Universidade de Brasília – UnB
Faculdade de Ciências e Tecnologias em Engenharia – FCTE
Engenharia de Energia

Análise e Simulação de Conversores CC-CC com Função de Lyapunov de Controle Aplicados ao Sistema Elétrico de Potência do GAMASAT-02

Autor: Lucas Pantoja da Silva
Orientador: Prof. Dr. Flávio Henrique J.R. da Silva

Brasília, DF
2025

Lucas Pantoja da Silva

Análise e Simulação de Conversores CC-CC com Função de Lyapunov de Controle Aplicados ao Sistema Elétrico de Potência do GAMASAT-02

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia de Energia da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Energia.

Universidade de Brasília – UnB

Faculdade de Ciências e Tecnologias em Engenharia – FCTE

Orientador: Prof. Dr. Flávio Henrique J.R. da Silva

Brasília, DF

2025

Lucas Pantoja da Silva
Análise e Simulação de Conversores CC-CC com Função de Lyapunov de Controle Aplicados ao Sistema Elétrico de Potência do GAMASAT-02/ Lucas Pantoja da Silva. – Brasília, DF, 2025
93 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Flávio Henrique J.R. da Silva

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília – UnB
Faculdade de Ciências e Tecnologias em Engenharia – FCTE , 2025.

1. CubeSat. 2. Sistema Elétrico de Potência. 3. Conversor CC-CC. I. Prof. Dr. Flávio Henrique J.R. da Silva. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Análise e Simulação de Conversores CC-CC com Função de Lyapunov de Controle Aplicados ao Sistema Elétrico de Potência do GAMASAT-02

CDU 02:141:005.6

Lucas Pantoja da Silva

Análise e Simulação de Conversores CC-CC com Função de Lyapunov de Controle Aplicados ao Sistema Elétrico de Potência do GAMASAT-02

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia de Energia da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Energia.

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 2025 – Data da aprovação do trabalho:

Prof. Dr. Flávio Henrique J.R. da Silva
Orientador

Prof. Dr. Luís Filomeno de Jesus Fernandes
Convidado 1

Prof. Dr. William Reis Silva
Convidado 2

Brasília, DF
2025

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Yahweh por ter me dado inteligência, paciência e capacidade para seguir meus sonhos e de todos os objetivos que estou alcançando na minha vida.

Agradeço ao meu pai, Reginaldo Pantoja, e à minha mãe, Jemima Pantoja, por me fornecerem todo o apoio financeiro e psicológico para prosseguir na minha carreira acadêmica. Também sou grato ao meu irmão, Gabriel Pantoja, por está comigo em todos os momentos.

Agradeço também à equipe de competição de que participo, Gama CubeDesign, aos membros que conheci desde outubro de 2023. Sou muito grato por todos os projetos que participei e que me possibilitaram adquirir e aprofundar meu conhecimento sobre o sistema elétrico de potência dos *CubeSats*.

Deixo aqui meu agradecimento especial ao meu companheiro de jornada acadêmica Cássio Ferreira. Obrigado pelos trabalhos e projetos desenvolvidos juntos, pelas conversas sérias e engraçadas, e por me inspirar em ser cada vez mais dedicado como tu fostes em teus projetos acadêmicos e pessoais.

Deixo aqui meu agradecimento especial ao professor Flávio Henrique, meu orientador de TCC, pelo suporte e orientação em todas as etapas de desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também aos professores Luís Filomeno e William Reis pela avaliação criteriosa e pelas contribuições valiosas que ajudaram a aprimorar este estudo.

Obrigado a todos.

Lucas Pantoja da Silva

Resumo

Os *CubeSats* possibilitaram que nações anteriormente sem orçamento ou capacidade tecnológica adequada dessem início ao desenvolvimento de suas próprias tecnologias espaciais. No Brasil, a competição latino-americana *CubeDesign* surge com a motivação de ressaltar à sociedade a importância das atividades espaciais e estimular o desenvolvimento de habilidades profissionais essenciais ao setor. Este trabalho analisou o sistema elétrico de potência (SEP) do *CubeSat* GAMASAT-02, desenvolvido pela equipe de competição da Universidade de Brasília (UnB), Gama *CubeDesign*, para a 3ª edição da *CubeDesign*. Com o foco nos conversores chaveados Corrente Contínua - Corrente Contínua (CC-CC) de arquitetura de múltiplos estágios, o objetivo constituiu em aplicar o método de controle não linear baseado na função de Lyapunov e analisar os níveis de tensão nas saídas dos conversores e suas respectivas eficiências. A importância deste estudo reside na capacidade de observar o comportamento do sistema elétrico de potência do *CubeSat* em ambiente simulado e analisar o seu funcionamento para diferentes tipos de cenários que ele possa enfrentar. Os resultados das simulações mostraram um nível de tensão estável e próximo aos valores esperados e uma eficiência superior a 70% em cada conversor CC-CC.

Palavras-chave: *CubeSat*. Sistema Elétrico de Potência. Conversores CC-CC chaveados. Método de controle. Função de Lyapunov.

Abstract

CubeSats have enabled nations that previously lacked sufficient budget or adequate technological capacity to begin developing their own space technologies. In Brazil, the Latin American CubeDesign competition emerged with the motivation of highlighting to society the importance of space activities and fostering the development of professional skills essential to the sector. This work analyzed the Electrical Power System (EPS) of the GAMASAT-02 CubeSat, developed by the University of Brasília (UnB) competition team, Gama CubeDesign, for the 3rd edition of CubeDesign. Focusing on multi-stage Direct Current - Direct Current (DC–DC) switched converter architectures, the objective was to apply a nonlinear control method based on the Lyapunov function and to analyze the output voltage levels of the converters and their respective efficiencies. The importance of this study lies in the ability to observe the behavior of the CubeSat's electrical power system in a simulated environment and to analyze its operation under different types of scenarios it may face. Simulation results showed stable voltage levels close to the expected values and efficiencies above 70

Key-words: CubeSat. Electrical Power System. Switched DC-DC converter. Control Method. Lyapunov Function.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Comparativo entre diferentes tipos de satélites (BUTLER, 2014) 17
Figura 2 – Estruturas dos CubeSats (NASA, 2024) 21
Figura 3 – Órbita terrestre (RAVINDRAN; MASSOUD, 2025) 22
Figura 4 – Composição básica do *SEP* (EDPUGANTI et al., 2021) 23
Figura 5 – Alfacrux CubeSat (SECOMUNB, 2022) 24
Figura 6 – Satélite Amazonia 1 (ABRASAT, 2021) 24
Figura 7 – *Astrocast CubeSat* (*European Space Agency - ESA*) 24
Figura 8 – Esquema de carga e descarga de uma bateria de lítio (MOREIRA et al., 2024) 26
Figura 9 – Bateria de íon-Lítio (Samsung SDI Co., Ltd., 2009) 26
Figura 10 – Arquitetura centralizada (EDPUGANTI et al., 2021) 27
Figura 11 – Arquitetura distribuida (EDPUGANTI et al., 2021) 28
Figura 12 – Arquitetura único estágio de conversão (EDPUGANTI et al., 2021) . . 28
Figura 13 – Conversor linear básico (HART, 2016) 30
Figura 14 – Conversor chaveado básico (HART, 2016) 30
Figura 15 – Forma de onda do nível de tensão na carga do circuito da Figura 14 (RASHID, 2014) 31
Figura 16 – Tensão pulsada na saída (HART, 2016) 31
Figura 17 – Conversor *Buck* CC-CC (HART, 2016) 32
Figura 18 – Conversor *Buck* para chave fechada (HART, 2016) 33
Figura 19 – Conversor *Buck* para chave aberta (HART, 2016) 34
Figura 20 – Conversor *Boost* CC-CC (HART, 2016) 35
Figura 21 – Conversor *Boost* para chave fechada (HART, 2016) 36
Figura 22 – Conversor *Boost* para chave aberta (HART, 2016) 37
Figura 23 – Conversor *Buck-Boost* CC-CC (HART, 2016) 39
Figura 24 – Conversor *Buck-Boost* para chave fechada (HART, 2016) 40
Figura 25 – Conversor *Buck-Boost* para chave aberta (HART, 2016) 41
Figura 26 – Diagrama de blocos generalizado do controle baseado na função de Lyapunov para conversores de potência (KOMURCUGIL et al., 2023) . 46
Figura 27 – Diagrama de blocos do controle baseado na função de Lyapunov para conversores CC-CC *Buck* (KOMURCUGIL et al., 2023) 49
Figura 28 – Diagrama de blocos do controle baseado na função de Lyapunov para conversores CC-CC *Boost* (KOMURCUGIL et al., 2023) 51
Figura 29 – Diagrama de blocos do controle baseado na função de Lyapunov para conversores CC-CC *Buck-Boost* (Autoria própria) 54
Figura 30 – GAMASAT-02 (Gama *CubeDesign* - 2024) 55

