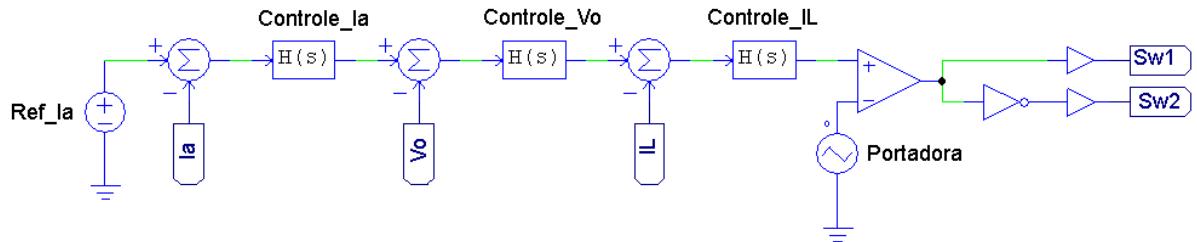
(b) Sistema controlado.

Fonte: Próprio autor.

3.4.2 Simulações no domínio do tempo contínuo

Para verificar o funcionamento dos controladores no tempo contínuo, foram utilizadas as funções de transferência dos controladores obtidos, conforme a Figura 3.17. Os ganhos dos sensores de tensão e corrente foram considerados unitários, e o circuito de potência operando um motor como carga é o mesmo exposto na Figura 3.7. Para demonstrar o funcionamento do sistema controlado foi aplicado um degrau de perturbação na tensão de entrada em $t = 5,4\text{s}$, com retorno à condição nominal em $t = 5,6\text{s}$.

Figura 3.17 – Circuito de controle do conversor Buck-Boost no tempo contínuo

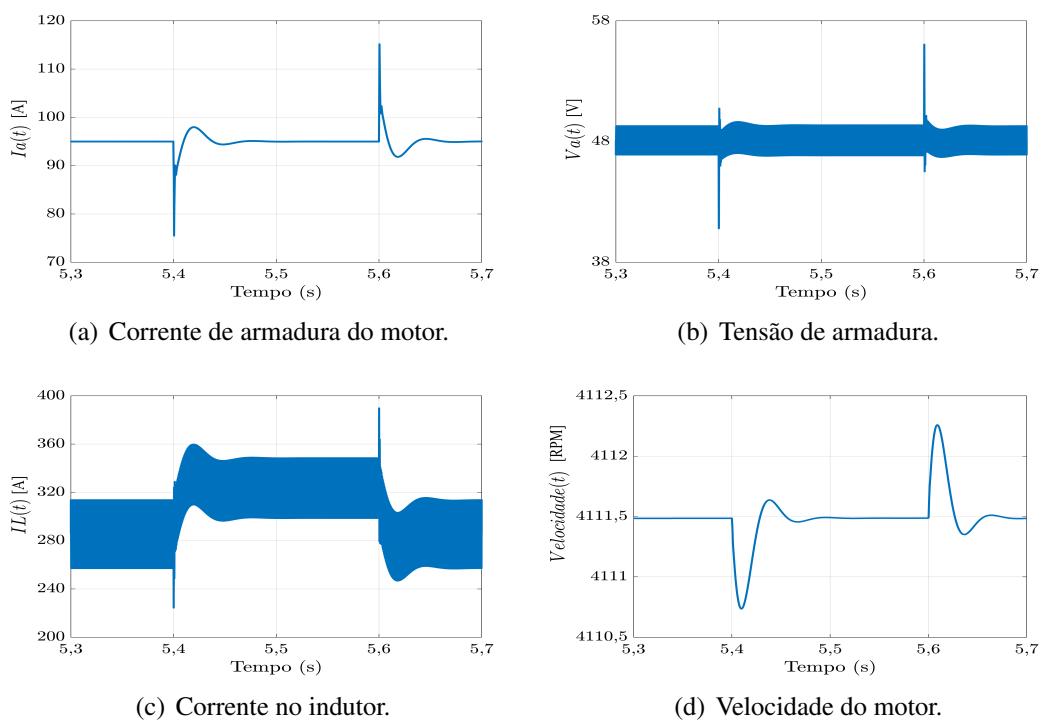


Fonte: Próprio autor.

- Degrau de - 4 V e + 4 V na tensão de entrada:

Nesse teste o objetivo é simular uma variação na tensão de entrada do conversor e como as variáveis controladas reagem à isso quando V_{in} cai para 20 V e posteriormente retorna à 24 V. Na Figura 3.18 são apresentadas as respostas das variáveis controladas, juntamente com a velocidade do motor, onde nota-se que as mesmas responderam adequadamente ao degrau, apresentando oscilação transitória dentro de limites adequados. Note também, que a corrente no indutor, apresentada em 3.18(c), eleva-se à um valor médio próximo de 320 A, transferindo mais energia por período a fim de compensar a redução de tensão em V_{in} .

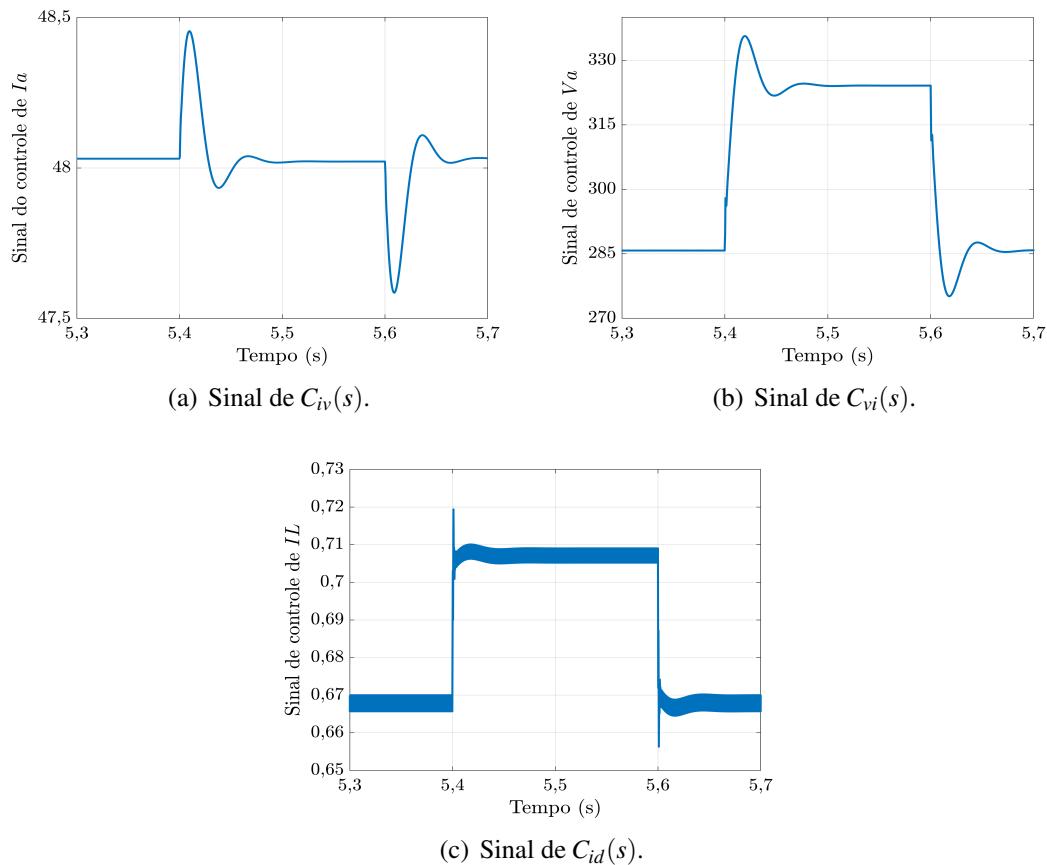
Figura 3.18 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de - 4 V e + 4 V em V_{in}



Fonte: Próprio autor.

A resposta dos controladores é exposta na Figura 3.19. Em 3.19(a), o controle da corrente de armadura do motor gera, em sua saída, um sinal de referência de tensão de 48 V. Em 3.19(b) o controlador de tensão tem como saída a referência de corrente de 285 A para o indutor, onde eleva-se para próximo de 320 A após o degrau. Em 3.19(c), por sua vez, o controle da corrente do indutor gera um sinal de razão cíclica de 0,667 e 0,71 após o degrau, que define o tempo de condução e bloqueio das chaves S_{w1} e S_{w2} do circuito de potência, alterando assim a transferência de energia da bateria para o motor:

Figura 3.19 – Resposta dos controladores de tensão e corrente ao degrau de $\pm 4V$ em V_{in}



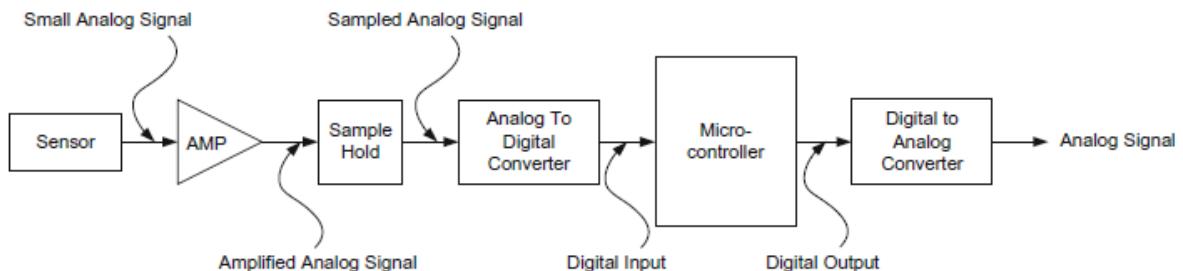
Fonte: Próprio autor.

3.4.3 Projeto de controle no domínio do tempo discreto

Para a implementação do controle digital, é necessária uma conversão do tempo contínuo para o tempo discreto. O diagrama de blocos da Figura 3.20 expõe o processo necessário para esta configuração, e pode ser dividido em 5 etapas:

1. Após o sensor, a variável contínua é inserida num bloco proporcional, o qual faz um condicionamento do sinal medido a fim de manter a sua amplitude limitada normalmente em no máximo 3 V, sendo essa limitação imposta pelo dispositivo digital.
2. Uma vez tendo a variável dentro dos limites aceitáveis, esta é amostrada através de um retentor, com o objetivo de manter a amplitude constante entre duas amostras.
3. Então esse sinal amostrado é inserido no conversor A/D, onde é possível fazer um ajuste de ganho para retornar o sinal para sua amplitude real, porém já digitalizada.
4. No bloco do microcontrolador é realizada a ação de controle através de código.
5. Por fim, o sinal passa por um conversor D/A retornando ao domínio do tempo contínuo discreto (PWM), e é enviado para os elementos interruptores alterando o tempo de condução conforme a ação de controle.

Figura 3.20 – Diagrama de blocos do controle digital



Fonte: (BINDAL, 2017).

3.4.4 Discretização dos controladores

A discretização foi feita utilizando o método de Tustin com frequência de amostragem de 50 kHz.

- Discretização de $C_{iv}(s)$

O controlador do tipo integral projetado no domínio da frequência, agora é dado pela Equação (3.46) no domínio do tempo discreto:

$$C_{iv}(z) = k_1 \frac{T_a}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}. \quad (3.46)$$

As constantes determinadas foram $k_1 = 10$ e $T_a = 20\text{ }\mu\text{s}$, e o controlador é dado por

$$C_{iv}(z) = 100 \times 10^{-6} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right). \quad (3.47)$$

- Discretização de $C_{vi}(s)$

De forma análoga ao caso anterior, com $k_1 = 13000$ o controlador é determinado como segue:

$$C_{vi}(z) = 130 \times 10^{-3} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right). \quad (3.48)$$

- Discretização de $C_{id}(s)$

Esse controlador é do tipo PI mais polo, e seu formato é dado pela equação

$$C_{id}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}. \quad (3.49)$$

As constantes são apresentadas na Tabela 3.2:

Tabela 3.2 – Coeficientes de $C_{id}(z)$

Parâmetro	Valor
a_1	-1,522
a_2	0,5219
b_0	$120,7 \times 10^{-6}$
b_1	$7,172 \times 10^{-6}$
b_2	$-113,5 \times 10^{-6}$

Fonte: Próprio autor.

$$C_{id}(z) = \frac{120,7 \times 10^{-6} + 7,172 \times 10^{-6} z^{-1} - 113,5 \times 10^{-6} z^{-2}}{1 - 1,522 z^{-1} + 0,5219 z^{-2}}. \quad (3.50)$$

3.4.5 Equações à diferenças

Uma vez que os controladores estão discretizados, é necessário escrevê-los na forma de equação a diferenças para implementação do código no DSP. Na Equação (3.51) é representada a função de transferência dos controles no domínio z, sendo $e[n]$ a entrada representando o erro obtido entre a subtração da variável referência e a medida, e $u[n]$ a saída representando a ação de controle.

$$c[n] = \frac{u[n]}{e[n]}. \quad (3.51)$$

Assim, para $C_{iv}(z)$ e $C_{vi}(z)$ a ação de controle que será implementada em código é dada por

$$u[n] = k_1 \frac{T_a}{2} (e[n] + e[n-1]) + u[n-1], \quad (3.52)$$

e para $C_{id}(z)$,

$$u[n] = b_0 e[n] + b_1 e[n-1] + b_2 e[n-2] - a_1 u[n-1] - a_2 u[n-2]. \quad (3.53)$$

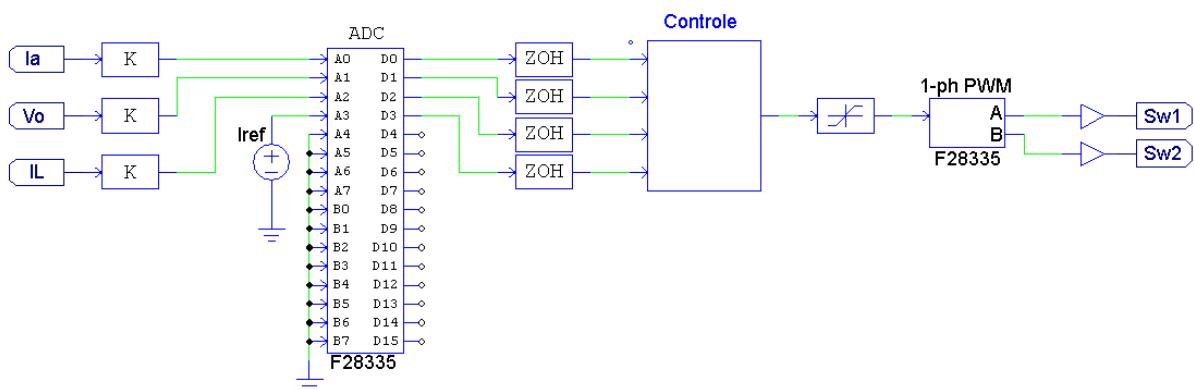
O código do controle em cascata desenvolvido encontra-se no Apêndice B.2.

3.4.6 Simulações no domínio do tempo discreto

Na Figura 3.21 é exposto o circuito de simulação utilizado no software PSIM®. Os blocos K foram utilizados para o condicionamento dos sinais; o bloco A/D para a conversão analógica-digital, e em sua saída há quatro retentores de ordem zero ZOH que estão conectados na entrada do bloco C onde está inserido o código da ação de controle.

Na saída do controlador há um limitador afim de manter o sinal de razão cíclica em níveis adequados, que é o sinal modulante que será comparado com a portadora triangular do bloco PWM do DSP, o qual gera um sinal de comando para as chaves Sw_1 e Sw_2 .