Figura 31 – Membros da equipe Gama CubeDesign presentes no INPE (Gama *CubeDesign* - 2024) . . . 56
Figura 32 – Desenho esquematico - GAMASAT-02 (Autoria própria) . . . 57
Figura 33 – Circuito Simulink - GAMASAT-02 (Autoria própria) . . . 64
Figura 34 – Níveis de tensão de saída dos conversores (Autoria própria) . . . 66
Figura 35 – Níveis de tensão de saída dos conversores após o ajuste na taxa de comutação (Autoria própria) . . . 67
Figura 36 – Nível de tensão de saída do conversor Boost 12 V (Autoria própria) . . . 68
Figura 37 – Circuito Simulink do Sistema Elétrico de Potência do GAMASAT-02 usando o método de controle de Lyapunov (Autoria própria) . . . 70
Figura 38 – Blocos das variáveis de estado e do regulador PI para I_L^* (Autoria própria) 71
Figura 39 – Diagrama de blocos para calcular o valor de u (Autoria própria) . . . 71
Figura 40 – Variáveis de estado do conversor CC-CC *Boost* (Autoria própria) . . . 72
Figura 41 – Regulador PI para a corrente no indutor do conversor CC-CC *Boost* (Autoria própria) . . . 73
Figura 42 – Sistema de controle do conversor CC-CC *Buck* $3,3\ V$ (Autoria própria) 73
Figura 43 – Sistema de controle do conversor CC-CC *Buck* $5\ V$ (Autoria própria) . 73
Figura 44 – Regulador PI para a corrente no indutor do conversor CC-CC *Buck* (Autoria própria) . . . 74
Figura 45 – Entrada de controle do conversor CC-CC *Buck* $3,3\ V$ (Autoria própria) 74
Figura 46 – Entrada de controle do conversor CC-CC *Buck* $5\ V$ (Autoria própria) . 75
Figura 47 – Variáveis de estado do conversor CC-CC *Buck-Boost* (Autoria própria) 75
Figura 48 – Variável de controle do conversor CC-CC *Buck-Boost* (Autoria própria) 76
Figura 49 – Regulardor PI para a corrente no indutor do conversor CC-CC *Buck-Boost* (Autoria própria) . . . 76
Figura 50 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* (Autoria própria) . . . 77
Figura 51 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost*(vista ampliada) (Autoria própria) . . . 78
Figura 52 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ (Autoria própria) 78
Figura 53 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ (vista ampliada) (Autoria própria) . . . 79
Figura 54 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $5\ V$ (Autoria própria) . 79
Figura 55 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $5\ V$ (vista ampliada) (Autoria própria) . . . 80
Figura 56 – State of Charge da bateria (Autoria própria) . . . 80
Figura 57 – Tensão elétrica sob os painéis solares (Autoria própria) . . . 81
Figura 58 – Configuração do conversor CC-CC *Buck-Boost* para modo *Boost* (Autoria própria) . . . 81

Figura 59 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* para o nível de 12 V (Autoria própria) 82
Figura 60 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* para o nível de 12 V (vista ampliada) (Autoria própria) 82
Figura 61 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3$ V (Autoria própria) 83
Figura 62 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3$ V (vista ampliada) (Autoria própria) 83
Figura 63 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de 5 V (Autoria própria) . 84
Figura 64 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de 5 V (vista ampliada) (Autoria própria) 84
Figura 65 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* (Autoria própria) 85
Figura 66 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* (vista ampliada) (Autoria própria) 85
Figura 67 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3$ V (Autoria própria) 86
Figura 68 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3$ V (vista ampliada) (Autoria própria) 86
Figura 69 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de 5 V (Autoria própria) . 87
Figura 70 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de 5 V (vista ampliada) (Autoria própria) 87

Lista de tabelas

Tabela 1 – Classificação dos satélites (LASHAB et al., 2020) 20
Tabela 2 – Características técnicas de controle (Autoria própria) 44
Tabela 3 – *Power Budget* GAMASAT-02 (Autoria própria) 56
Tabela 4 – *Power Budget* GAMASAT-02 - Cargas de $3,3\ V$ (Autoria própria) . . 58
Tabela 5 – *Power Budget* GAMASAT-02 - Cargas de $5\ V$ (Autoria própria) 60
Tabela 6 – *Power Budget* GAMASAT-02 - Cargas de $12\ V$ (Autoria própria) . . . 60
Tabela 7 – Parâmetros dos conversores (Autoria própria) 63
Tabela 8 – Potências de entrada e saída e suas respectivas eficiência (Autoria própria) 68
Tabela 9 – Eficiência dos conversores CC-CC em cada cenário 88

Lista de abreviaturas e siglas

ADCS	*Attitude Determination and Control Subsystem* (Sistema de Determinação e Controle de Atitude)
BLDC	*Brushless DC Motor* (Motor de Corrente Contínua sem Escovas)
CC	Corrente Contínua
CFL	Controle da Função de Lyapunov
EPS	*Electrical Power System*
ESA	*European Space Agency* (Agência Espacial Europeia)
FLC	*Fuzzy Logic Controller* (Controle de lógica de fuzzy)
GaAs	Arsenieto de gálio
GaInP	Fosfeto de gálio e índio
Ge	Germânio
GEO	*Geostationary Earth Orbit* (Órbita Geoestacionária da Terra)
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
LEO	*Low Earth Orbit* (Órbita Baixa da Terra)
Li	Lítio
MEO	*Medium Earth Orbit* (Órbita Média da Terra)
MIMO	*Multiple-Input-Multiple-Output* (Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas)
MPC	*Model Predictive Control* (Controle Preditivo de Modelo)
MPP	*Maximum Power Point* (Ponto de potência máxima)
MPPT	*Maximum Power Point Tracking* (Rastreamento de ponto de potência máxima)
NASA	*National Aeronautics and Space Administration* (Administração Nacional da Aeronáutica e Espaço)
OBC	*On Board Computer* (Computador de bordo)

PCB	*Printed Circuit Board* (Placa de circuito impresso)
PI	Proporcional e Integral
PID	Proporcional, Integral e Derivativo
PWM	*Pulse Width Modulation* (Modulação por Largura de Pulso)
SEP	Sistema Elétrico de Potência
Si	Silício
SMC	*Sliding Mode Control* (Controle de modo deslizante)
SOC	*State of Charge* (Estado de carga da bateria)
SSM	*State-Space Model* (Modelagemde Espaço de Estado)
TCS	*Thermal Control System* (Sistema de Controle Térmico)
TT&C	*Telemetry, Tracking and Command* (Sistema de Telemetria, Rastreamento e Comando)
UnB	Universidade de Brasília

Lista de símbolos

V_{CE}	Tensão no transistor
R_L	Resistência da carga
i_L	Corrente através do indutor
V_o	Tensão de saída do conversor
V_s	Tensão de entrada do conversor
t_1	Tempo que a chave permanece aberta
t_2	Tempo que a chave permanece fechada
T	Período de comutação do conversor
D	Taxa de comutação do conversor
v_L	Tensão no indutor
v_x	Tensão no diodo
i_C	Corrente através do capacitor
i_R	Corrente através da carga
P_s	Potência da fonte (de entrada do conversor)
P_o	Potência de saída do conversor
L	Indutância
L_{min}	Indutância mínima
C	Capacitância
u	Variável de controle dos conversores
f	Frequência de comutação
$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	Tensão de ondulação
η	Eficiência
x_1	variável de erro para os níveis de tensão

x_2	variável de erro para os níveis de corrente
I_L^*	Corrente através do indutor de referência
V_o^*	Tensão de saída do conversor de referência
U_o	Entrada de controle nominal
Δu	Perturbação em relação à entrada de controle nominal
α	Ganho de controle para o conversor CC-CC *Buck*
β	Ganho de controle para o conversor CC-CC *Boost*
γ	Ganho de controle para o conversor CC-CC *Buck-Boost*

Sumário

1 INTRODUÇÃO 17
1.1 Objetivos gerais 18
1.2 Objetivos específicos 18
1.3 Justificativas 18
1.4 Organização do trabalho 19

2 SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA DO CUBESAT 20
2.1 *CubeSats* 20
2.2 Sistema Elétrico de Potência (SEP) 23
2.2.1 Estrutura do SEP 23
2.2.1.1 Painéis solares 23
2.2.1.2 Baterias 25
2.2.1.3 Conversor CC-CC 26

3 TOPOLOGIAS DOS CONVERSORES CC-CC 30
3.1 Conversor linear 30
3.2 Conversor chaveado 30
3.2.1 Conversor *Buck* 31
3.2.1.1 Análise com a chave fechada 33
3.2.1.2 Análise com a chave aberta 34
3.2.2 Conversor *Boost* 35
3.2.2.1 Análise com a chave fechada 36
3.2.2.2 Análise com a chave aberta 37
3.2.3 Conversor *Buck-Boost* 39
3.2.3.1 Análise com a chave fechada 40
3.2.3.2 Análise com a chave aberta 41

4 MÉTODO DE CONTROLE BASEADO NA FUNÇÃO DE LYAPUNOV 43
4.1 Princípios básicos 45
4.2 Projeto de controle baseado na função de Lyapunov 45
4.2.1 Controle do conversor CC-CC *Buck* 47
4.2.2 Controle do conversor CC-CC *Boost* 49
4.2.3 Controle do conversor CC-CC *Buck-Boost* 51

5 PROJETO E SIMULAÇÃO 55

5.1 **Conversor *Buck* $3,3\ V$** . . . **57**
5.2 **Conversor *Buck* $5\ V$** . . . **59**
5.3 **Conversor *Boost*** . . . **60**
5.4 **Conversor *Buck-Boost*** . . . **62**
5.5 **Simulação do SEP em malha aberta** . . . **63**
5.5.1 Eficiência dos conversores . . . 68
5.6 **Simulação do SEP em malha fechada usando o método de controle baseado na função de Lyapunov** . . . **69**
5.6.1 Sistema de controle do conversor *Boost* $12\ V$ . . . 71
5.6.2 Sistema de controle dos conversores CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ e $5\ V$ . . . 73
5.6.3 Sistema de controle do conversor *Buck-Boost* . . . 75
5.6.4 Resultados obtidos com o controle baseado na função de Lyapunov . . . 77
5.6.4.1 Cenário 1: Geração de energia total pelos painéis solares e bateria carregando . . . 77
5.6.4.2 Cenário 2: Geração de energia parcial dos painéis solares e bateria descarregando e ajudando a suprir a demanda energética do *CubeSat* . . . 80
5.6.4.3 Cenário 3: As baterias suprem a demanda energética total do *CubeSat* . . . 84
5.6.4.4 Eficiência dos conversores analisados . . . 87

6 **CONCLUSÃO** . . . **89**

REFERÊNCIAS . . . **90**

1 Introdução

Desde o seu primeiro lançamento, os CubeSats se popularizaram entre universidades e grupos comerciais pela sua simplicidade diante dos satélites tradicionais (SHAKOOR; ALAYEDI; ELSAYED, 2025) (ACERO et al., 2023), os quais demandam um grande investimento e tempo de manufatura. Na Figura 1 ilustra um comparativo de tamanho e de massa entre diferentes tipos de satélites.