Figura 3.21 – Circuito de controle do conversor Buck-Boost usando DSP

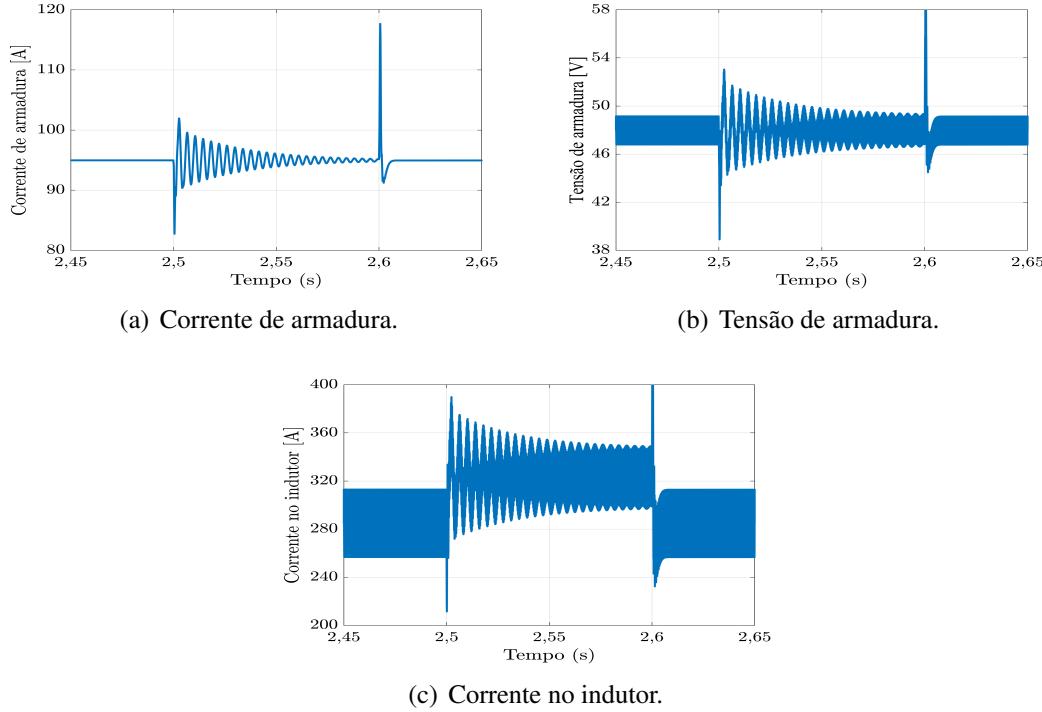


Fonte: Próprio autor.

- Degrau de -4 V e $+4\text{ V}$ na tensão de entrada:

Na Figura 3.22 são apresentadas as respostas das variáveis controladas ao degrau na tensão de entrada, aplicado em 2,5 s, com retorno à condição nominal em 2,6 s. A corrente e tensão de armadura permaneceram em seus valores nominais, enquanto que a corrente no indutor se eleva para próximo de 320 A, compensando a redução da tensão de entrada, visto que é desejado que a tensão de saída permaneça em 48 V. Note que o sistema apresenta oscilações, que podem ter sido causadas por limitações computacionais, ou também por atrasos que ocorrem no processo de amostragem, que é periódica e portanto não instantânea.

Figura 3.22 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de -4 V e +4 V em V_{in}



Fonte: Próprio autor.

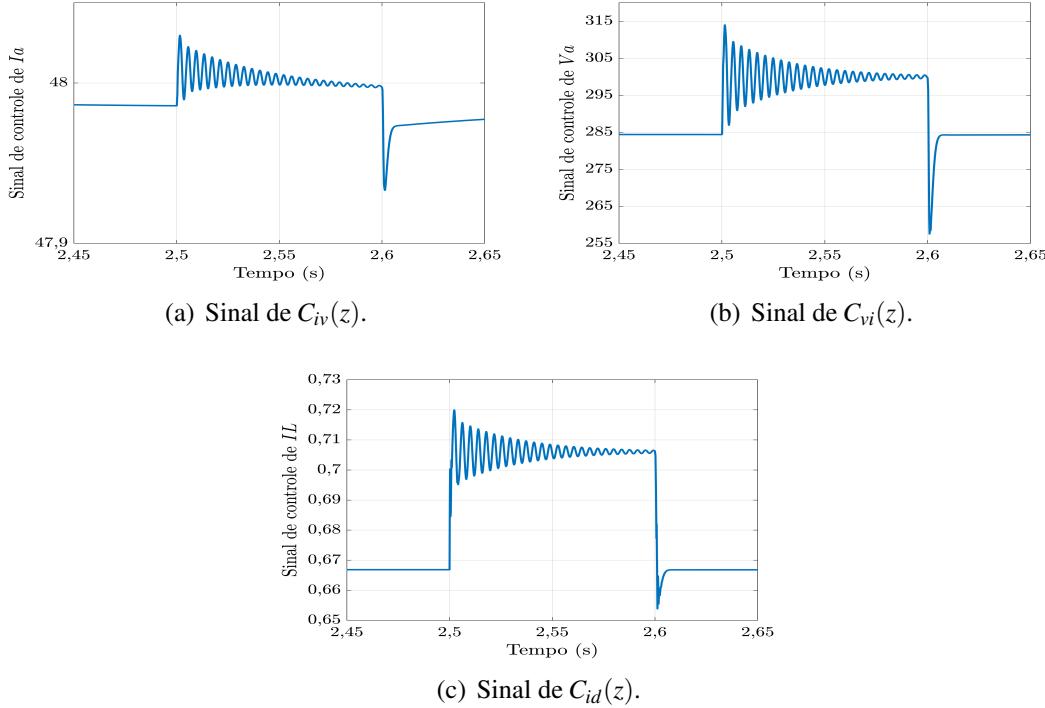
Tabela 3.3 – Valores das variáveis controladas antes e durante o degrau em V_{in}

Variável	$t < 2,5\text{ s}$	$2,5\text{ s} < t < 2,6\text{ s}$
I_a	95 A	95 A
V_a	48 V	48 V
I_L	285 A	320 A

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.23 são apresentadas as respostas dos controladores, que também ficaram oscilantes, mas responderam adequadamente ao degrau na tensão de entrada.

Figura 3.23 – Resposta dos controladores ao degrau de -4 V e +4 V em V_{in}



Fonte: Próprio autor.

Tabela 3.4 – Valores dos controladores antes e durante o degrau em V_{in}

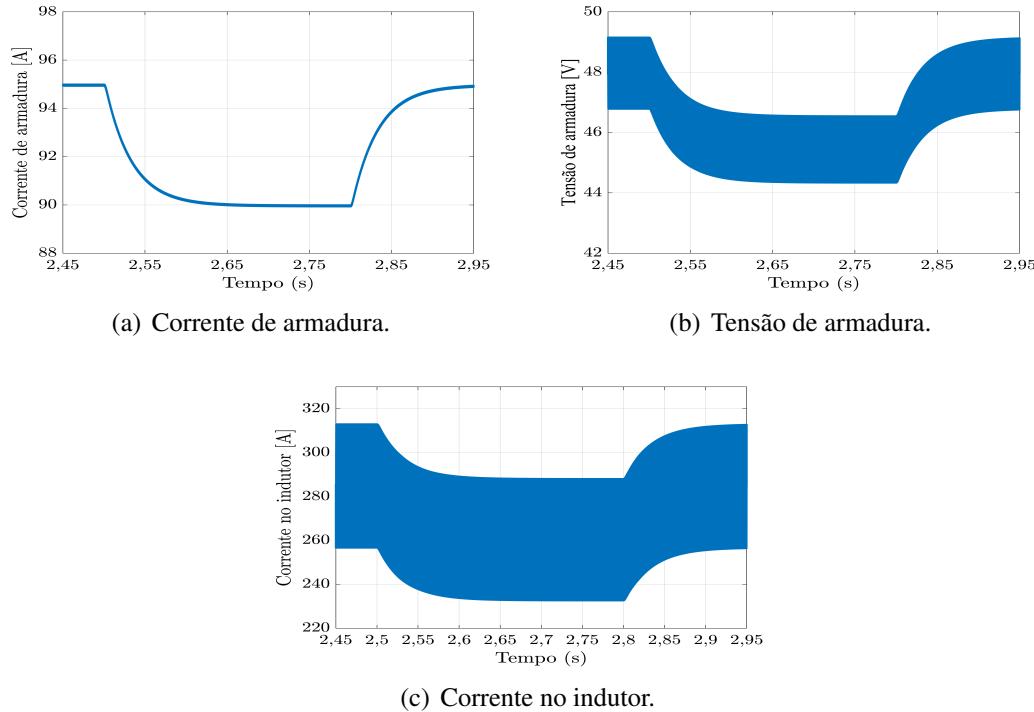
Variável	$t < 2,5s$	$2,5s < t < 2,6s$
C_{iv}	47,98	48
C_{vi}	285	300
C_{id}	0,667	0,707

Fonte: Próprio autor.

- Degrau de -5 A e +5 A na referência de corrente:

Essa simulação tem como objetivo demonstrar uma desaceleração no veículo, uma vez que a referência de corrente é proveniente da aceleração do Kart. Todas as variáveis, apresentadas na Figura 3.24, e os controladores na Figura 3.25, reduziram seus valores proporcionalmente, de acordo com o esperado na configuração em cascata.

Figura 3.24 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de -5 A e +5 A na referência de corrente



Fonte: Próprio autor.

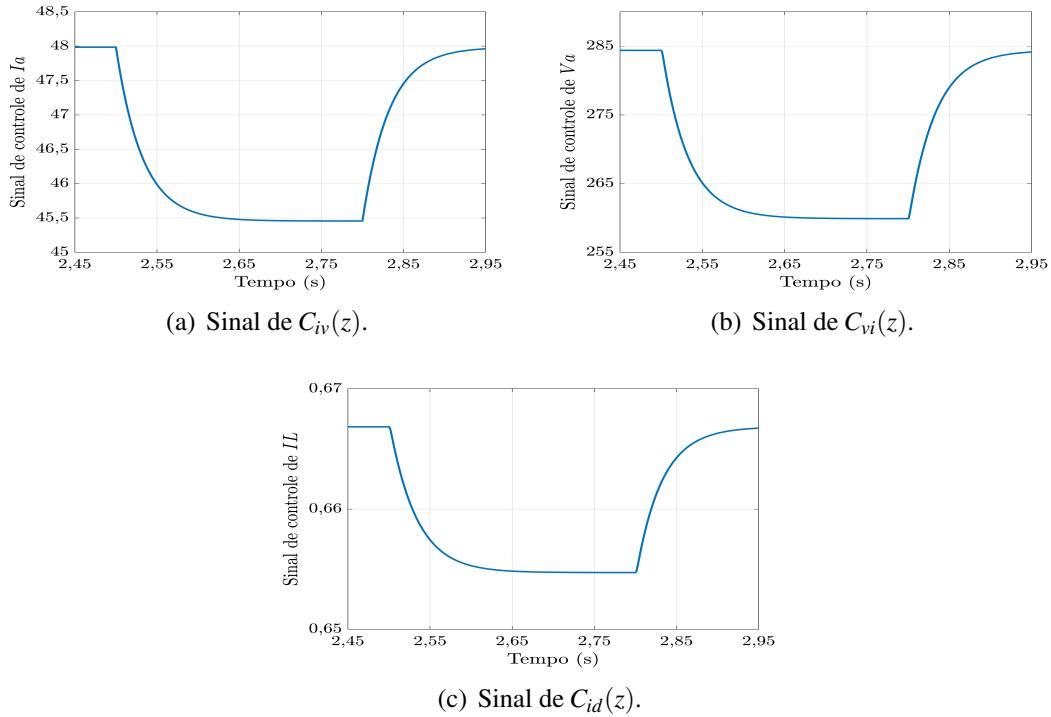
Tabela 3.5 – Valores das variáveis controladas antes e durante o degrau na referência de corrente

Variável	$t < 2,5\text{ s}$	$2,5\text{ s} < t < 2,6\text{ s}$
I_a	95 A	90 A
V_a	48 V	45,5 V
I_L	285 A	260 A

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.25 são mostradas as respostas dos controladores ao degrau de -5 A e +5 A na referência de corrente:

Figura 3.25 – Resposta dos controladores ao degrau de -5 A e +5 A na referência de corrente



Fonte: Próprio autor.

Os valores dos controladores antes e durante o degrau, são mostrados na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Valores dos controladores antes e durante o degrau na referência de corrente

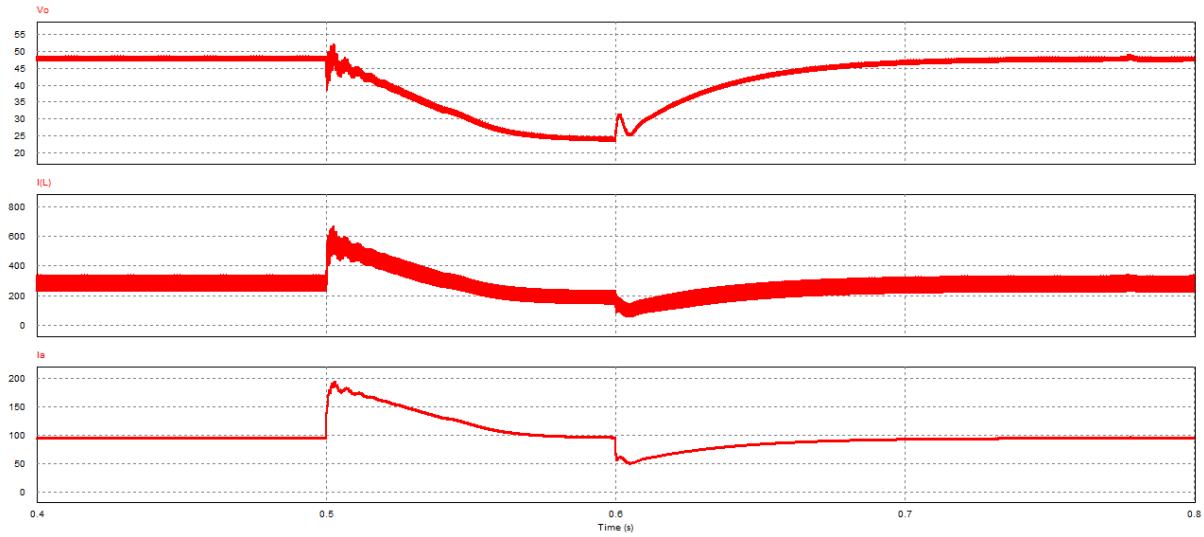
Variável	$t < 2,5\text{ s}$	$2,5\text{ s} < t < 2,6\text{ s}$
C_{iv}	48	45,5
C_{vi}	285	260
C_{id}	0,667	0,655

Fonte: Próprio autor.

- Degrau de - 50 % e + 50 % de carga:

A Figura 3.26 mostra o comportamento do sistema quando aplicado um degrau de $\pm 50\%$ de carga em $t = 0,5\text{ s}$, com retorno à condição nominal em $t = 0,6\text{ s}$.

Figura 3.26 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de -50 % e +50 % de carga



Fonte: Próprio autor.

Nota-se a redução da tensão de saída de 48 V para 24 V, o que é esperado visto que a exigência de carga diminuiu-se pela metade. Na simulação, esse degrau ocorre de forma rápida para a demonstração do funcionamento do controlador, que no sistema real geralmente ocorre de forma mais lenta.

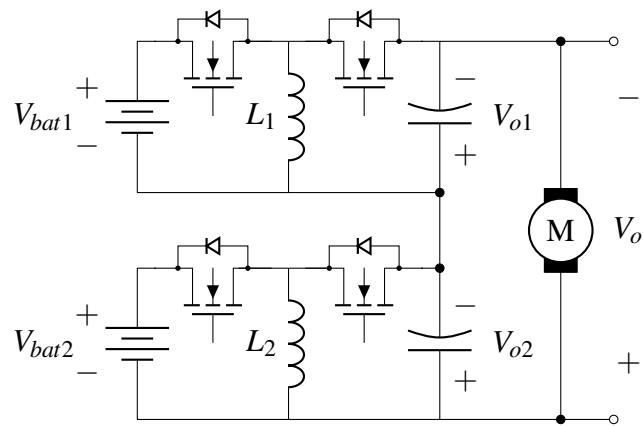
4 SISTEMA DE TRAÇÃO ELÉTRICA COM EQUALIZAÇÃO ATIVA DAS BATERIAS USANDO CONVERSORES BUCK E BUCK-BOOST BIDIRECIONAIS EM CORRENTE

A topologia apresentada na Figura 4.1 utiliza dois conversores Buck-Boost em série, que recebem como tensão de entrada a energia de duas baterias individuais de 12V. Cada conversor fornece em sua saída até 24V, e como estão conectados em série, e a saída total dessa configuração pode variar de 0 V até 48V, amplitude necessária para o motor operar na condição nominal de 95A e torque de 9N.m.