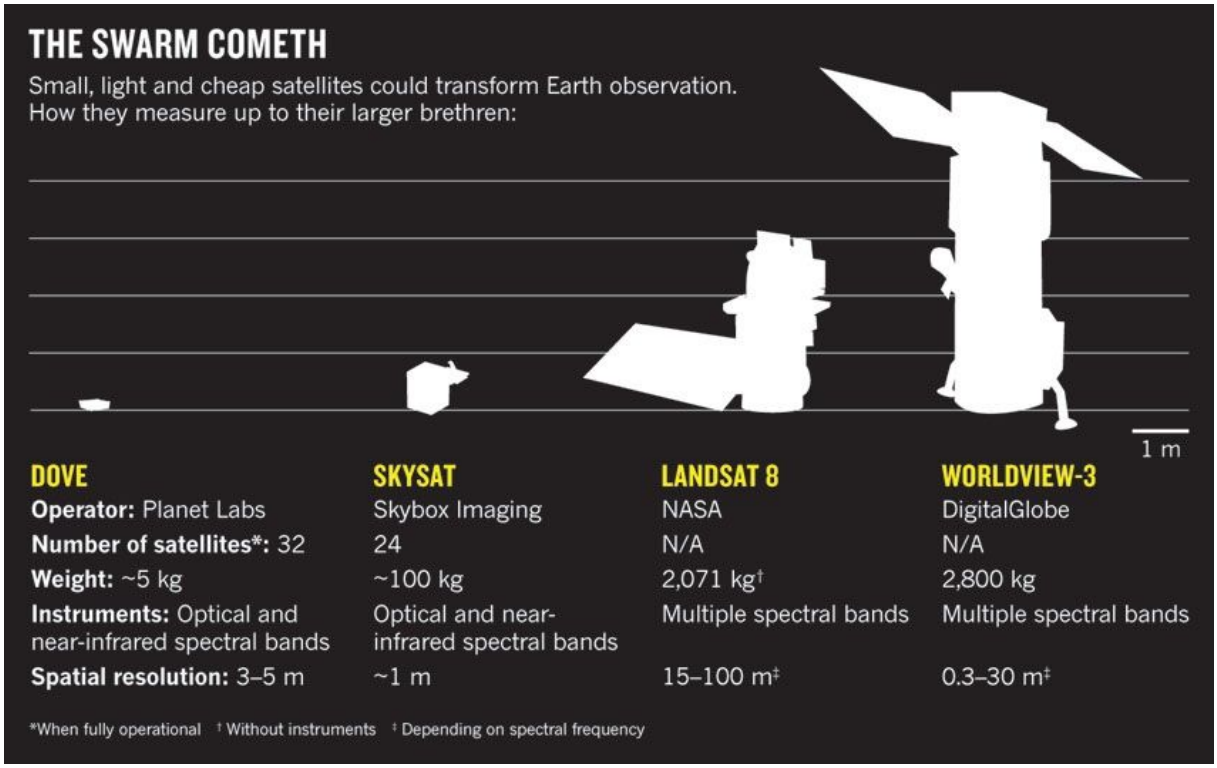


Figura 1 – Comparativo entre diferentes tipos de satélites (BUTLER, 2014)

Esses pequenos satélites possibilitaram que nações, que tradicionalmente não tinham condições de desenvolver algumas missões de seu programa espacial de forma autônoma, tivessem a oportunidade de desenvolvê-lo e, bem como, suas tecnologias espaciais (WOELLERT et al., 2011), devido ao ciclo de manufatura rápido, quando comparado ao dos grandes satélites, e um baixo investimento nos projetos.

O sistema elétrico de potência (SEP) é uma das principais composições dos satélites - trabalhando na geração, armazenamento, distribuição e condicionamento de energia elétrica (LASHAB et al., 2020), um mal dimensionamento irá resultar no fracasso de toda a missão. Para disponibilizar uma energia de qualidade às cargas, os conversores de potência desempenham um papel fundamental para garantir a continuidade da missão (RASHID, 2014). O seu correto dimensionamento resulta em um sistema eficiente, aproveitando ao

máximo a energia gerada pelos painéis solares, caso contrário, um sistema ineficiente resultará em perdas de energia e/ou na geração de calor no interior do satélite.

1.1 Objetivos gerais

Este trabalho tem como objetivo simular e analisar uma arquitetura de múltiplos estágios de conversão de potência utilizando o método de controle de Lyapunov, tendo como base o *CubeSat* GAMASAT-02 desenvolvido pela equipe de competição Gama *CubeDesign* da Universidade de Brasília (UnB). Por meio do ambiente de simulação do *Matlab/Simulink*, o presente trabalho também visa observar o comportamento dos conversores CC-CC chaveados utilizados no condicionamento de energia para as cargas presentes no GAMASAT-02, considerando aspectos como nível de tensão na saída dos conversores CC-CC e suas respectivas eficiências.

1.2 Objetivos específicos

. . Foi .

- Revisão bibliográfica em livros e trabalhos acadêmicos que abordavam a temática de conversores CC-CC chaveados e/ou métodos de controle de Lyapunov aplicado neles;
- Modelagem matemática dos conversores CC-CC *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*;
- Projetou-se uma lei de controle baseada na teoria de Lyapunov adequada ao sistema; e
- Implementação do controlador no ambiente *Matlab/Simulink* e simulado o desempenho dos conversores CC-CC chaveados em diferentes condições de operação e perturbações

1.3 Justificativas

Os sistema elétrico de potência de *CubeSats* exigem uma boa eficiência e robustez devido ao ambiente em que eles operam ser limitado energeticamente, às variações de carga e às oscilações de tensão do ambiente espacial. Os conversores CC-CC chaveados, essenciais para o condicionamento de energia, apresentam comportamento não linear, o que limita o desempenho de controladores tradicionais como o PID. Nesse contexto, o método de controle baseado na teoria de Lyapunov se destaca por oferecer maior estabilidade e melhor resposta dinâmica mesmo diante de perturbações significativas, contribuindo para

a confiabilidade do satélite e para a segurança da missão. Assim, estudar e aplicar esse método em conversores chaveados justifica-se pela possibilidade de aprimorar a eficiência energética e a robustez do sistema elétrico de potência de *CubeSats*.

1.4 Organização do trabalho

Este trabalho está divido em cinco capítulos.

- No capítulo 1 são apresentados os conceitos específicos do trabalho e sua organização.
- No capítulo 2 será abordado os CubeSats, com ênfase em seu sistema elétrico de potência.
- No capítulo 3 são apresentados as topologias dos conversores CC-CC, com um foco nos conversores chaveados *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*.
- No capítulo 4 é abordado o método de controle baseado na função de Lyapunov aplicada aos conversores CC-CC*Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*
- No capítulo 5 é apresentado os resultados de simulação feito no *software Matlab/Simulink* utilizando método de controle de malha aberta e fechada.
- Finalmente, as conclusões sobre o trabalho.

2 Sistema Elétrico de Potência do CubeSat

2.1 *CubeSats*

Segundo Corrêa (2010) os satélites começaram a ser amplamente explorados e desenvolvidos durante a Guerra Fria. Satélites espiões foram projetados a fim de que Estados Unidos e União Soviética pudessem vigiar e obter informações relevantes a respeito de sua nação rival. Atualmente, os satélites estão presentes em várias aplicações (LASHAB et al., 2020), sejam elas para fornecer sinal de internet em regiões afastadas dos grandes centros urbanos ou em trabalhos científicos, como o satélite brasileiro Amazonia-1 que tem como objetivo monitorar a região amazônica (SILVA; GRANDE; OLIVEIRA, 2022).

O avanço tecnológico e o desenvolvimento de componentes eletrônicos cada vez mais compactos, possibilitou o surgimento de satélites cada vez menores em um menor tempo de construção (EDPUGANTI et al., 2021) (LASHAB et al., 2020) (SHAKOOR; ALAYEDI; ELSAYED, 2025). Assim, estes estão classificados da seguinte forma, de acorod com suas massas e tempo de construção:

Tipo	Massa (kg)	Tempo de manufatura (anos)
Satélite grande	> 1000	> 5
Satélite Médio	$500 - 1000$	4
Minisatélite	$100 - 500$	3
Microsatélite	$10 - 100$	1
Nanosatélite	$1 - 10$	< 1
Picosatélite	$0.1 - 1$	< 1
Femtosatélite	< 0.1	< 1

Tabela 1 – Classificação dos satélites (LASHAB et al., 2020)

Embora existam inúmeras aplicações de satélites e seus subtipos, nesse trabalho foca-se nos nanosatélites conhecidos como *CubeSats*. Eles são um subtipo de pequenos satélites, com massas que variam de $1kg$ até $10kg$ e apresentam uma estrutura baseada na forma cúbica de $10cm$ de aresta (NASA, 2024). A Figura 2 ilustra algumas estruturas que um *CubeSat* pode apresentar.

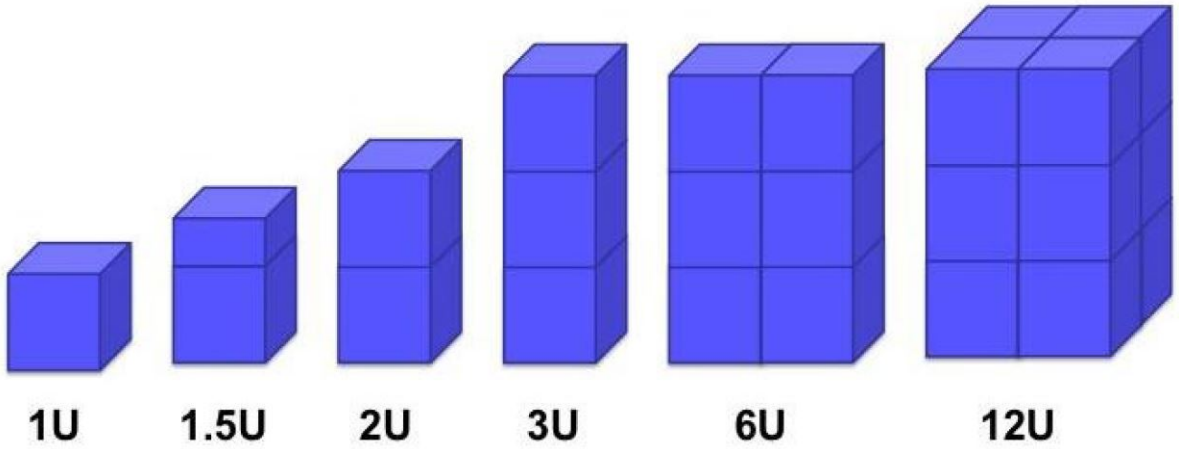


Figura 2 – Estruturas dos CubeSats (NASA, 2024)

Eles foram inicialmente propostos a fim de possibilitar que alunos pudessem aprender, projetar e lançá-los ao espaço (EDPUGANTI et al., 2021) (NASA, 2024). Esse novo tipo de tecnologia possibilitou acesso de projetos de pesquisas de baixo orçamento para testar experimentos científicos e validar novas tecnologias espaciais (EDPUGANTI et al., 2021). No início, os institutos acadêmicos foram a maioria nos primeiros lançamentos dos *CubeSats*, ao longo do tempo os lançamentos começaram a ter uma finalidade comercial (EDPUGANTI et al., 2021), e atualmente destaca-se pesquisas biológicas/químicas do comportamente de microorganismos em ambiente de microgravidade, vácuo e radiação intensa.