Essa configuração dos conversores associados em série, permite a equalização ativa de baterias e também reduz pela metade, em relação ao atual sistema do Kart VELLEV, a quantidade de baterias a bordo do veículo elétrico. A equalização ativa permite que seja reaproveitada a energia excedente das baterias mais carregadas para a carga de baterias menos carregadas (LORENCETTI, 2018). Isso é importante pois as baterias podem estar com diferentes níveis de tensão ao longo de sua vida útil, e com esse controle, as tensões de saída seguem os valores nominais desejados.

A estratégia e o projeto de controle desenvolvido no Capítulo 3 são válidos para esta topologia, no entanto há o acréscimo de controle da corrente no indutor L_2 do segundo conversor, e também da tensão de saída V_{o2} . O controle da corrente de armadura do motor gera em sua saída uma referência de tensão que é enviada para os controladores de tensão e de corrente de cada conversor. As portadoras triangulares usadas na modulação PWM estão defasadas em 180° , isso reduz pela metade a ondulação de tensão total de 48V que é aplicada nos terminais de armadura do motor.

Figura 4.1 – Conversores Buck-Boost em série



Fonte: Próprio autor.

Os parâmetros de projeto de cada conversor estão indicados na Tabela 4.1:

Tabela 4.1 – Parâmetros de projeto dos conversores

Parâmetro	Valor
$V_{bat1,2}$	12 V
$V_{o1,2}$	24 V
$P_{o1,2}$	2280 W
V_o	48 A
I_o	95 A
P_o	4560 W
f_s	50 kHz
Δi_L	20 %
ΔV_o	5 %

Fonte: Próprio autor.

A indutância e capacitância são dadas pelas Equações (4.1) e (4.2), (BARBI; MARTINS, 2008).

$$L_{1,2} = \frac{DV_{bat1,2}}{f_s \Delta i_L} = 2,807 \mu H, \quad (4.1)$$

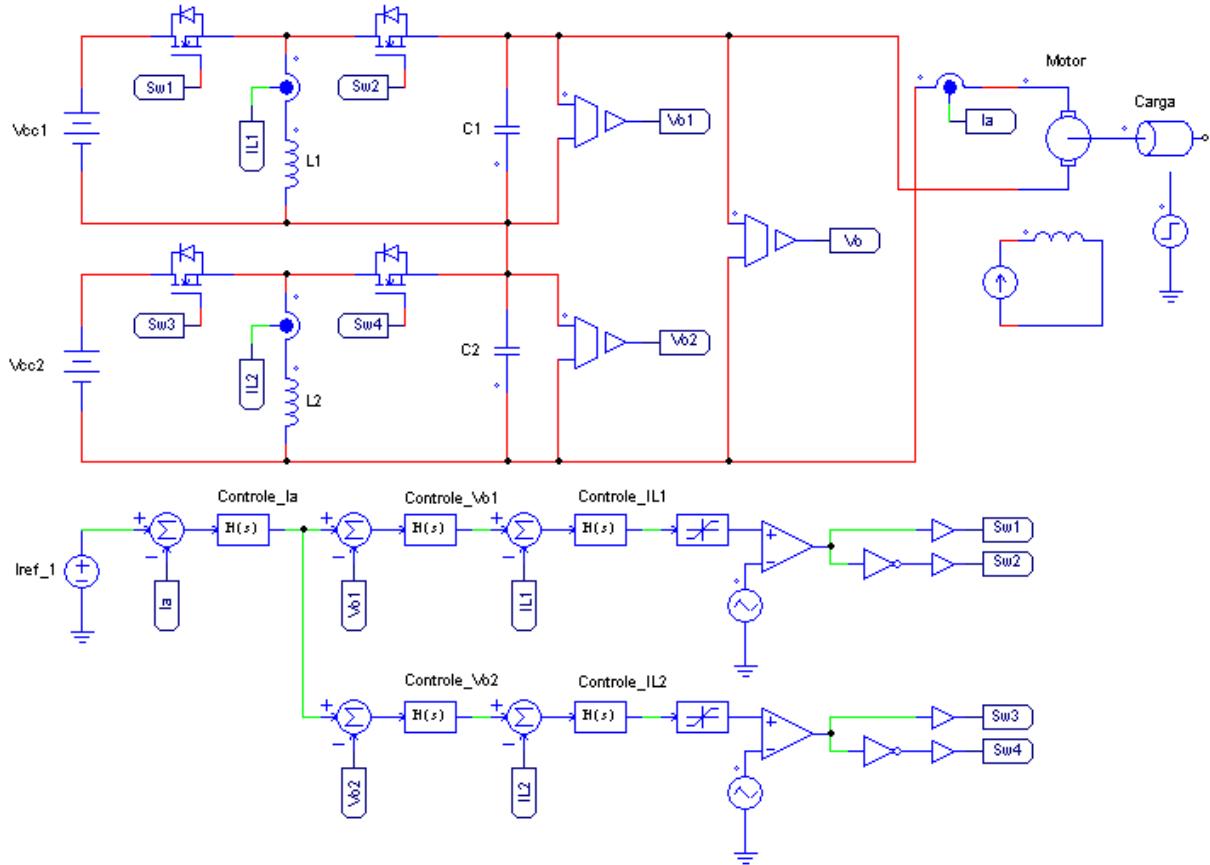
$$C_{1,2} = \frac{DI_o}{f_s \Delta V_o} = 1056 \mu F. \quad (4.2)$$

Em relação ao projeto do Capítulo 3, a indutância necessária para os dois conversores desta topologia é reduzida pela metade, uma vez que a tensão de entrada nessa configuração é 12 V, e não mais 24 V. De forma análoga, a capacitância é aumentada em duas vezes, visto que a tensão de saída individual de cada conversor é 24 V ao invés de 48 V, de acordo com a Equação (4.2).

4.1 SIMULAÇÕES NO DOMÍNIO DO TEMPO CONTÍNUO

O circuito de simulação desta topologia é apresentado na Figura 4.2. Nota-se a saída do controlador de corrente, denotado por *Controle_Ia*, gerando em sua saída referência de tensão para as duas malhas de controle dos conversores.

Figura 4.2 – Circuito de simulação dos conversores Buck-Boost em malha fechada

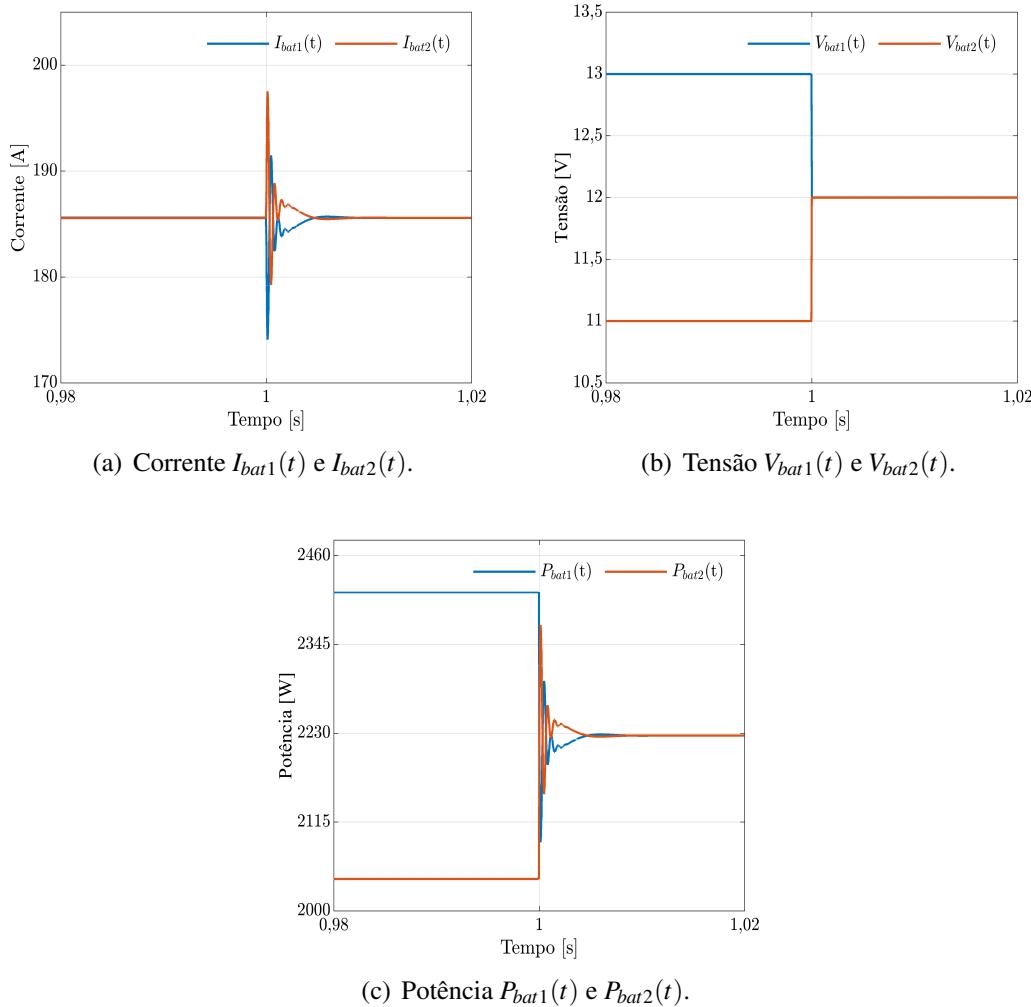


Fonte: Próprio autor.

4.1.1 Simulação de desbalanço de tensão nas baterias

Nessa simulação foi aplicado um desbalanço de tensão nas baterias, onde a bateria 1 está com $V_{bat1} = 13V$ e a bateria 2 $V_{bat2} = 11V$. Em $t = 1s$ as tensões retornam ao valor nominal de 12V. Na Figura 4.3(a) tem-se a resposta da corrente nas duas baterias, as quais permanecem no mesmo valor de 186A antes e após o desbalanço de $V_{bat1,2}$. Em 4.3(b) e 4.3(c) estão as tensões e potências nas baterias 1 e 2, onde é possível notar o retorno aos valores nominais em $t > 1s$:

Figura 4.3 – Corrente, tensão e potência nas baterias



Fonte: Próprio autor.

Os valores médios das variáveis elétricas nas baterias nessa condição, estão apresentados na Tabela 4.2:

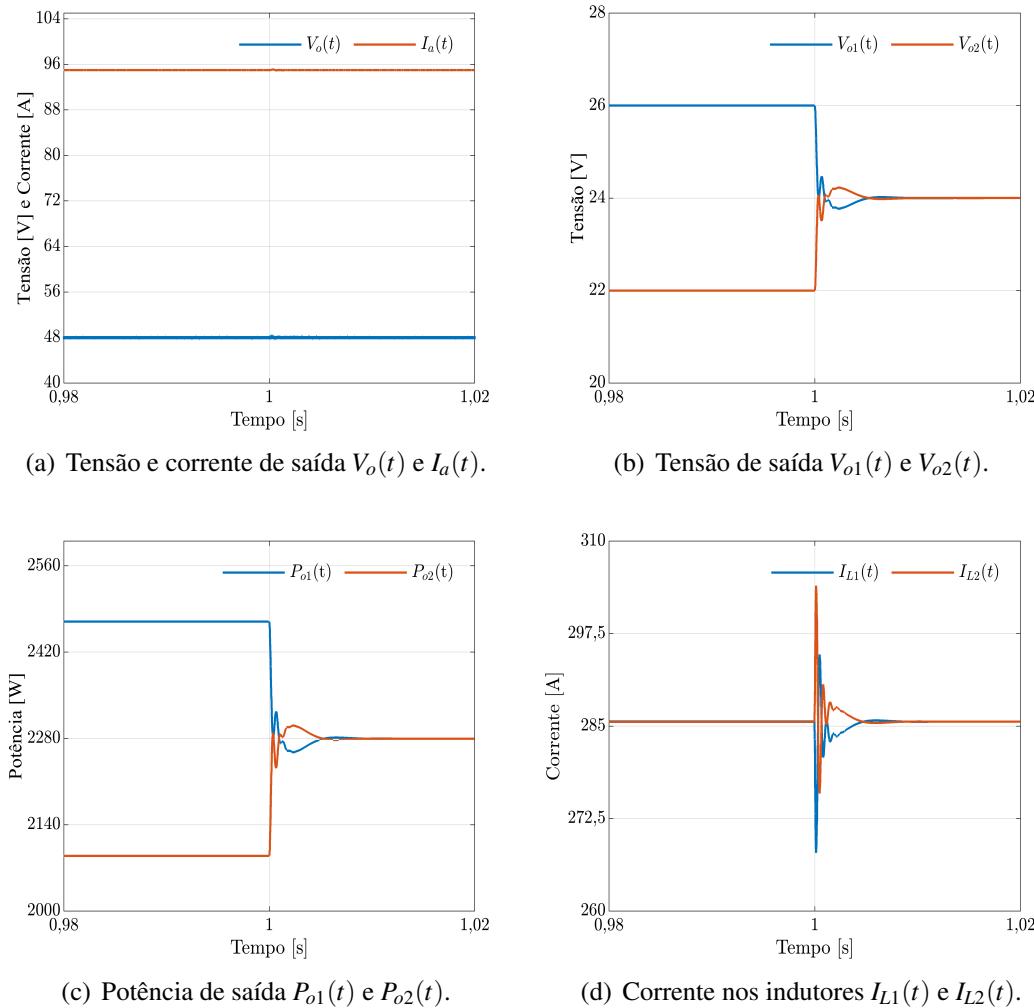
Tabela 4.2 – Valores médios das variáveis nas baterias

Variável	$t < 1 s$	$t > 1 s$
I_{bat1}, I_{bat2}	186 A	186 A
V_{bat1}	13 V	12 V
V_{bat2}	11 V	12 V
P_{bat1}	2413 W	2227 W
P_{bat2}	2041 W	2227 W
P_{total}	4454 W	4454 W

Fonte: Próprio autor.

A seguir, na Figura 4.4(a), são apresentadas as formas de onda das variáveis elétricas nos conversores. Em 4.4(b), pode-se perceber que as saídas dos conversores foram controladas em tensões diferentes, para garantir a equalização das baterias após um certo tempo de operação. Note que a tensão e a corrente de armadura sofreram pouca influência na condição de desbalanço de tensão nas baterias.

Figura 4.4 – Resposta dos conversores ao desbalanço de tensão nas baterias



Fonte: Próprio autor.

Os valores médios das variáveis mostradas na Figura são expostos na Tabela 4.3.