Os *CubeSats* são constituídos das seguintes subcategorias:

- Computador de bordo (do inglês *On Board Computer*, *OBC*): responsável pelo controle e codificação dos dados enviados dos sensores e enviar comandos para outros subsistemas (AL, 2024) (EDPUGANTI et al., 2021).

- Sistema de Determinação e Controle de Atitude (do inglês *Attitude Determination and Control System*, *ADCS*): permite orientar o satélite durante sua órbita (AL, 2024) (EDPUGANTI et al., 2021).

- Subsistema de Telemetria, Rastreamento e Comando (do ingês *Telemetry, Tracking and Command*, *TT&C*): destina-se a comunicação entre o satélite e a *ground station* (AL, 2024) (EDPUGANTI et al., 2021).

- Subsistema de Controle Térmico (do inglês *Thermal Control System*, *TCS*): responsável por monitorar a temperatura no interior do satélite (AL, 2024).

- Carga Últil (do inglês *Payload*): equipamento eletrônico necessário para a concretização da missão, podendo ser uma câmera para imageamento terrestre ou rádios para comunicação (AL, 2024).

- Sistema Elétrico de Potência (do inglês *Electrical Power System*, *EPS*): responsável pela geração, armazenamento, conversão e distribuição da energia elétrica (AL, 2024) (EDPUGANTI et al., 2021). Ao longo do texto será usado a a sigla SEP para se referir ao Sistema Elétrico de Potência.

Os *CubeSats* são, na maior parte das vezes, desenvolvidos para atuarem na órbita baixa da Terra (*Low Earth Orbit - LEO*), cujas altitudes são inferiores à 2000 km, e com um período orbital, aproximadamente, de 90 a 120 minutos (HUSSEIN; MASSOUD; KHATTAB, 2022) (RAVINDRAN; MASSOUD, 2025).

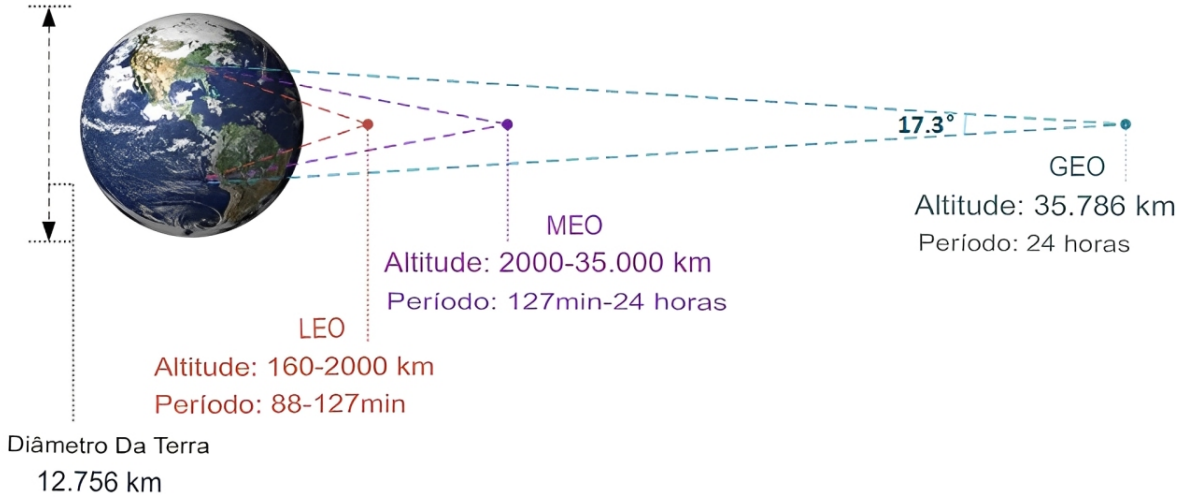


Figura 3 – Órbita terrestre (RAVINDRAN; MASSOUD, 2025)

Durante o desenvolvimento do satélite, deve-se assegurar que os componentes irão tolerar a radiação solar severa, a grande variação de temperatura e que sejam altamente confiáveis, uma vez que após o lançamente não há a possibilidade de realizar manutenção (EDPUGANTI et al., 2021).

No presente trabalho, o foco será no subsistema *SEP*. Ele é essencial, uma vez que irá suprir toda a necessidade energética aos outros subsistemas (EDPUGANTI et al., 2021). A Figura 4 ilustra a composição básica do *SEP*.

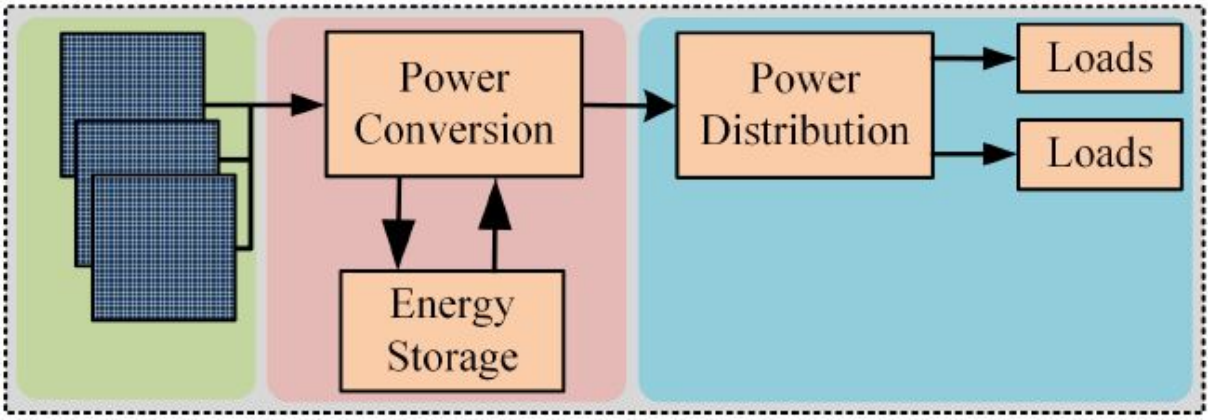


Figura 4 – Composição básica do *SEP* (EDPUGANTI et al., 2021)

2.2 Sistema Elétrico de Potência (SEP)

A função fundamental do EPS é fornecer energia elétrica ao CubeSat (SOUZA, 2021). Observando a Figura 4 percebe-se que este sistema é constituído por painéis solares, a fonte primária de energia para o satélite. Eles irão converter energia luminosa proveniente dos raios solares em energia elétrica (EDPUGANTI et al., 2021) (LASHAB et al., 2020) por meio do efeito fotovoltaico. As baterias, fonte secundária de energia para o satélite (LASHAB et al., 2020), irão armazenar energia mais do que suficiente para que possa ser usada em situações atípicas e/ou críticas que o *CubeSat* possa enfrentar, como período de eclipse (situação na qual um corpo celeste, como o planeta Terra, bloqueia os raio solares e forma uma sombra temporária sobre os painéis solares) ou vários componentes operando, requisitando um alto consumo de energia (LASHAB et al., 2020). Conversores de potência são responsáveis por converter o nível de tensão dos painéis solares e/ou baterias para um nível de tensão adequado aos outros componentes (LASHAB et al., 2020).

2.2.1 Estrutura do SEP

A estrutura de um SEP neste trabalho compõem-se dos seguintes equipamentos: painéis solares, baterias e conversor CC-CC.

2.2.1.1 Painéis solares

Devido ao tamanho limitado dos CubeSats e conhecendo que os painéis solares são as únicas fontes de geração de energia elétrica, a escolha por uma tecnologia de células fotovoltaicas tem sua relevância (CHTITA et al., 2018). Eles poderão está estruturados no CubeSat em três possíveis configurações: montadas na superfície do CubeSat Figura 5, painéis solares do tipo desdobrável Figura 6 e uma configuração mista, ou seja, um CubeSat que apresenta as duas configurações previamente mencionadas, Figura 7.

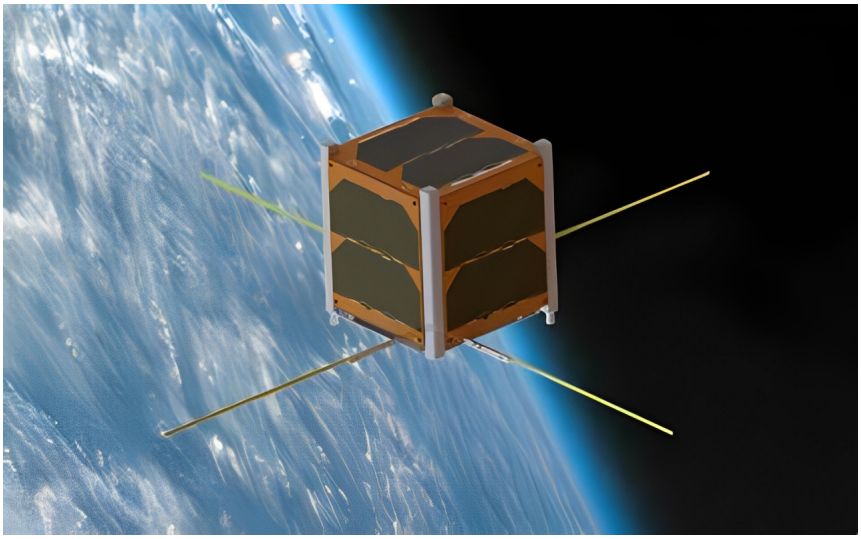


Figura 5 – Alfacrux CubeSat (SECOMUNB, 2022)

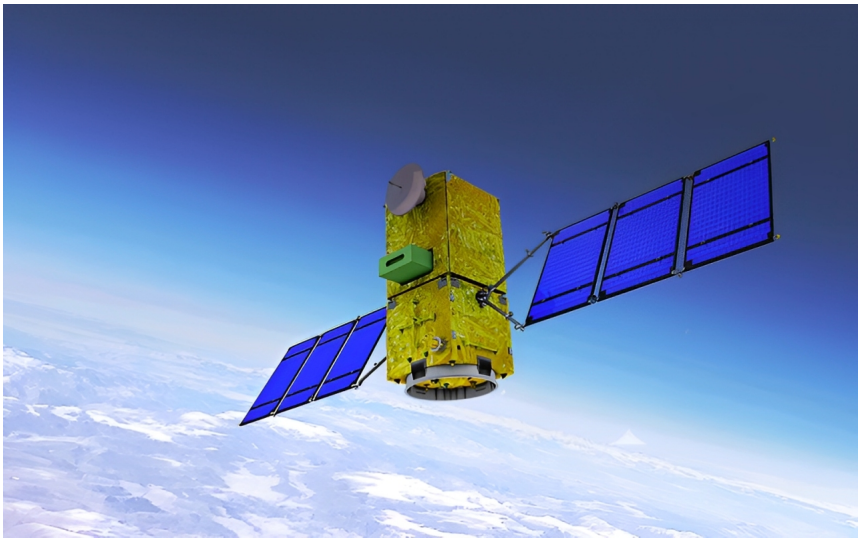


Figura 6 – Satélite Amazonia 1 (ABRASAT, 2021)

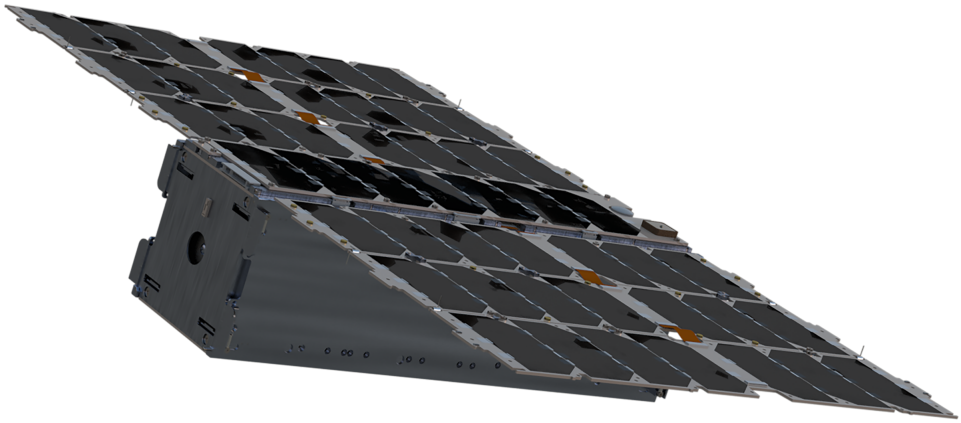


Figura 7 – *Astrocast CubeSat* (*European Space Agency - ESA*)

Através do efeito fotovoltaico, as células solares transformam a radiação solar incidente nelas em energia elétrica de corrente contínua (CHTITA et al., 2018) (SOUZA, 2021). Entre os diversos modelos existentes destacam-se as do tipo tripla junção (fosfeto de gálio e índio/ arsenieto de gálio/ germânio (GaInP/GaAs/Ge)), muito adotados nos CubeSats devido a sua alta eficiência quando comparada as baseadas em silício (Si) (LASHAB et al., 2020).

A geração de energia pelos painéis solares varia de acordo com a irradiação e a temperatura, quanto menor for a irradiação e maior for a temperatura, menor será a eficiência das células solares (CARRACE; GOMES; GRIZENDI, 2022). Assim, para se obter a maior eficiência dos módulos fotovoltaicos são utilizadas técnicas para encontrar o ponto de máximo de potência ou MPP (*Maximum Power Point*) (CARRACE; GOMES; GRIZENDI, 2022). A técnica mais utilizada é o MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), o qual utiliza algoritmos para rastrear o ponto em que as células solares geram maior potência elétrica possível (CARRACE; GOMES; GRIZENDI, 2022).

2.2.1.2 Baterias

As baterias podem ser de dois modelos de acordo com o tipo de reação eletroquímica que realizam (NASA, 2024). As do tipo primária não são recarregáveis, sendo assim, são usadas em satélites para missões de curta duração (NASA, 2024).

As baterias do tipo secundária - muito utilizadas em *CubeSats* - podem ser conectadas a uma fonte primária de energia, painéis solares, para serem recarregadas (NASA, 2024). Elas irão armazenar uma parcela da energia elétrica, quando a potência gerada pelas células fotovoltaicas for maior que a potência consumida pelas cargas (LASHAB et al., 2020), para serem utilizadas em momentos críticos - uma alta demanda energética do CubeSat e/ou momentos de eclipse (LASHAB et al., 2020) (NASA, 2024) (EDPUGANTI et al., 2021). A Figura 8 ilustra o esquema de carga e descarga e uma bateria de lítio. Durante sua carga a energia elétrica será convertida em energia química, e durante sua descarga energia química será convertida em energia elétrica (SOUZA, 2021).

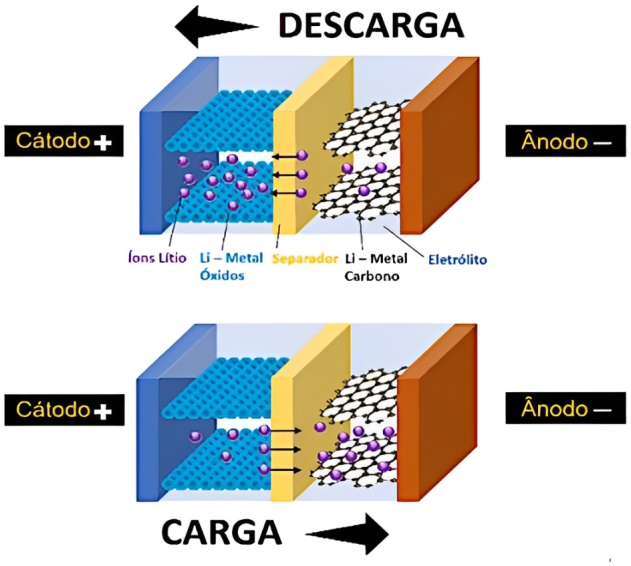


Figura 8 – Esquema de carga e descarga de uma bateria de lítio (MOREIRA et al., 2024)

As baterias com células de íons-Lítio (íon-Li), Figura 9, são bastante aplicadas em *CubeSats* que operam na *LEO*, devido a sua alta densidade energética, alto número de ciclos de carga/descarga e uma baixa taxa de auto-descarga (EDPUGANTI et al., 2021) (SOUZA, 2021) (LASHAB et al., 2020).



Figura 9 – Bateria de íon-Lítio (Samsung SDI Co., Ltd., 2009)

2.2.1.3 Conversor CC-CC

A arquitetura do SEP, baseado nos conversores CC-CC, pode ser observada em dois aspectos: baseada na localização dos conversores (centralizada ou distribuída) e nos números de estágios de conversão (único estágio ou múltiplos estágios) (EDPUGANTI et al., 2021) (SHAKOOR; ALAYEDI; ELSAYED, 2025).

A Figura 10 ilustra a arquitetura centralizada. Todos os conversores estão localizadas em uma única placa de circuito impresso (*Printed Circuit Board, PCB*) os quais se

conectarão com os módulos fotovoltaicos, as baterias, o payload e os outros subsistemas de acordo com os seus níveis de tensões elétricas (EDPUGANTI et al., 2021) (SHAKOOR; ALAYEDI; ELSAYED, 2025).

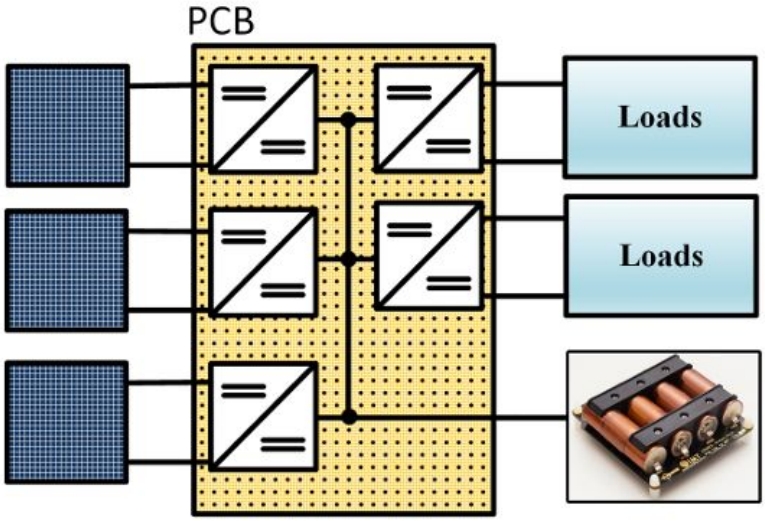


Figura 10 – Arquitetura centralizada (EDPUGANTI et al., 2021)

Devido a sua simplicidade, esse tipo de arquitetura é amplamente utilizada nos CubeSats (EDPUGANTI et al., 2021). Entretanto, uma desvantagem desta arquitetura é sua baixa confiabilidade, visto que a falha de um dos conversores irá comprometer diversos substistemas (EDPUGANTI et al., 2021), colocando em risco a continuidade da operação do satélite.

A Figura 11 ilustra a arquitetura distribuida, bastante empregada em grandes satélites por utilizar equipamentos redundantes (EDPUGANTI et al., 2021) (SHAKOOR; ALAYEDI; ELSAYED, 2025), por exemplo, caso um conversor de nível de tensão para 5V apresente uma falha que o impossibilite sua operação nominal, um outro conversor (redundante) irá substituí-lo para preservar as operações do satélite.