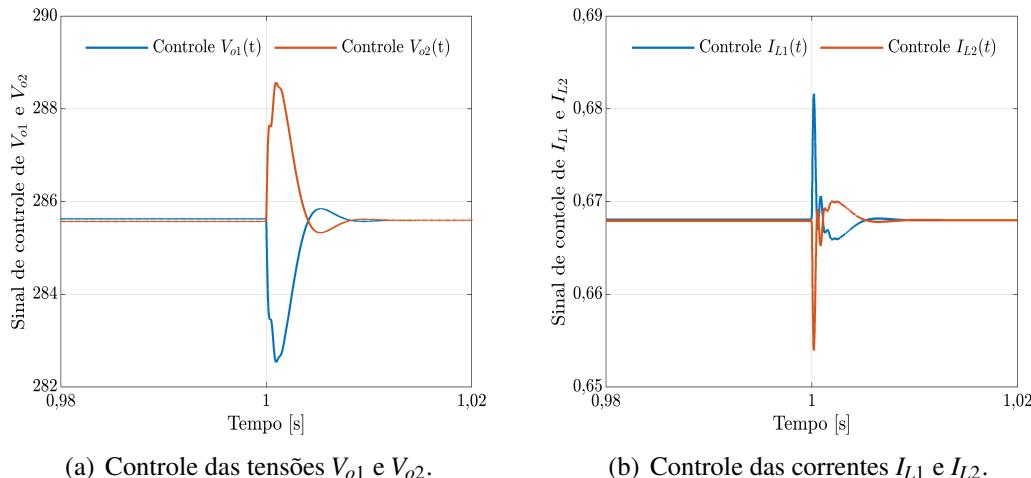
Tabela 4.3 – Correntes, tensões e potências nos conversores Buck-Boost

Variável	$t < 1\text{ s}$	$t > 1\text{ s}$
V_o	48 V	48 V
I_a	95 A	95 A
V_{o1}	26 V	24 V
V_{o2}	22 V	24 V
I_{L1}, I_{L2}	285 A	285 A
P_{o1}	2470 W	2280 W
P_{o2}	2090 W	2280 W
P_{total}	4560 W	4560 W

Fonte: Próprio autor.

As respostas da ação dos controles de tensões e correntes são mostradas na Figura 4.5.

Figura 4.5 – Resposta dos controladores de tensão e corrente ao desbalanço de tensão nas baterias

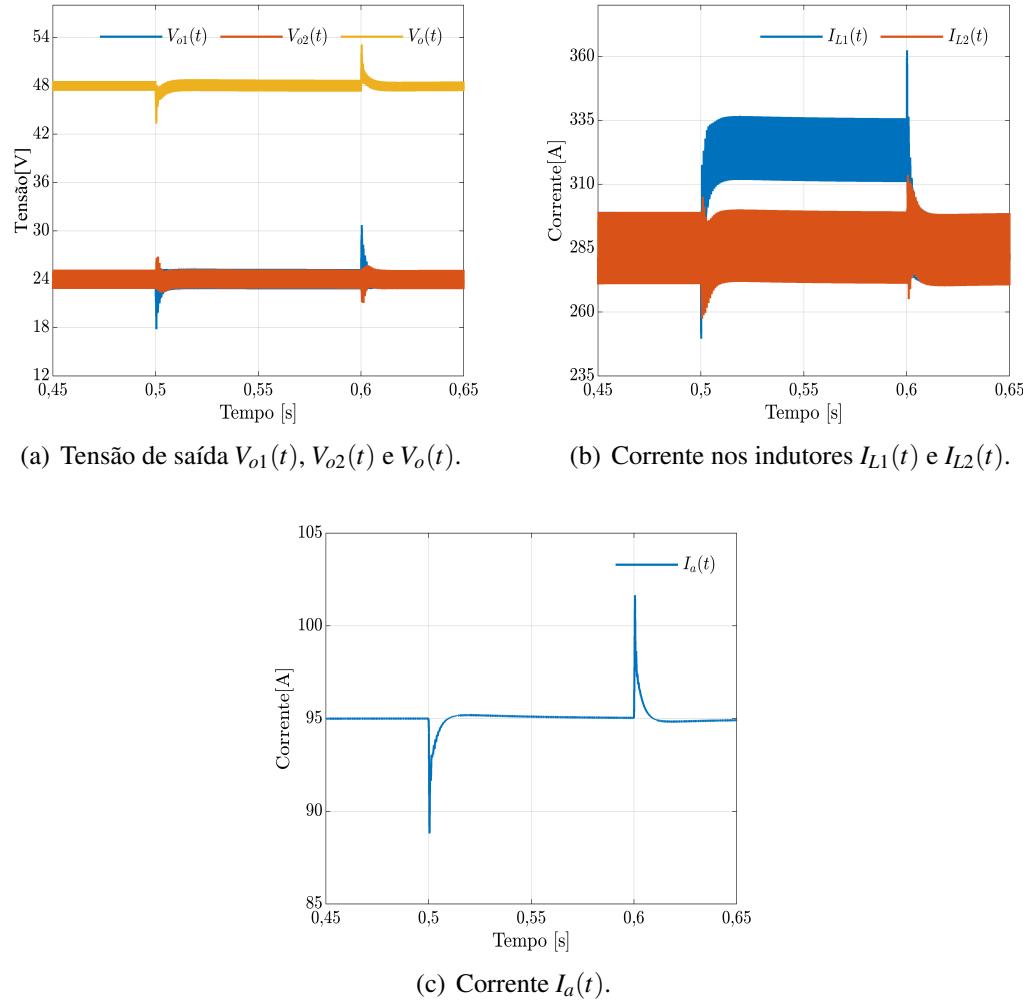


Fonte: Próprio autor.

4.1.2 Degrau de -2 V e +2 V na tensão da bateria 1

Nessa simulação, foi aplicado um degrau de -2 V na tensão de entrada da bateria 1 em $t = 0,5\text{ s}$, e +2 V em $t = 0,6$, conforme a Figura 4.6. Em 4.6(b) a corrente no indutor 1 se eleva para aproximadamente 322 A, devido ao fato de estar processando mais energia por período, compensando assim o decréscimo na tensão de entrada, e mantendo a saída no valor desejado de 24 V:

Figura 4.6 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de -2 V e +2 V em V_{bat1}

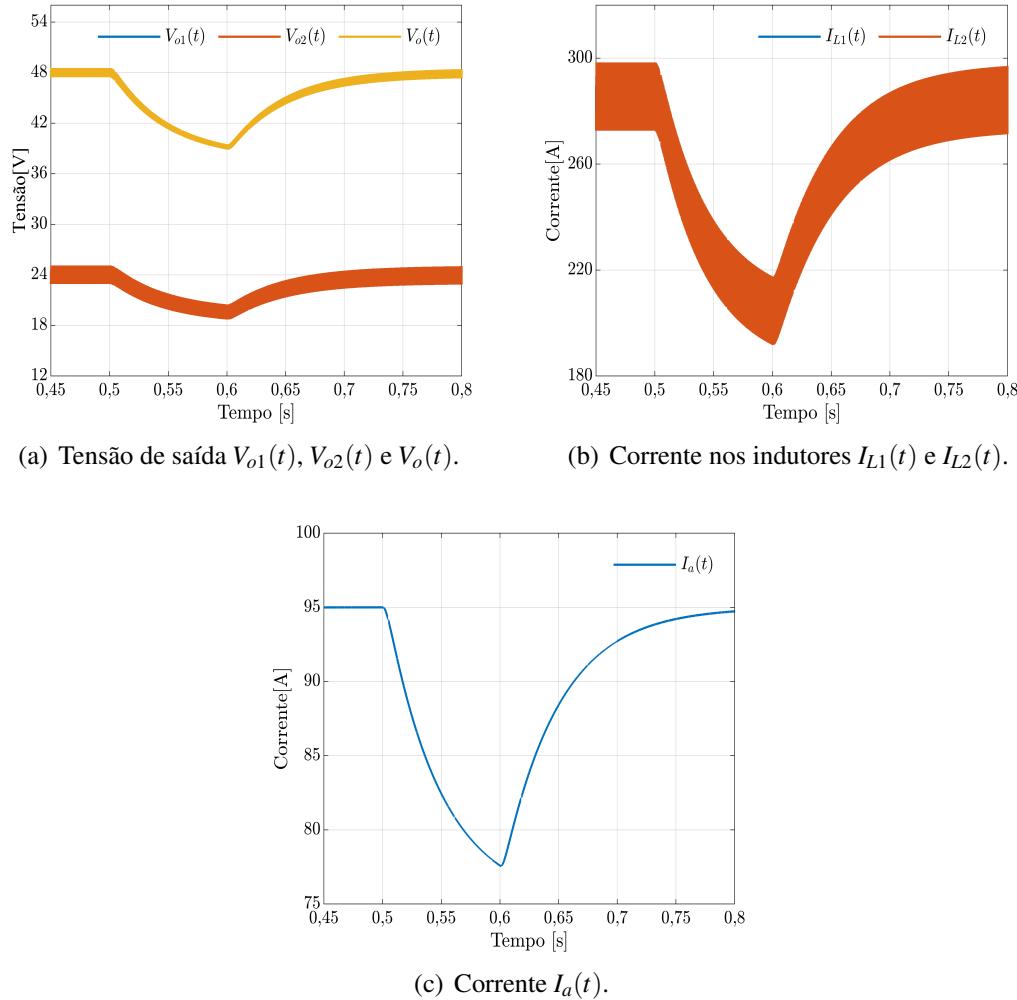


Fonte: Próprio autor.

4.1.3 Degrau de - 20 A e + 20 A na referência da corrente de armadura

Esse degrau tem como intuito simular uma desaceleração no motor. Pode-se perceber, na Figura 4.7, que todos os controladores atuaram de maneira adequada mediante as perturbações do degrau de corrente de armadura. Os valores nominais das variáveis do sistema começam a diminuir a partir de $t = 0,5\text{ s}$, proporcionalmente ao decréscimo na referência, e em $t = 0,6\text{ s}$ retornam à condição nominal.

Figura 4.7 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de -20 A e +20 A na referência de corrente

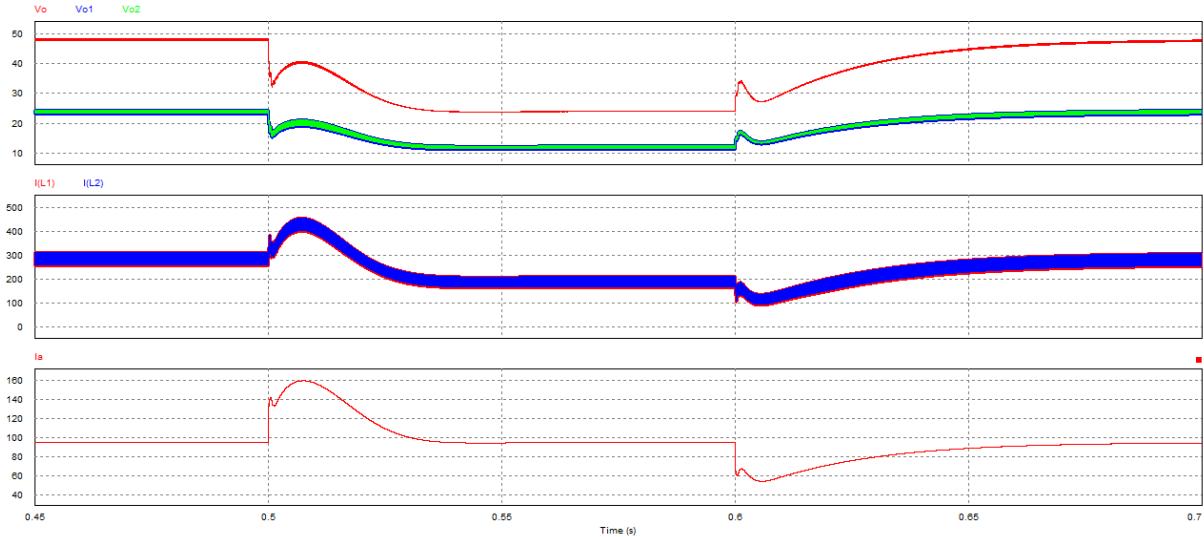


Fonte: Próprio autor.

4.1.4 Degrau de - 50 % e + 50 % de carga

Nessa simulação, o objetivo foi verificar a resposta do sistema frente a um degrau de redução de 50% na carga em $t = 0,5\text{ s}$, e retorno à condição nominal em $t = 0,6\text{ s}$. Durante a carga reduzida, as tensões diminuíram seus valores pela metade ($V_o = 24\text{ V}$ e $V_{o1} = V_{o2} = 12\text{ V}$), enquanto que a corrente nos indutores reduziram-se para um valor médio de 190 A. Os resultados da aplicação do degrau de carga são apresentados na Figura 4.8, onde pode-se perceber que a corrente de armadura permaneceu em seu valor nominal de 95 A.

Figura 4.8 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de -50 % e +50 % de carga

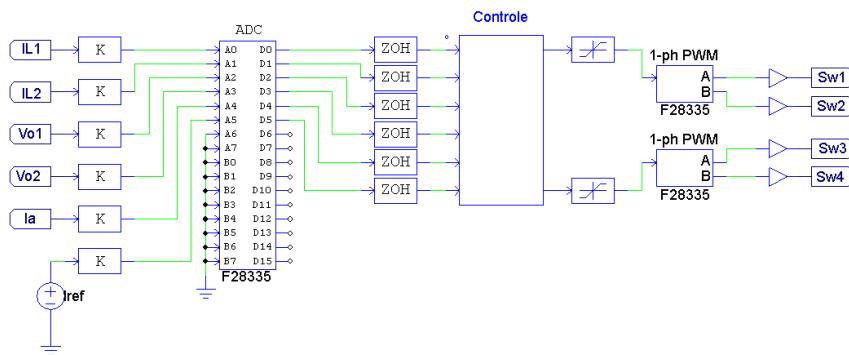


Fonte: Próprio autor.

4.2 SIMULAÇÕES NO DOMÍNIO DO TEMPO DISCRETO

Para verificar o funcionamento do controle digital utilizando DSP, foram feitas simulações aplicando-se os mesmos degraus apresentados nas simulações anteriores. Os resultados são mostrados nas Figuras 4.10, 4.11, 4.12, 4.13 e 4.14, onde pode-se observar que todas a variáveis responderam adequadamente às perturbações aplicadas, validando o projeto do controle em cascata. O código de controle gerado pelo PSIM®, encontra-se no anexo B.4, e para implementação prática basta gravá-lo no DSP. O circuito de simulação desenvolvido é apresentado na Figura 4.9.

Figura 4.9 – Circuito de simulação do controle digital do conversor Buck-Boost

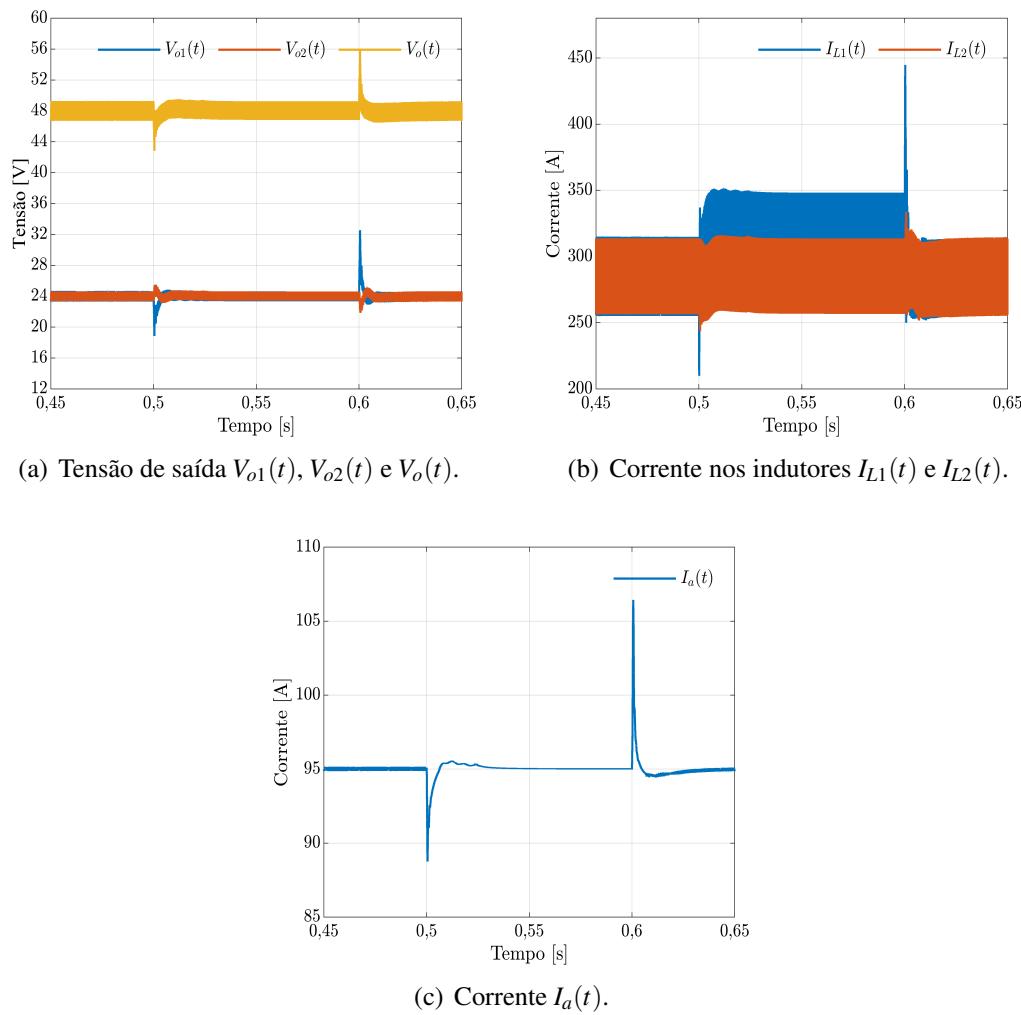


Fonte: Próprio autor.

4.2.1 Degrau de -2 V e +2 V na tensão da bateria 1

De forma análoga às simulações anteriores no tempo contínuo, após o degrau em 0,5s, nota-se na Figura 4.10, que as varáveis controladas permanecem nos seus valores nominais, enquanto que a corrente no indutor L_1 eleva-se para compensar o decréscimo na tensão da bateria 1.

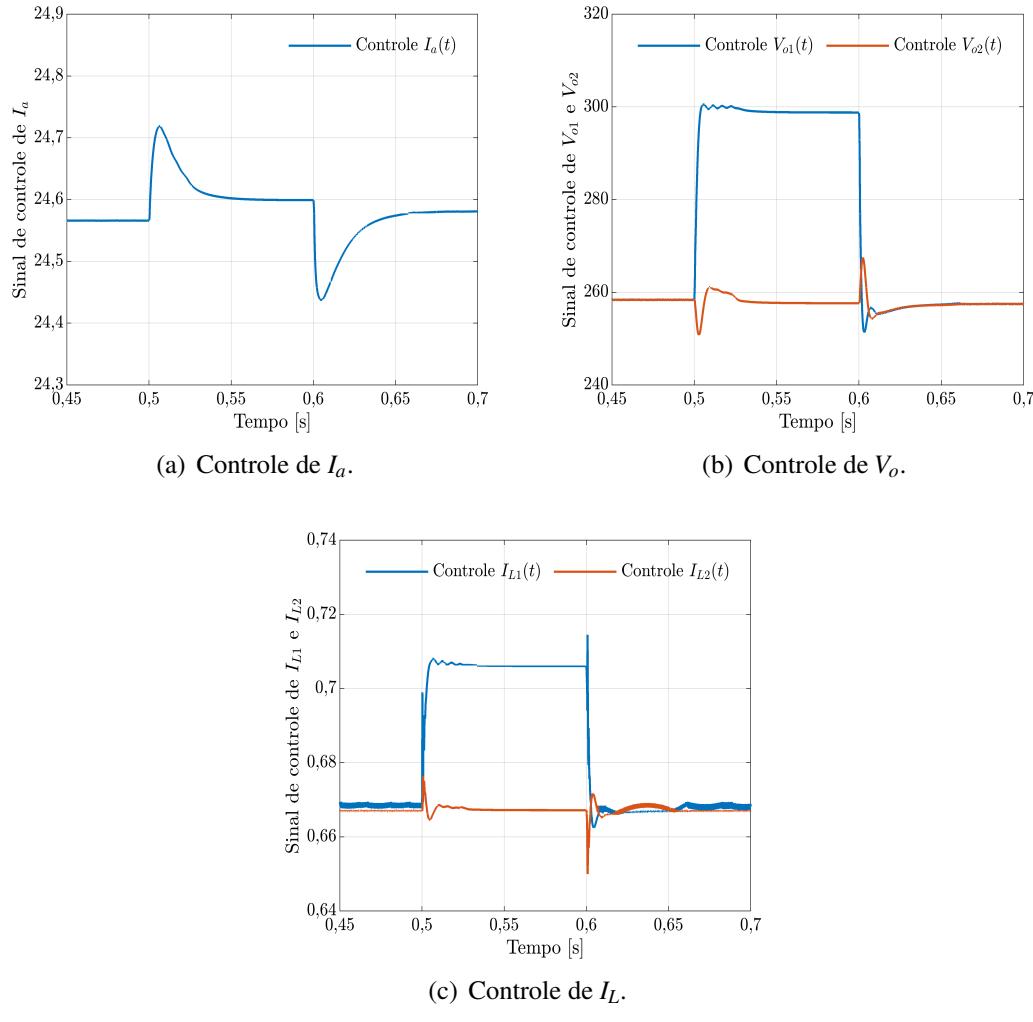
Figura 4.10 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de -2 V e +2 V em V_{bat1}



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.11 apresenta as respostas dos controladores ao degrau aplicado.

Figura 4.11 – Resposta dos controladores ao degrau de -2 V e +2 V em V_{bat1}



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 4.4 são mostrados os valores dos controladores antes e durante o degrau.

Tabela 4.4 – Valores dos controladores antes e durante o degrau em V_{bat1}

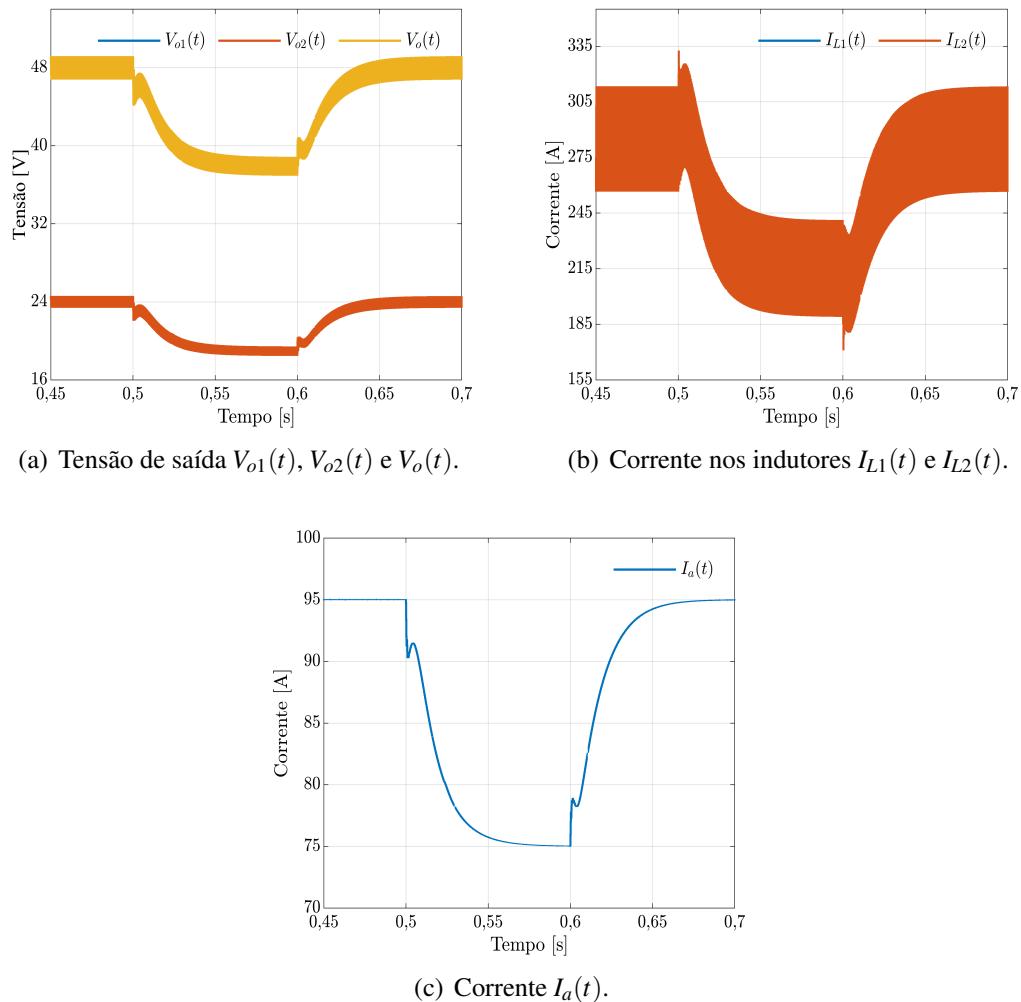
Variável	$t < 0,5\text{ s}$	$0,5\text{ s} < t < 0,6\text{ s}$
Controle de I_a	24,57	24,6
Controle de V_{o1}	259	299
Controle de V_{o2}	259	259
Controle de I_{L1}	0,667	0,705
Controle de I_{L2}	0,667	0,667

Fonte: Próprio autor.

4.2.2 Degrau de -20 A e +20 A na referência de corrente

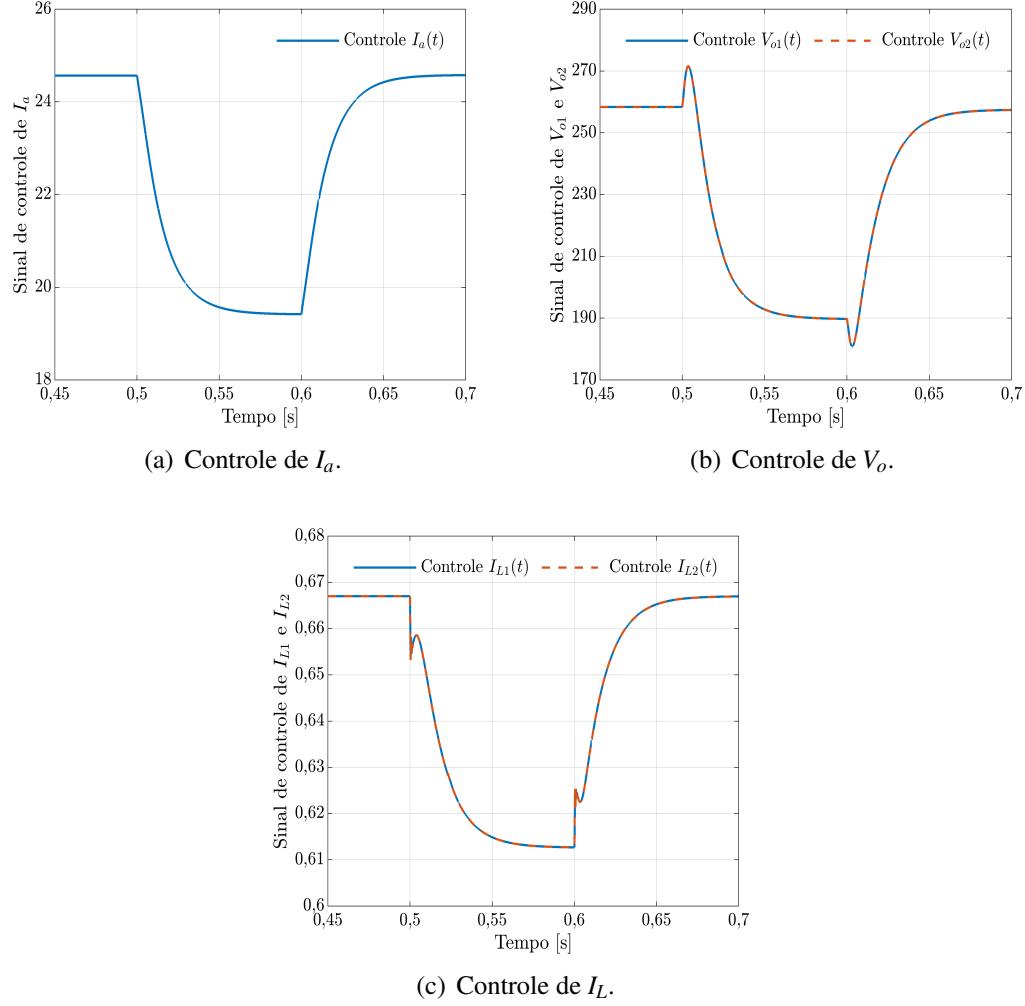
Conforme já exposto anteriormente, esse degrau simula uma desaceleração no Kart, onde pode-se perceber nas Figuras 4.12 e 4.13, que todas as variáveis controladas reduziram seus valores proporcionalmente.

Figura 4.12 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de -20 A e +20 A na referência de corrente



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.13 – Resposta dos controladores ao degrau de de -20 A e +20 A na referência de corrente



Fonte: Próprio autor.

A redução da amplitude dos controladores, frente ao degrau de diminuição da corrente de referência, também pode ser notada na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Valores dos controladores antes e durante o degrau na referência de corrente

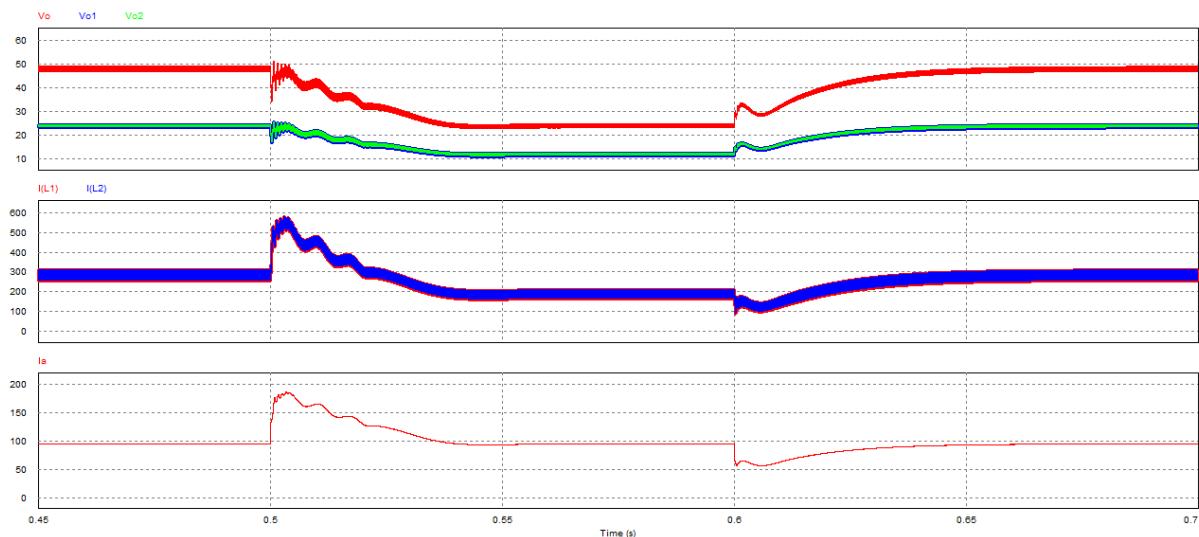
Variável	$t < 0,5\text{ s}$	$0,5\text{ s} < t < 0,6\text{ s}$
Controle de I_a	24,5	19,5
Controle de $V_{o1,2}$	259	190
Controle de $I_{L1,2}$	0,667	0,613

Fonte: Próprio autor.

4.2.3 Degrau de -50% e +50% de carga

Na Figura 4.14, pode-se perceber a redução das tensões de saída, e das correntes nos indutores e na armadura do motor, uma vez que diminuiu-se a exigência de carga em 50%. Em relação à Figura 4.8, onde simulou-se o mesmo degrau (no tempo contínuo), nota-se que as variáveis apresentaram oscilação, que pode ter sido causada pelo processo de amostragem.