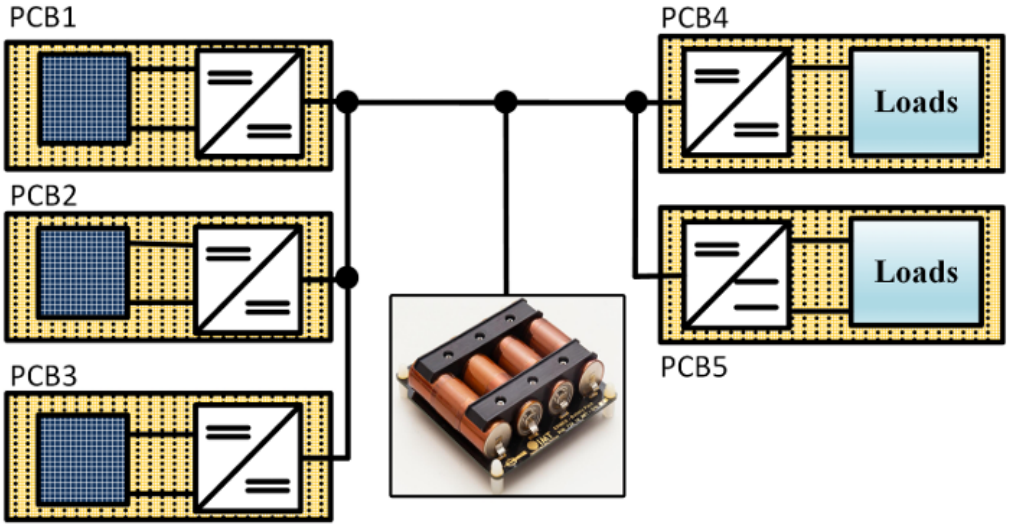


Figura 11 – Arquitetura distribuida (EDPUGANTI et al., 2021)

Nos *CubeSats*, devido as suas limitações geométricas, essa arquitetura não se tornou popular por utilizar um grande número de conversores de potência (EDPUGANTI et al., 2021).

Um outro tipo de análise da arquitetura dos conversores de potência é de acordo com o número de estágios de conversão.

A Figura 12 ilustra a arquitetura de único estágio. Ela utiliza um único estágio de conversão, como um conversor de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*Multiple-Input-Multiple-Output, MIMO*). Essa arquitetura apresenta uma alta taxa de eficiência, entretanto ela é complexa bem como o seu controle (EDPUGANTI et al., 2021).

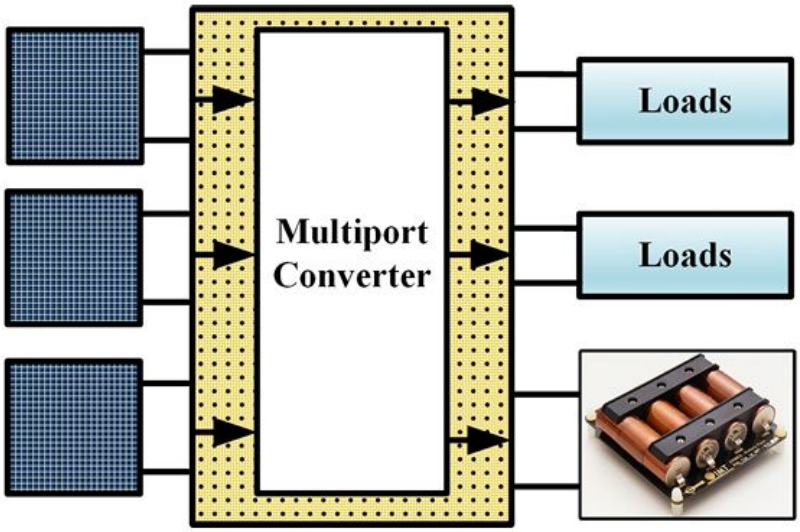


Figura 12 – Arquitetura único estágio de conversão (EDPUGANTI et al., 2021)

Uma outra arquitetura é a de múltiplos estágios, Figura 11, popularmente utilizada nos CubeSats. Nela múltiplos estágios de conversão são utilizados para aplicações específicas. Apesar de ter um controle mais simples ela é um sistema com baixa eficiência devido aos seus múltiplos estágios de conversão (EDPUGANTI et al., 2021). Neste trabalho será analisada esta arquitetura no CubeSat GAMASAT-02.

3 Topologias dos Conversores CC-CC

Segundo Hussein, Massoud e Khattab (2022), os conversores CC-CC são dispositivos eletrônicos que irão adaptar um nível de tensão na entrada para um outro nível de tensão solicitado pelos outros subsistemas, o qual poderá ser maior e/ou menor que o nível de tensão de entrada. Há dois tipos de conversores CC-CC, os lineares e os chaveados (SOUZA, 2021).

3.1 Conversor linear

Os conversores do tipo linear apresentam um transistor que funciona como uma resistência variável (HART, 2016), Figura 13. Logo, parte da energia que entra pelo conversor é perdida como forma de calor por efeito Joule, tornando-o ineficiente (HART, 2016).

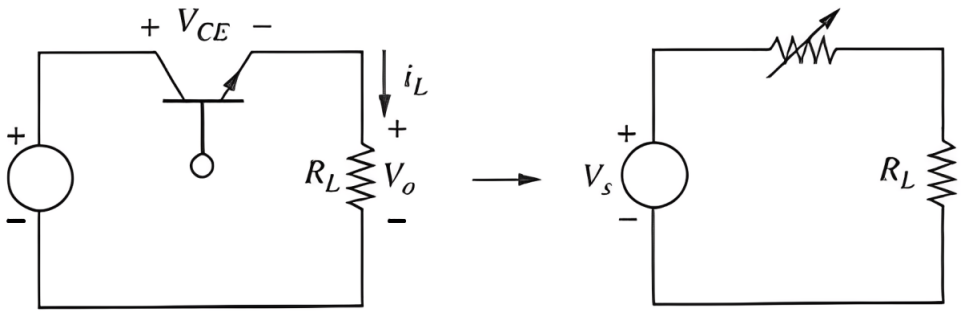


Figura 13 – Conversor linear básico (HART, 2016)

3.2 Conversor chaveado

O conversor chaveado ou comutado apresenta um transistor que funciona como uma chave eletrônica, Figura 14, (HART, 2016).

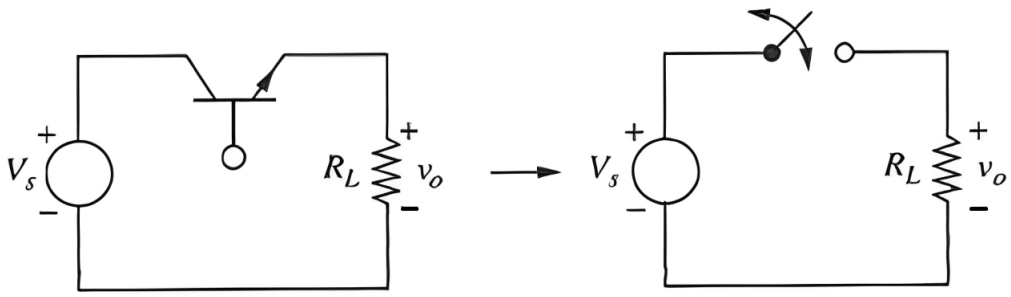


Figura 14 – Conversor chaveado básico (HART, 2016)

Quando a chave do circuito da Figura 14 fecha, a tensão sobre a carga é igual à tensão de entrada do circuito (V_s), isso pode ser observado na Figura 15 durante o intervalo t_1. No intervalo t_2, a chave permanece aberta, e a tensão sobre a carga é zero.

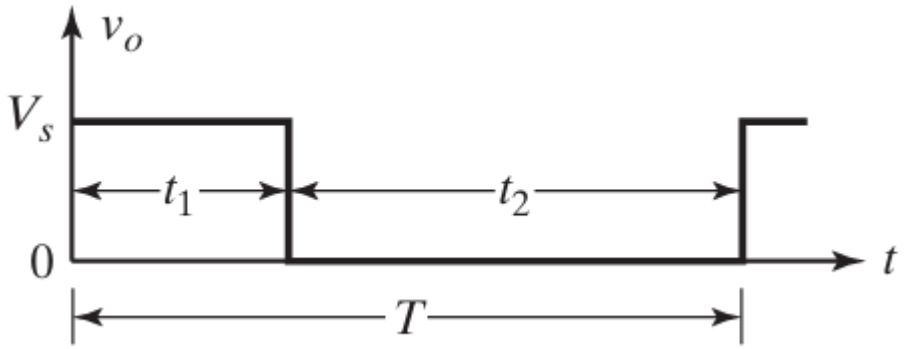


Figura 15 – Forma de onda do nível de tensão na carga do circuito da Figura 14 (RASHID, 2014)

A depender do nível de tensão da saída, eles podem ser classificados em três tipos (*Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*).

3.2.1 Conversor *Buck*

Ao controlar o período de comutação da chave do circuito da Figura 14 é possível verificar que a tensão sobre a carga R_L será uma tensão pulsada, como ilustrado na Figura 16 (HART, 2016).

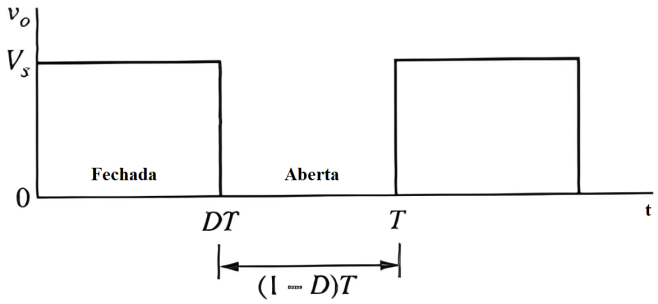


Figura 16 – Tensão pulsada na saída (HART, 2016)

Contudo, muitas aplicações requerem uma saída puramente CC, e um modo de obter essa saída no circuito da Figura 14 é inserindo um filtro passa baixa após a chave (HART, 2016). O circuito da Figura 17 ilustra o filtro passa baixa *LC* adicionado após a chave do circuito da Figura 14. Neste novo circuito, o diodo fornece um caminho para a corrente no indutor para quando a chave estiver aberta e para quando ela estiver fechada o diodo estará polarizado reversamente (HART, 2016).

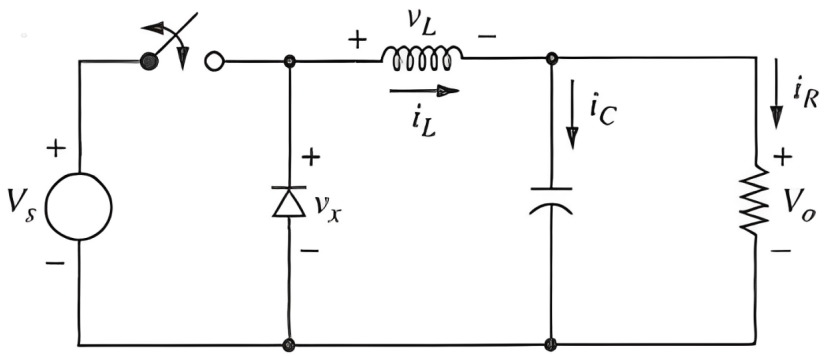


Figura 17 – Conversor *Buck* CC-CC (HART, 2016)

O circuito da Figura 17 é um conversor *Buck* (ou abaixador). Ele terá como nível de tensão de saída menor do que o nível de tensão de entrada (HART, 2016).

Para o estudo do conversor *Buck* será suposto que a corrente no indutor está no modo de condução contínua, ou seja, ela permanece postiva por todo o período de comutação (HART, 2016), e o conversor estará funcionando no modo estável, logo irá apresentar as seguintes propriedades:

1. A corrente no indutor é periódica.

$$i_L(t+T) = i_L(t) \tag{3.1}$$

2. A tensão média no indutor é zero.

$$V_L = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} v_L(\lambda)d\lambda = 0 \tag{3.2}$$

3. A corente média no capacitor é zero.

$$I_C = \frac{1}{T}\int_t^{t+T} i_C(\lambda)d\lambda = 0 \tag{3.3}$$

4. Para componentes ideais a potência fornecida pela fonte é a mesma potência fornecida à carga.

$$P_s = P_o \tag{3.4}$$

5. Para componentes não ideais haverá perdas no processo.

$$P_s = P_o + \text{perdas} \tag{3.5}$$

Inicialmente, será presumida as seguintes suposições para a análise do conversor *Buck*:

1. O circuito opera no modo estável.

2. A corrente no indutor é modo contínuo.
3. O capacitor apresenta uma capacitância elevada e a tensão de saída é mantida contante em V_o.
4. A chave opera em um período de comutação T; a chave permanece aberta por um período DT e fica aberta por um período $(1 - D)T$.
5. Os componentes são ideais.

3.2.1.1 Análise com a chave fechada

Quando a chave é fechada no conversor *Buck* o diodo é polarizado inversamente e a Figura 18 ilustra o circuito equivalente do conversor (HART, 2016).

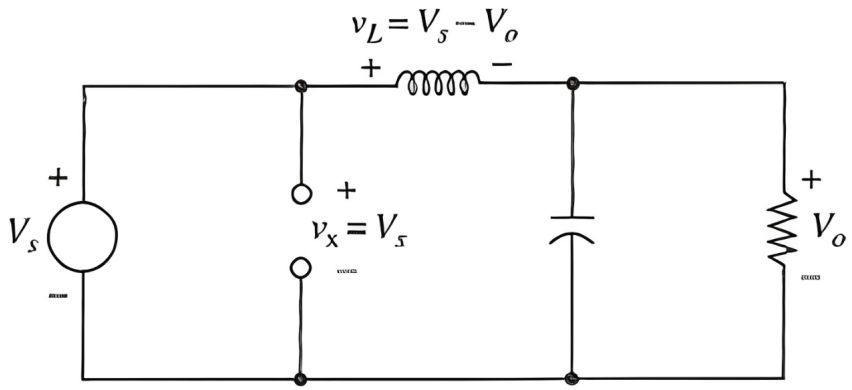


Figura 18 – Conversor *Buck* para chave fechada (HART, 2016)

A tensão no indutor será (HART, 2016)

$$v_L = V_s - V_o \tag{3.6}$$

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_s - V_o \tag{3.7}$$

Ao aplicar a lei de Kirchhof das corrente no nó comum entre o indutor, o capacitor e a resistor (carga) se terá a seguinte equação (HART, 2016)

$$i_L = i_C + i_R \tag{3.8}$$

Isolando i_C e substituindo-o por $C\frac{dV_o}{dt}$

$$C\frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \tag{3.9}$$

3.2.1.2 Análise com a chave aberta

Quando a chave é aberta no conversor *Buck* o diodo fica polarizado diretamente e a Figura 19 ilustra o circuito equivalente do conversor (HART, 2016).

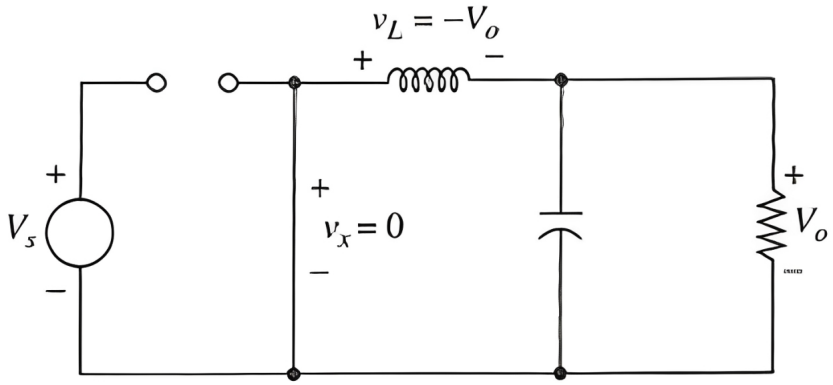


Figura 19 – Conversor *Buck* para chave aberta (HART, 2016)

A tensão no indutor será (HART, 2016)

$$v_L = -V_o \tag{3.10}$$

$$L\frac{dI_L}{dt} = -V_o \tag{3.11}$$

Ao aplicar a lei de Kirchhof das corrente no nó comum entre o indutor, o capacitor e a resistor (carga) se terá a seguinte equação (HART, 2016)

$$i_L = i_C + i_R \tag{3.12}$$

Isolando i_C e substituindo-o por $C\frac{dV_o}{dt}$

$$C\frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \tag{3.13}$$

Assim, com as equações ilustrando o comportamento do conversor quando a chave estiver fechada e aberta é possível desenvolver uma equação geral a qual terá uma variável de controle denominada por u. Ela será 0 quando a chave estiver aberta e 1 quando estiver fechada. Logo, as equações diferenciais para o conversor *Buck* serão (KOMURCUGIL et al., 2023)

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_s u - V_o \tag{3.14}$$

$$C\frac{dV_o}{dt} = I_L - \frac{V_o}{R_L} \tag{3.15}$$

Ao se fazer a análise do circuito em duas situações, uma com a chave aberta e outra com a chave fechada, pode-se chegar a seguinte relação entre a tensão de saída com a tensão de entrada do conversor (HART, 2016) (RASHID, 2014).

$$V_o = DV_s \tag{3.16}$$

Logo, por meio de (3.16), é possivel mostrar que de acordo com a taxa de trabalho (D) o conversor *Buck* produzirá uma tensão na saída que será menor ou igual a da entrada.

Pode-se determinar o valor mínimo da indutância para o indutor para o modo de condução contínuo (HART, 2016) (RASHID, 2014)

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \tag{3.17}$$

A capacitância do capacitor pode ser determinada de acordo com a seguinte equação (HART, 2016) (RASHID, 2014)

$$C = \frac{1-D}{8L(\Delta V_o/V_o)f^2} \tag{3.18}$$

3.2.2 Conversor *Boost*

O conversor *Boost* ou conversor elevador, mostrado na Figura 20, é aquele que terá como nível de tensão de saída maior do que o nível de tensão de entrada (HART, 2016) (KOMURCUGIL et al., 2023).

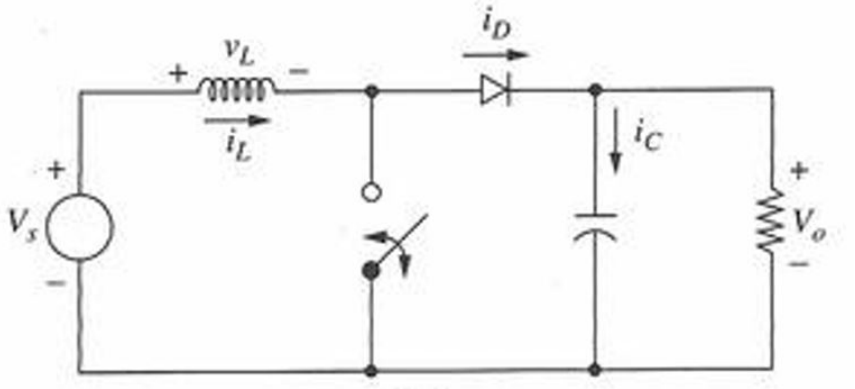


Figura 20 – Conversor *Boost* CC-CC (HART, 2016)

Para a análise deste conversor será suposta os rseguintes requisitos (HART, 2016):

1. Existem condições de estado estável.
2. A chave opera em um período de comutação T; a chave permanece aberta por um período DT e fica aberta por um período $(1 - D)T$.
3. O indutor funciona no modo de condução contínua.
4. O capacitor apresenta uma capacitância elevada e a tensão de saída é mantida contante em V_o.
5. Os componentes são ideais.

3.2.2.1 Análise com a chave fechada

Quando a chave é fechada no conversor *Boost* o diodo é polarizado reversamente e a Figura 21 ilustra o circuito equivalente do conversor (HART, 2016).