Figura 4.14 – Resposta das variáveis controladas ao degrau de -50 % e +50 % de carga

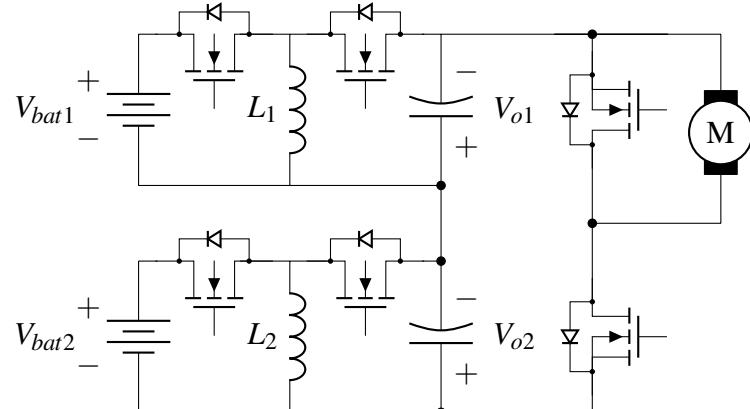


Fonte: Próprio autor.

4.3 ASSOCIAÇÃO DOS CONVERSORES BUCK E BUCK-BOOST

Uma outra possibilidade de equalização ativa de baterias, pode ser feita associando dois conversores Buck-Boost em série para o estágio de elevação de tensão, de 24 V para 48 V no barramento CC, e usar o conversor Buck para o acionamento do motor. A topologia do circuito fica configurado conforme mostra a Figura 4.15.

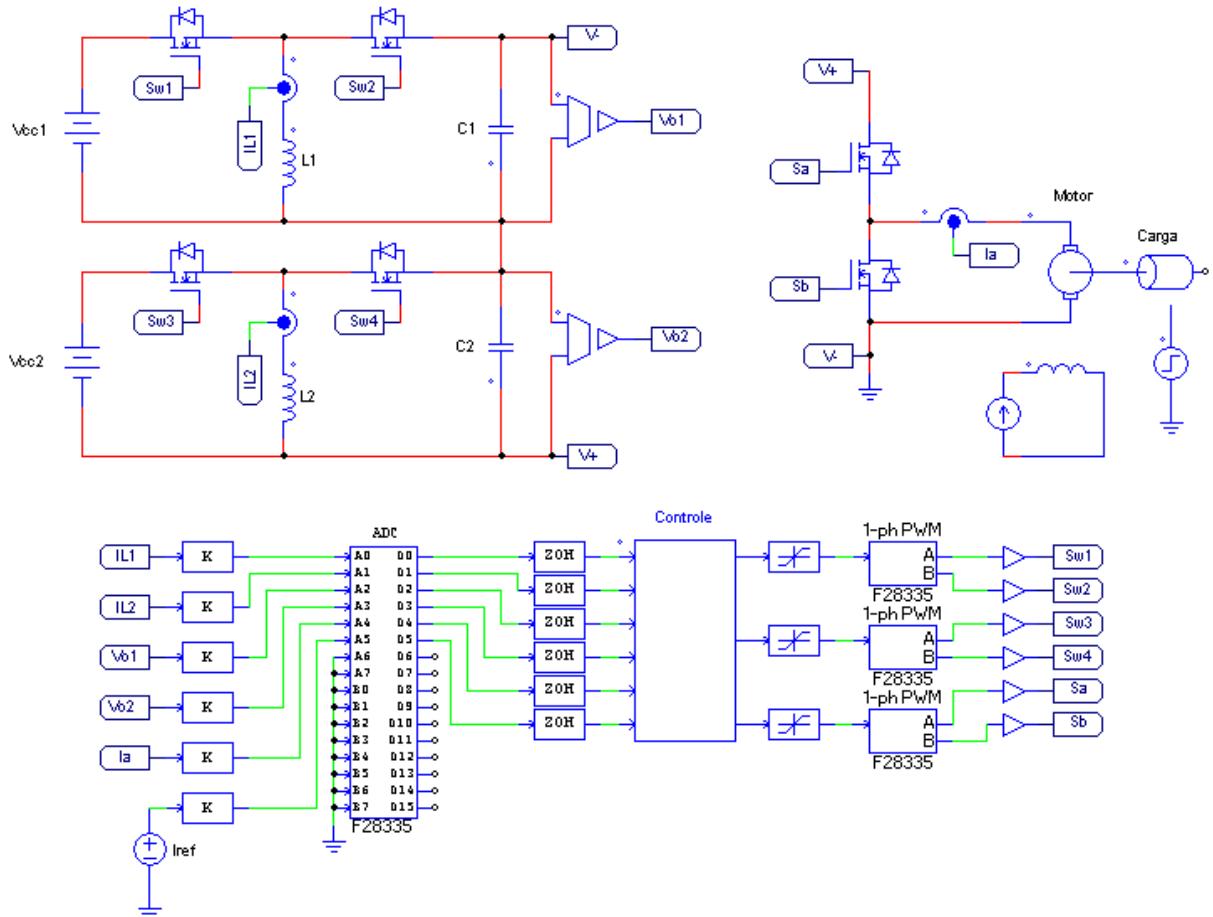
Figura 4.15 – Associação dos conversores Buck e Buck-Boost bidirecionais em corrente



Fonte: Próprio autor.

Do ponto de vista do controle digital, é necessário a utilização de mais um bloco PWM do microcontrolador para o acionamento das chaves do conversor Buck, conforme mostrado na Figura 4.16.

Figura 4.16 – Conversores Buck e Buck-Boost controlados digitalmente usando DSP



Fonte: Próprio autor.

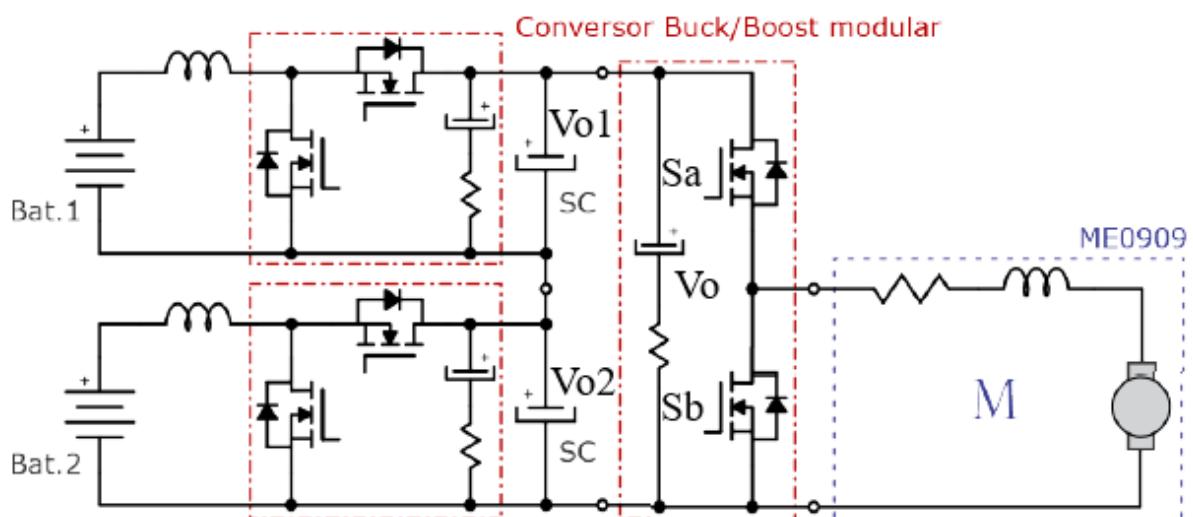
As respostas das variáveis controladas aos degraus na tensão de entrada, referência de corrente e de carga, obtidas nessa configuração, ficaram muito próximas daquelas usando apenas conversores Buck-Boost e por isso estão suprimidas neste texto. Há necessidade de estudo da eficiência desta topologia para sua validação. Do ponto de vista de controle, a inclusão de mais um bloco PWM não causa nenhuma dificuldade adicional, tendo em vista que o sinal que este PWM recebe, é proveniente da ação de controle da corrente de armadura já utilizada para o controle em cascata.

4.4 ASSOCIAÇÃO DE CONVERSORES BUCK

Por fim, é apresentada a topologia de conversor CC-CC que também permite a equalização ativa de baterias, mas diferentemente das apresentadas anteriormente, utiliza três conversores Buck bidirecionais em corrente. Dois desses conversores recebem energia das baterias de 12V e fornecem em suas saídas 24V, atuando como elevador de tensão. Como estão associados em série, fornecem 48V, que é a tensão utilizada pelo terceiro conversor, o qual faz o acionamento do motor CC.

Essa topologia desenvolvida por (TAVARES, 2021), propõe a utilização de supercapacitores no barramento CC. Os supercapacitores são dispositivos com alta capacidade de armazenamento de energia elétrica, e ao contrário das baterias, nenhuma reação química ocorre na armazenagem e na descarga da energia, oferecendo a vantagem de poder operar vários ciclos de carga sem degradação (SANTOS, 2020).

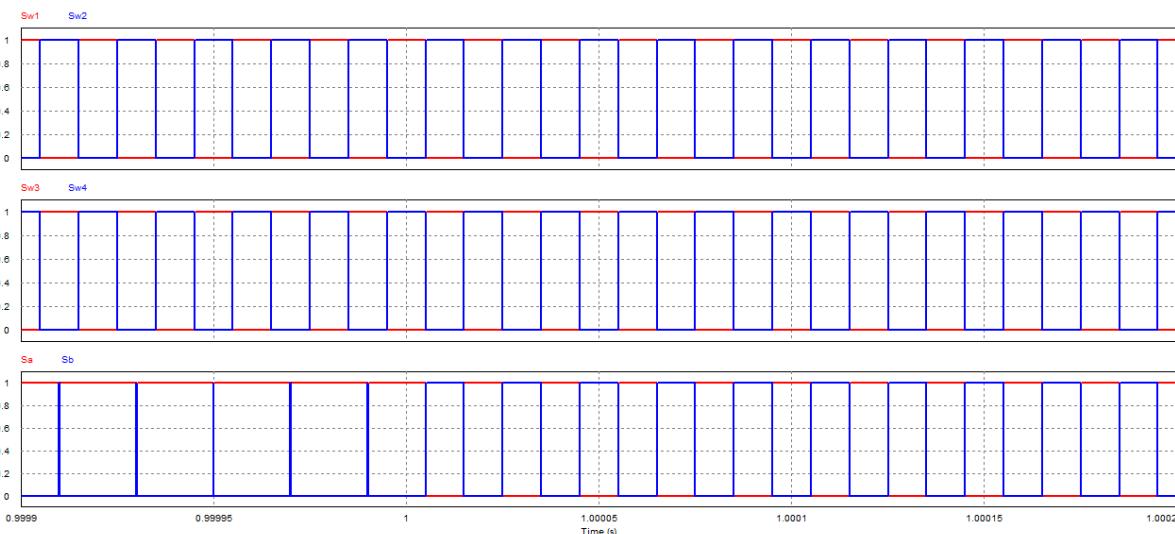
Figura 4.17 – Conversores Buck Modulares



Fonte: Adaptado de (TAVARES, 2021).

A Figura 4.18 ilustra a modulação PWM dos três conversores. Até 1 s o sistema está operando nas condições nominais de 95 A na corrente de armadura do motor e 48 V. Nessa situação a chave S_a do conversor de acionamento do motor está conduzindo praticamente todo o período de comutação, enquanto que as outras quatro chaves estão atuando de maneira complementar, defasadas em 180° para diminuir a ondulação de tensão total de 48 V. Na prática, a chave S_a não pode conduzir durante todo o período, por isso, define-se uma limitação na razão cíclica, de valor máximo $D = 0,99$. Após 1 s a referência de corrente foi diminuída em 47,5 A, de 95 A para 48 A simulando uma desaceleração, e as duas chaves S_a e S_b passam a conduzir meio ciclo por período, de forma complementar.

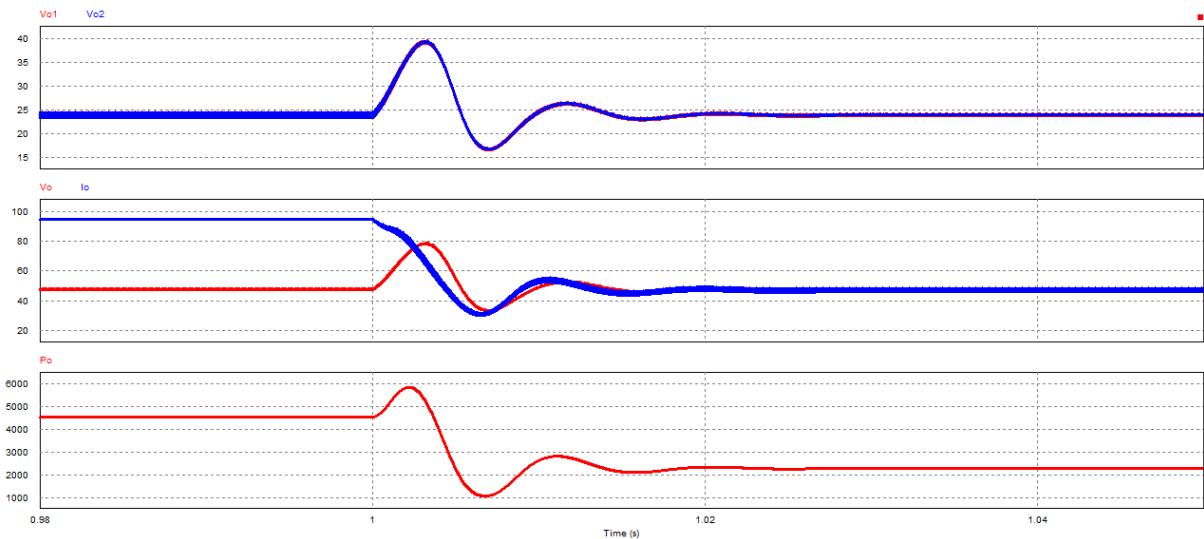
Figura 4.18 – Modulação PWM nos conversores Buck, quando em 1s a referência de corrente foi diminuída em 47,5 A, de 95 A para 48 A



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 4.19 são apresentadas as tensões individuais dos conversores $V_{o1}(t)$ e $V_{o2}(t)$, saída total $V_o(t)$, corrente de armadura $I_a(t)$, e também a potência de saída $P_o(t)$. Pode-se perceber a diminuição da corrente no motor e também da potência de saída, enquanto que as tensões permanecem nos valores nominais.

Figura 4.19 – Tensões individuais de saída de cada conversor Buck, corrente de saída e potência de saída

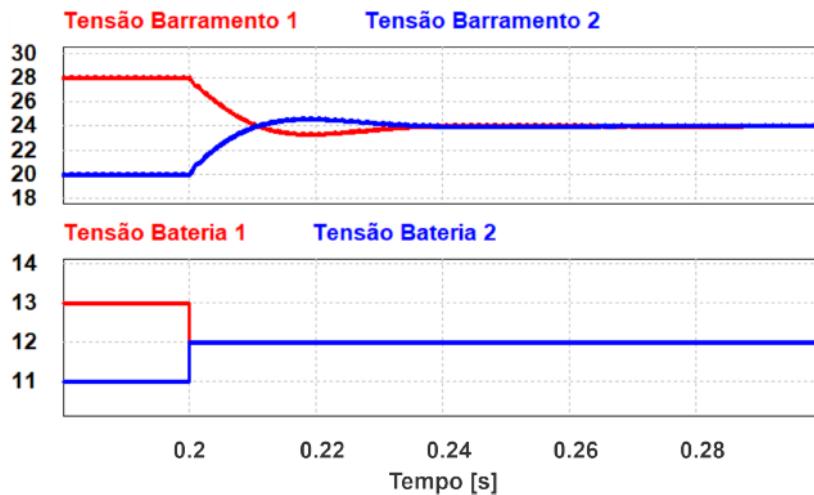


Fonte: Próprio autor.

As Figuras 4.20 e 4.21 apresentam resultados de simulação dos conversores Buck Modulares, desenvolvidas por (TAVARES, 2021), na situação em que as baterias estão com valores diferentes de tensão (desbalanço de carga). Inicialmente a bateria 1 estava com 13 V, a bateria 2 com 11 V, e os conversores Buck, mostrados na Figura 4.17, fornecendo em suas saídas 28 V e 20 V.

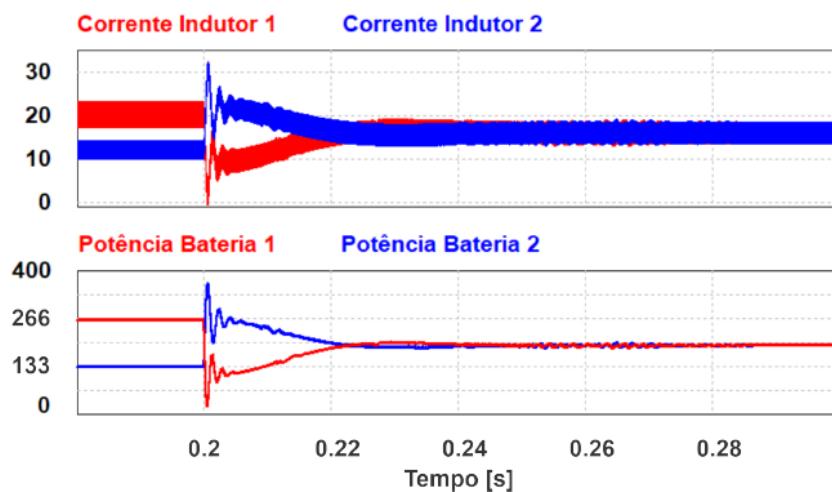
Nessa condição, a tensão de saída do conversor Buck alimentado pela bateria 1, fornece mais energia por estar com maior carga, conforme pode-se perceber na Figura 4.21, onde a corrente no indutor 1 está com maior amplitude. Após o degrau as tensões nos barramentos se equalizam, e como estão conectados em série, a tensão de saída total permanece em seu valor desejado de 48 V, mesmo antes da equalização de carga das baterias.

Figura 4.20 – Tensões das baterias 1 e 2, e no barramento CC dos conversores Buck



Fonte: (TAVARES, 2021).

Figura 4.21 – Corrente no indutores dos conversor Buck, e potência nas baterias 1 e 2



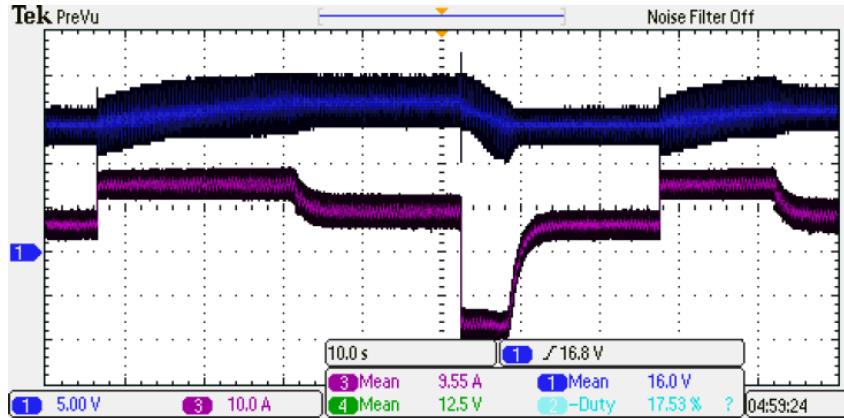
Fonte: (TAVARES, 2021).

Assim, de forma análoga ao desbalanço de tensão das baterias da Figura 4.3, simulado para os conversores Buck-Boost associados em série, pode-se notar que o sistema de controle atua no sentido de forçar o conversor alimentado pela bateria de maior tensão, a fornecer a maior parte da energia transferida durante o período de chaveamento.

A Figura 4.22 apresenta resultados experimentais dessa topologia obtidos por (TAVARES, 2021), onde foi aplicado um degrau na referência de tensão. O conversor inicialmente estava em regime permanente fornecendo na sua saída 20 V, até a aplicação de um degrau de referência de tensão para 24 V, conforme a forma de onda em roxo da figura abaixo. Nota-se que a corrente no indutor (em azul), cresceu até um valor máximo, carregando o supercapacitor até que o valor

de referência ser atingido. Após a estabilização do sistema, mais dois degraus foram aplicados em 52s e 78s, voltando à referência de 20 V e posteriormente para 24 V.

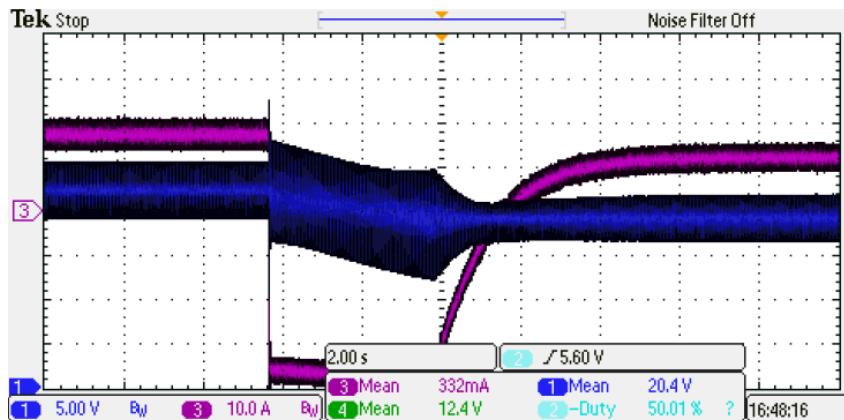
Figura 4.22 – Degrau de referência de tensão do conversor Buck



Fonte: (TAVARES, 2021).

A Figura 4.23 mostra em detalhes o degrau de descarga ocorrido em 52 s. É possível notar que o sentido da corrente no indutor se inverteu, transferindo assim a energia armazenada no supercapacitor para a bateria, até que a tensão do supercapacitor retorne ao valor de referência (TAVARES, 2021).

Figura 4.23 – Degrau de descarga do supercapacitor do conversor Buck



Fonte: (TAVARES, 2021).

5 CONCLUSÕES GERAIS

O objetivo principal de manter controladas as variáveis do conversor de potência e do motor CC foram atingidos. Em todas as perturbações aplicadas, o sistema controlado respondeu adequadamente, e as respostas dos controladores projetados ficaram dentro dos requisitos de projeto e desempenho. Foram exploradas duas possibilidades de controle: no domínio contínuo onde obtém-se o controle analógico, e também no domínio discreto, caracterizado pelo controle digital usando DSP. Nas duas opções a resposta do sistema foi adequada, mas há algumas observações que devem ser consideradas na hora da implementação prática deste estudo.

- Vantagens da implementação da lei de controle de forma digital:

- (i) Facilidade de ajuste do controlador, sem a necessidade de ressoldar componentes.
- (ii) Maior imunidade à ruídos e portanto melhor precisão.
- (iii) Menor número de componentes e menor vulnerabilidade à temperatura.
- (iv) Possibilidade de estratégias de controle avançadas (controle multivariável, não-linear).

- Mas também há algumas desvantagens, como:

- (i) Atrasos na malha de controle e maior oscilação transitória, devido ao fato da amostragem ser periódica e não instantânea.
- (ii) Limitação da largura de banda, podendo tornar o sistema mais lento.
- (iii) Problemas numéricos devido a quantização e arredondamento.

Além do controle dos conversores e motor CC, no capítulo 4 explorou-se uma topologia onde foi possível a equalização ativa de baterias. Para simular um desbalanço de tensão nas baterias, a referência de tensão de cada conversor foi alterada. Dessa forma, quando há um desbalanço de tensão, seja para valores maiores ou menores que a tensão nominal, as saídas dos conversores não foram afetadas, permanecendo em seu valor de referência e controladas.

A tabela 5.1 apresenta um resumo das topologias estudadas, comparando-as em relação ao número de baterias, conversores, as variáveis e a complexidade de controle. Em relação ao atual sistema do Kart elétrico Velly, todos os conversores propostos conseguiram reduzir pela metade o número de baterias utilizadas a bordo do veículo. Definiu-se como simples o controle

do sistema atual, uma vez que apenas a corrente de armadura do motor CC é controlada. Já no conversor Buck-Boost, controlou-se além da corrente de armadura, a tensão de saída e a corrente no indutor, sendo definida como uma implementação de controle de complexidade média. Nas topologias utilizando conversores Buck-Boost e Buck associados em série, também denominado por modular, a complexidade de controle é maior, visto que são duas correntes e duas tensões de saídas diferentes para serem controladas, além da corrente no motor.

Tabela 5.1 – Comparativo entre as topologias estudadas

Topologia dos conversores bidirecionais em corrente	Nº de baterias	Nº de conversores	Variáveis controladas	Complexidade de controle
Buck	4	1	1	Simples
Buck-Boost	2	1	3	Média
Buck-Boost Modular	2	2	5	Alta
Buck Modular	2	3	5	Alta

Fonte: Próprio autor.

Do ponto de vista de controle, a topologia utilizando o conversor Buck-Boost bidirecional em corrente parece mais atrativa, uma vez que é possível atingir os níveis de corrente e tensão exigidos pelo motor, usando duas baterias em série e apenas um conversor de potência. No entanto, não permite a equalização ativa das baterias, que só é possível, nesse estudo, através dos conversores modulares, que apresentam como desvantagem a necessidade de utilizar o dobro de indutores, capacitores, interruptores, e também de sensores para leitura dos sinais a serem controlados. Para definir assertivamente a melhor opção a ser implementada, há necessidade do estudo das perdas e eficiência de cada topologia.

A implementação prática dos conversores estudados não foi possível, devido a pandemia de COVID-19. Para trabalhos futuros, é sugerido as seguintes ações:

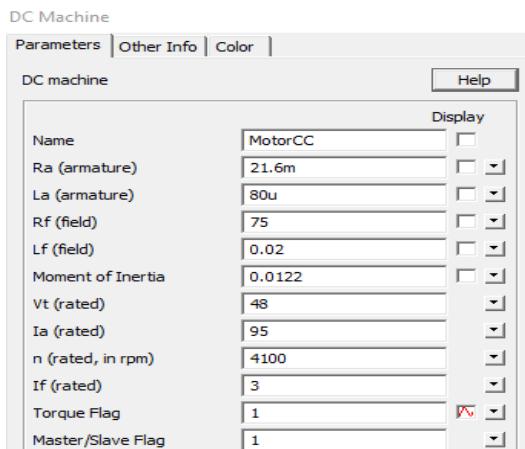
- Estudo da eficiência das topologias propostas.
- Projeto e construção dos componentes.
- Realização prática e implementação do sistema no Kart elétrico VELLEV.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

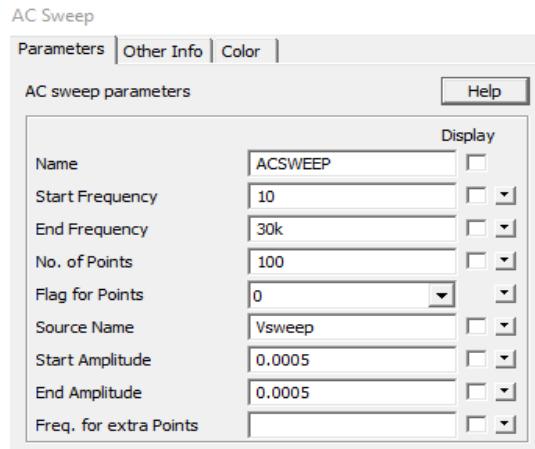
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. Florianópolis, Brazil: Author's Edition, 2008.
- BINDAL, A. **Electronics for Embedded Systems**. Gewerbestrasse 11, 6330 Cham, Switzerland: Springer, 2017.
- DEZUO, T. **Máquinas Elétricas Rotativas**. Joinville, Brasil: Udesc, 2020.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Dordrecht, Netherlands: Springer, 2005.
- LORENCETTI, E. J. **SISTEMA DE GERENCIAMENTO ATIVO DE EQUALIZAÇÃO DE ENERGIA EM BANCO DE BATERIAS USANDO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL MODULAR**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2018.
- NISE, N. S. **Control Systems Engineering**. 6. ed. Califórnia, USA: Wiley, 2011.
- SANTOS, M. M. D. **Veículos Elétricos e Híbridos - Fundamentos, Características e Aplicações**. São Paulo - SP, Brasil: Editora Saraiva, 2020.
- TAVARES, G. R. **CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS APLICADOS A SISTEMA KERS DE RECUPERAÇÃO DA ENERGIA CINÉTICA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS EM SUPERCAPACITORES E BANCO DE BATERIAS COM GERENCIAMENTO DE CARGA**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2021.
- UMANS, S. D. **Fitzgerald & Kingsley's Electric Machinery**. 7. ed. New York, USA: McGraw-Hill Education, 2014.

APÊNDICE A – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO NO PSIM®

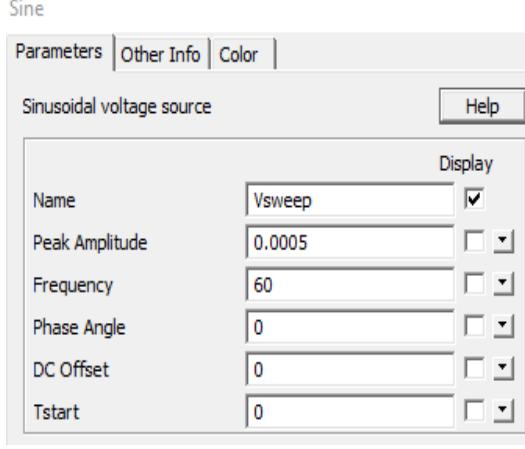
Figura A.1 – Parâmetros de simulação do conversor Buck



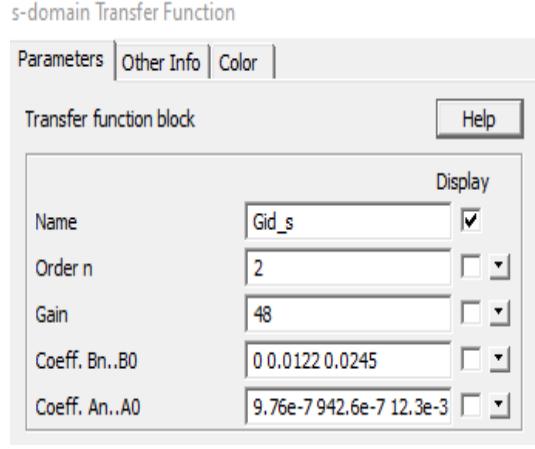
(a) Parâmetros do motor CC



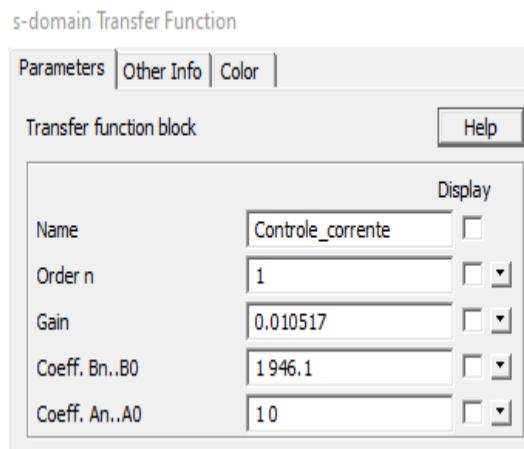
(b) Parâmetros AC SWEEP



(c) Parâmetros da tensão de excitação



(d) Parâmetros de $G_{id}(s)$



(e) Parâmetros do controlador de corrente

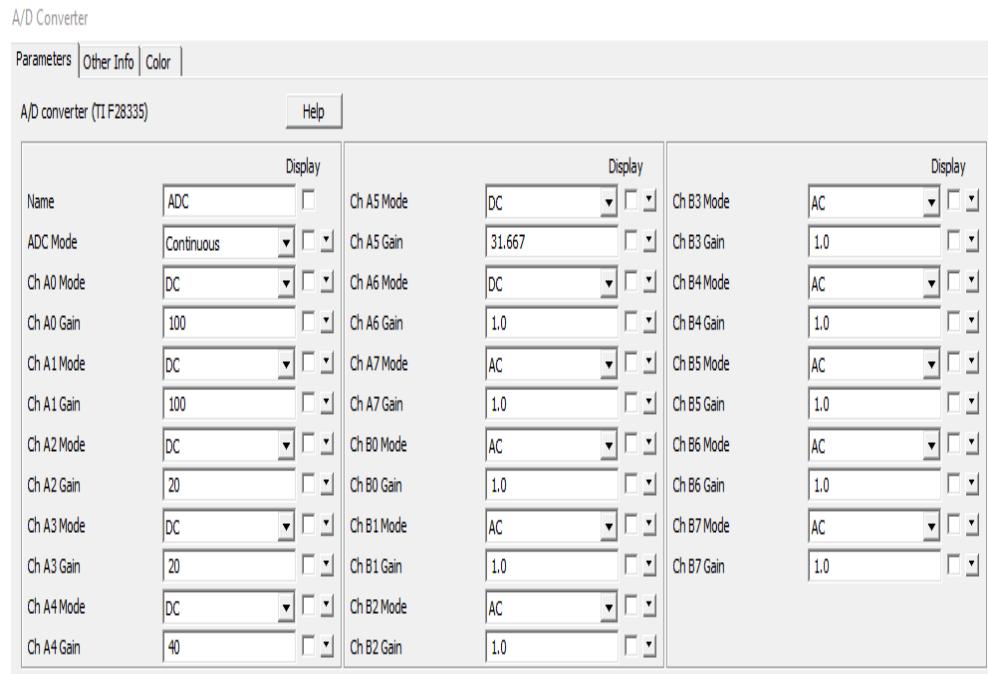
Fonte: Próprio autor.

Figura A.2 – Parâmetros de simulação do conversor Buck-Boost

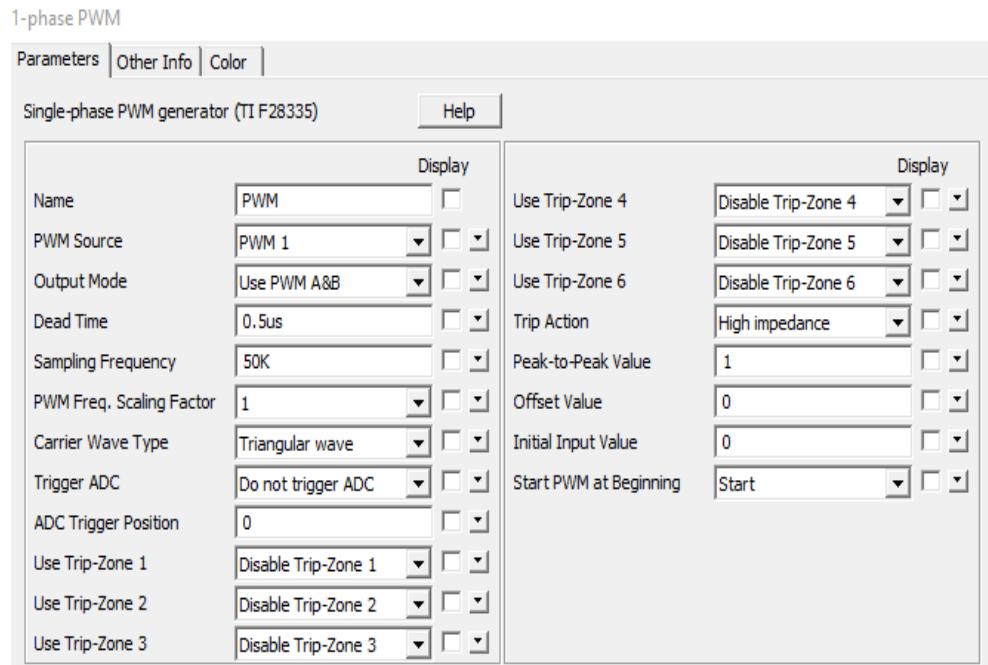
<p>(a) Parâmetros do controle da corrente do indutor</p>	<p>(b) Parâmetros do controle da tensão de saída</p>
<p>(c) Parâmetros do controle da corrente de arma-dura</p>	<p>(d) Parâmetros de $G_{id}(s)$</p>
<p>(e) Parâmetros de $G_{vd}(s)$</p>	<p>(f) Parâmetros de $G_{vi}(s)$</p>

Fonte: Próprio autor.

Figura A.3 – Parâmetros de simulação do controle digital do conversor Buck-Boost



(a) Parâmetros do conversor AD



(b) Parâmetros do PWM

Fonte: Próprio autor.

APÊNDICE B – CÓDIGOS IMPLEMENTADOS

B.1 CÓDIGO PARA DETERMINAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIAS DO CONVERSOR BUCK-BOOST E DO MOTOR CC, DESENVOLVIDO NO MATLAB®

```
%conversor buck-boost
d = 0.6667;
D = 1-d;
Vi = 24;
Vo = (Vi*d)/D;
Po = 4560;
Io = Po/Vo;
IL = Io/D;
f = 50e3;
Δ_i = 0.20*IL;
Δ_v = 0.05*Vo;
L = (d*Vi)/(f*Δ_i);
C = (d*Io)/(f*Δ_v);
R = Vo/Io;

%planta Gid(s)
num1 = [0 C*(Vi+Vo) ((Vi+Vo)/R)+(D*IL)];
den1 = [L*C L/R D^2];
Gid = tf(num1,den1);

%planta Gvi(s)
num2 = [-L*IL (Vo+Vi)*D];
den2 = [C*(Vo+Vi) ((Vo+Vi)/R)+(D*IL)];
Gvi = tf(num2,den2);

%dados motor CC
La = 80e-6;
Ra = 0.0771;
J = 0.0122;
b = 0.0245;
Kt = 0.102;

num3 = [0 J b];
den3 = [J*La (J*Ra + La*b) ((b*Ra)+Kt^2)];
Gm = tf(num3,den3);
```

B.2 CÓDIGO DA AÇÃO DE CONTROLE DO CONVERSOR BUCK-BOOST, USANDO C-BLOCK NO PSIM®

```

static double u0=0., u1=0., e0=0., e1=0.,e2=0.,u2=0.,u0v=0.,u1v=0.,e0v=0.,
    e1v=0.,u0i=0.,uli=0.,e0i=0.,eli=0.;
double b0,b1,b2,a1,a2,b0v,b1v,a1v,b0i,b1i,ali;

%constantes
b0=0.00012069582;
b1=7.1718114E-006;
b2=-0.00011352401;
a1=-1.5218963;
a2=0.52189628;

k1v=13000;
k1i=10;
Ta=20e-6;

b0i=5E-005;
b1i=5E-005;
ali=-1;

e0i=x4-x1; % erro atual de Ia
u0i=(k1i*0.5*Ta*e0i)+(k1i*0.5*Ta*eli)+uli; %acao de controle Ia

eli=e0i; %atualizacao dos valores
uli=u0i;

e0v=u0i-x2; %erro atual de Vo
u0v=(k1v*0.5*Ta*e0v)+(k1v*0.5*Ta*e1v)+u1v; %acao de controle de Vo

e1v=e0v;
u1v=u0v;

e0=u0v-x3; % erro atual de IL
u0=e0*b0+e1*b1+e2*b2-uli*a1-u2*a2; %acao de controle de IL

y1=u0; %acao de controle
y2=u0v; %leitura do controle de tensao
y3=u0i; %leitura do controle de corrente
e2=e1;
e1=e0;
u2=u1;
u1=u0;

```

B.3 CÓDIGO DA AÇÃO DE CONTROLE DOS CONVERSORES BUCK-BOOST ASSOCIADOS EM SÉRIE, USANDO C-BLOCK NO PSIM®

```

static double u0=0.,u02=0., u1=0., u12=0.,u22=0.,e0=0.,e02=0., e1=0.,e12
=e0.,e22=0.,e2=0.,u2=0.,u0v=0.,u0v2=0.,u1v=0.,u1v2=0.,e0v=0.,e0v2=0.,e1v
=e0.,e1v2=0.,u0i=0.,uli=0.,e0i=0.,eli=0.;

double b0,b1,b2,a1,a2,k1,Ta,b0v,b1v,a1v,b0i,b1i,ali,b02,b12,b22,a12,a22
,b0v2,b1v2,a1v2;

%constantes
b0 = 0.00012069582;
b1 = 7.1718114E-006;
b2 = -0.00011352401;
a1 =-1.5218963;
a2 = 0.52189628;

b02 = 0.00012069582;
b12 = 7.1718114E-006;
b22 = -0.00011352401;
a12 =-1.5218963;
a22 = 0.52189628;

b0v=0.065;
b1v=0.065;
a1v=-1;

b0v2=0.065;
b1v2=0.065;
a1v2=-1;

b0i=15E-005;
b1i=15E-005;
ali=-1;

e0i=x6-x5;
u0i=e0i*b0i+eli*b1i-uli*ali;

eli=e0i;
uli=u0i;

e0v=u0i-x3; % erro atual de Vol
u0v=e0v*b0v+elv*b1v-ulv*a1v;

elv=e0v;
ulv=u0v;

e0v2=u0i-x4; % erro atual de Vo2
u0v2=e0v2*b0v2+elv2*b1v2-u1v2*a1v2;

elv2=e0v2;
u1v2=u0v2;

e0=u0v-x1; % erro atual de IL1
u0=e0*b0+el*b1+e2*b2-uli*a1-u2*a2;

```

```
e02=u0v2-x2; % erro atual de IL2
u02=e02*b02+e12*b12+e22*b22-u12*a12-u22*a22;

y1 = u0;      %acao de controle do conversor 1
y2 = u02;     %acao de controle do conversor 2
y3=u0i;       %leitura do controle da corrente do motor
y4=u0v;       %leitura do controle da tensao 1
y5=u0v2;     %leitura do controle da tensao 2
e2=e1;
e1=e0;
e22=e12;
e12=e02;
u2=u1;
u1=u0;
u22=u12;
u12=u02;
```

B.4 CÓDIGO DO CONTROLE EM CASCATA DOS CONVERSORES BUCK-BOOST AS-SOCIADOS EM SÉRIE, GERADO PELO SOFTWARE PSIM®

```

/*
***** This code is created by SimCoder Version 2.0 for F28335 Hardware Target *****
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009
// Date: August 12, 2021 21:47:00
***** */

#include <math.h>
#include "PS_bios.h"
typedef float DefaultType;
#define GetCurTime() PS_GetSysTimer()

interrupt void Task();
interrupt void Task()
{
    DefaultType fTI_ADC12, fZOH57, fTI_ADC12_1, fZOH58, fTI_ADC12_2, fZOH59
    , fTI_ADC12_3;
    DefaultType fZOH60, fTI_ADC12_4, fZOH61, fTI_ADC12_5, fZOH62, fControle
    , fControle_1;
    DefaultType fLIM28, fLIM31;
    PS_EnableIntr();

    fTI_ADC12 = PS_GetDcAdc(0);
    fZOH57 = fTI_ADC12;
    fTI_ADC12_1 = PS_GetDcAdc(1);
    fZOH58 = fTI_ADC12_1;
    fTI_ADC12_2 = PS_GetDcAdc(2);
    fZOH59 = fTI_ADC12_2;
    fTI_ADC12_3 = PS_GetDcAdc(3);
    fZOH60 = fTI_ADC12_3;
    fTI_ADC12_4 = PS_GetDcAdc(4);
    fZOH61 = fTI_ADC12_4;
    fTI_ADC12_5 = PS_GetDcAdc(5);
    fZOH62 = fTI_ADC12_5;
    {

static double u0=0.,u02=0., u1=0., u12=0.,u22=0.,e0=0.,e02=0., e1=0.,e12
=0.,e22=0.,e2=0.,u2=0.,u0v=0.,u0v2=0.,u1v=0.,u1v2=0.,e0v=0.,e0v2=0.,e1v
=0.,e1v2=0.,u0i=0.,u1i=0.,e0i=0.,e1i=0.;

double b0,b1,b2,a1,a2,k1,Ta,b0v,b1v,a1v,b0i,b1i,ali,b02,b12,b22,a12,a22,
      b0v2,b1v2,a1v2;

b0 = 0.00012069582;
b1 = 7.1718114E-006;
b2 = -0.00011352401;
a1 =-1.5218963;
a2 = 0.52189628;

b02 = 0.00012069582;
b12 = 7.1718114E-006;
b22 = -0.00011352401;
a12 =-1.5218963;

```

```

a22 = 0.52189628;

b0v=0.065;
b1v=0.065;
a1v=-1;

b0v2=0.065;
b1v2=0.065;
a1v2=-1;
b0i=15E-005;
b1i=15E-005;
a1i=-1;

e0i=fZOH62-fZOH61;
u0i=e0i*b0i+e1i*b1i-uli*ali;
e1i=e0i;
uli=u0i
//
e0v=u0i-fZOH59; // erro atual de Vo1
u0v=e0v*b0v+e1v*b1v-ulv*alv;
e1v=e0v;
ulv=u0v;
//

e0v2=u0i-fZOH60; // erro atual de Vo2
u0v2=e0v2*b0v2+e1v2*b1v2-ulv2*a1v2;
e1v2=e0v2;
ulv2=u0v2;
//
e0=u0v-fZOH57; // erro atual de IL1
u0=e0*b0+e1*b1+e2*b2-u1*a1-u2*a2;
//
e02=u0v2-fZOH58; // erro atual de IL2
u02=e02*b02+e12*b12+e22*b22-u12*a12-u22*a22;

fControle = u0;
fControle_1 = u02;

e2=e1;
e1=e0;
e22=e12;
e12=e02;
u2=u1;
u1=u0;
u22=u12;
u12=u02;
}
fLIM28 = (fControle > 1) ? 1 : ((fControle < 0) ? 0 : fControle);
PS_SetPwm1Rate(fLIM28);
fLIM31 = (fControle_1 > 1) ? 1 : ((fControle_1 < 0) ? 0 : fControle_1);
PS_SetPwm2Rate(fLIM31);
PS_ExitPwm1General();
}

void Initialize(void)
{
    PS_SysInit(30, 10);
    PS_StartStopPwmClock(0);
    PS_InitTimer(0, 0xffffffff);
}

```

```
PS_InitPwm(1, 1, 50000*1, (0.5e-6)*1e6, PWM_TWO_OUT, 11816);      //  
    pwnNo, waveType, frequency, deadtime, outtype  
PS_SetPwmPeakOffset(1, 1, 0, 1.0/1);  
PS_SetPwmIntrType(1, ePwmNoAdc, 1, 0);  
PS_SetPwmVector(1, ePwmNoAdc, Task);  
PS_SetPwm1Rate(0);  
PS_StartPwm(1);  
  
PS_InitPwm(2, 1, 50000*1, (0.5e-6)*1e6, PWM_TWO_OUT, 11816);      //  
    pwnNo, waveType, frequency, deadtime, outtype  
PS_SetPwmPeakOffset(2, 1, 0, 1.0/1);  
PS_SetPwmIntrType(2, ePwmNoAdc, 1, 0);  
PS_SetPwm2Rate(0);  
PS_StartPwm(2);  
  
PS_ResetAdcConvSeq();  
PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 0, 100);  
PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 1, 100);  
PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 2, 20);  
PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 3, 20);  
PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 4, 40);  
PS_SetAdcConvSeq(eAdcCascade, 5, 31.667);  
PS_AdcInit(0, !0);  
  
PS_StartStopPwmClock(1);  
}  
void main()  
{  
    Initialize();  
    PS_EnableIntr();    // Enable Global interrupt INTM  
    PS_EnableDbgm();  
    for (;;) {  
    }  
}
```