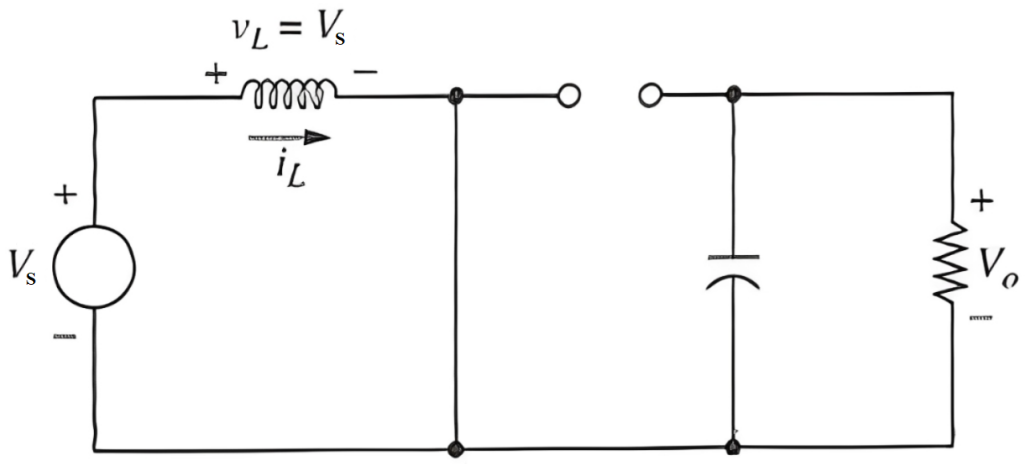


Figura 21 – Conversor *Boost* para chave fechada (HART, 2016)

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões na malha que contém fonte de tensão, o indutor e a chave fechada obtém-se a equação (HART, 2016)

$$v_L = V_s \tag{3.19}$$

Substituindo v_L por $L\frac{di_L}{dt}$

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_s \tag{3.20}$$

Ao aplicar a lei de Kirchhoff das corrente no nó comum entre o capacitor e a resistor (carga) se terá a seguinte equação (HART, 2016)

$$0 = i_C + i_R \tag{3.21}$$

Isolando i_C e substituindo-o por $C\frac{dV_o}{dt}$

$$C\frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{R} \tag{3.22}$$

3.2.2.2 Análise com a chave aberta

Quando a chave é aberta no conversor *Boost* o diodo fica polarizado diretamente e a Figura 22 ilustra o circuito equivalente do conversor (HART, 2016).

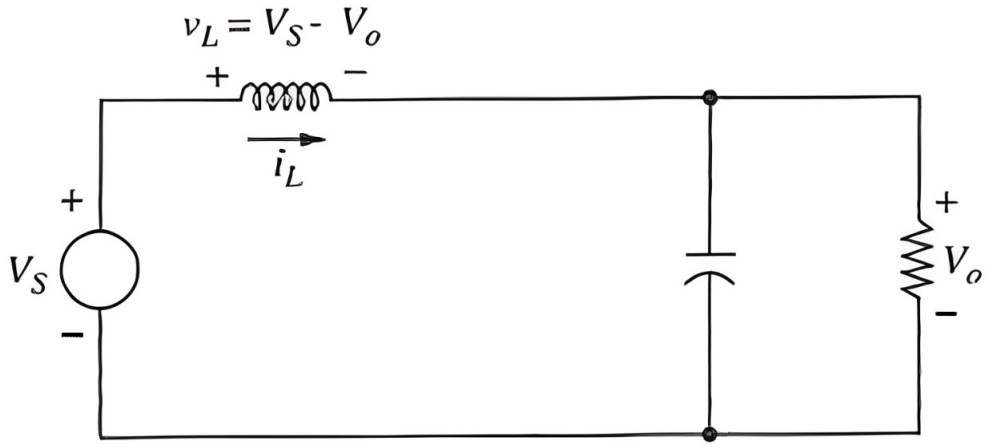


Figura 22 – Conversor *Boost* para chave aberta (HART, 2016)

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões na malha que contém fonte de tensão, o indutor e o capacitor será possível obter a seguinte equação (HART, 2016)

$$v_L = V_S - V_o \tag{3.23}$$

Substituindo v_L por $L\frac{di_L}{dt}$

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_S - V_o \tag{3.24}$$

Ao aplicar a lei de Kirchhoff das corrente no nó comum entre o indutor, o capacitor e a resistor (carga) se terá a seguinte equação (HART, 2016)

$$i_L = i_C + i_R \tag{3.25}$$

Isolando i_C e substituindo-o por $C\frac{dV_o}{dt}$

$$C\frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \tag{3.26}$$

Assim, com as equações ilustrando o comportamento do conversor quando a chave estiver fechada e aberta é possível desenvolver uma equação geral a qual terá uma variável de controle denominada por u. Ela será 0 quando a chave estiver aberta e 1 quando estiver fechada. Logo, as equações diferenciais para o conversor *Boost* serão (KOMURCUGIL et al., 2023)

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_s + V_o(u-1) \tag{3.27}$$

$$C\frac{dV_o}{dt} = I_L(1-u) - \frac{V_o}{R_L} \tag{3.28}$$

Ao analisar o comportamento deste conversor quando a chave está fechada ($u = 0$) e para quando a chave estiver aberta ($u = 1$), pode-se obter a relação entre a tensão de saída com a tensão de entrada do conversor (HART, 2016) (RASHID, 2014).

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \tag{3.29}$$

De acordo com Hart (2016), deve-se garantir um valor de indutância mínima para que o indutor permaneça no modo de condução contínua. Assim, o valor da indutância para este conversor será obtida através de (3.30) (HART, 2016) (RASHID, 2014)

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2R}{2f} \tag{3.30}$$

A capacitância do capacitor pode ser determinada de acordo com a seguinte equação (HART, 2016) (RASHID, 2014)

$$C = \frac{D}{R(\Delta V_0/V_0)f} \tag{3.31}$$

3.2.3 Conversor *Buck-Boost*

O conversor buck-boost, mostrado na Figura 23, é aquele que terá como nível de tensão de saída menor ou maior do que o nível de tensão de entrada (HART, 2016).

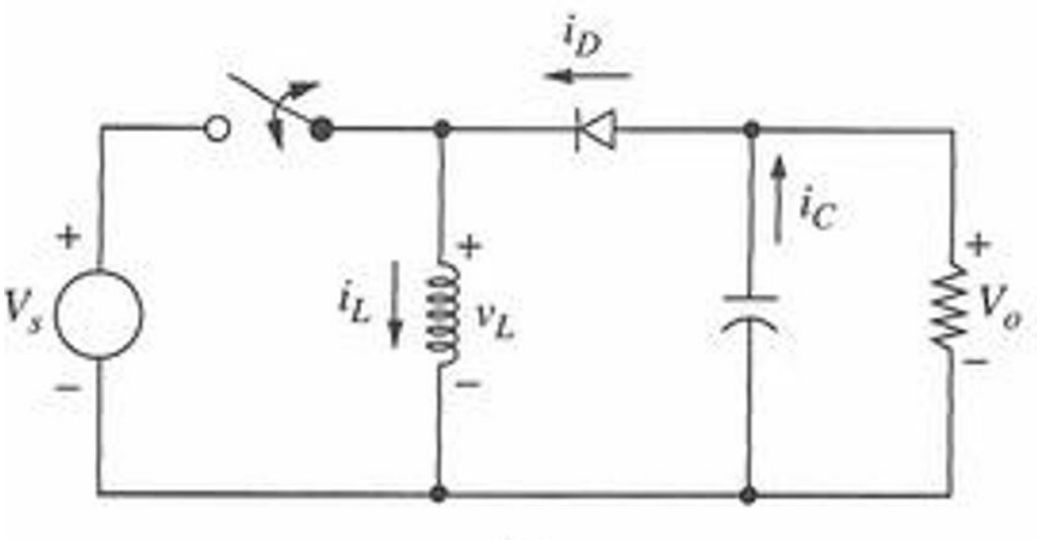


Figura 23 – Conversor *Buck-Boost* CC-CC (HART, 2016)

Para a análise deste conversor será suposta os mesmos requisitos apresentados para o conversor *Boost* (HART, 2016):

1. Existem condições de estado estável.
2. A chave opera em um período de comutação T; a chave permanece aberta por um período DT e fica aberta por um período $(1 - D)T$.
3. O indutor funciona no modo de condução contínua.
4. O capacitor apresenta uma capacitância elevada e a tensão de saída é mantida contante em V_o.
5. Os componentes são ideais.

3.2.3.1 Análise com a chave fechada

Quando a chave é fechada o conversor *Buck-Boost* irá apresentar o seguinte circuito equivalente, Figura 24 (HART, 2016).

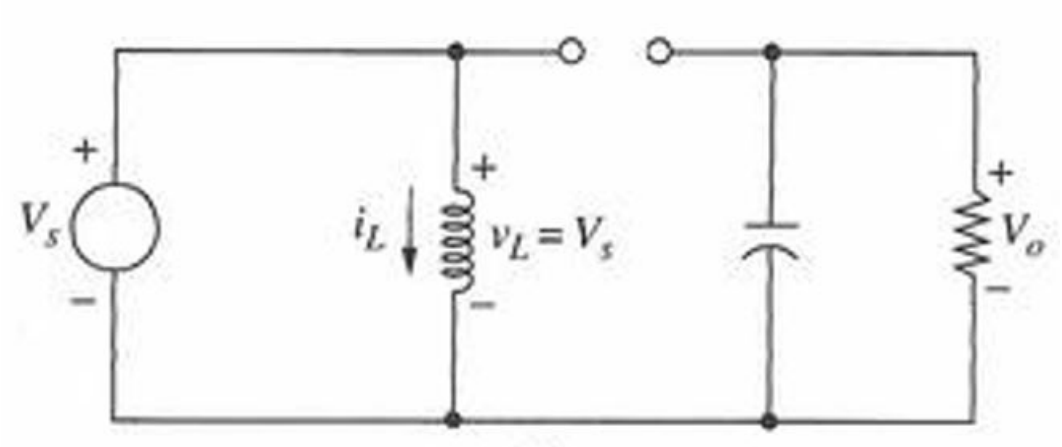


Figura 24 – Conversor *Buck-Boost* para chave fechada (HART, 2016)

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões na malha que contém fonte de tensão e o indutor será possível obter a seguinte equação (HART, 2016)

$$v_L = V_s \tag{3.32}$$

Substituindo v_L por $L\frac{di_L}{dt}$

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_s \tag{3.33}$$

Ao aplicar a lei de Kirchhoff das corrente no nó comum entre o capacitor e a resistência (carga) se terá a seguinte equação (HART, 2016)

$$0 = i_C + i_R \tag{3.34}$$

Isolando i_C e substituindo-o por $C\frac{dV_o}{dt}$

$$C\frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{R} \tag{3.35}$$

3.2.3.2 Análise com a chave aberta

Quando a chave é aberta no conversor *Buck-Boost* o diodo fica polarizado diretamente e a Figura 25 ilustra o circuito equivalente do conversor (HART, 2016).

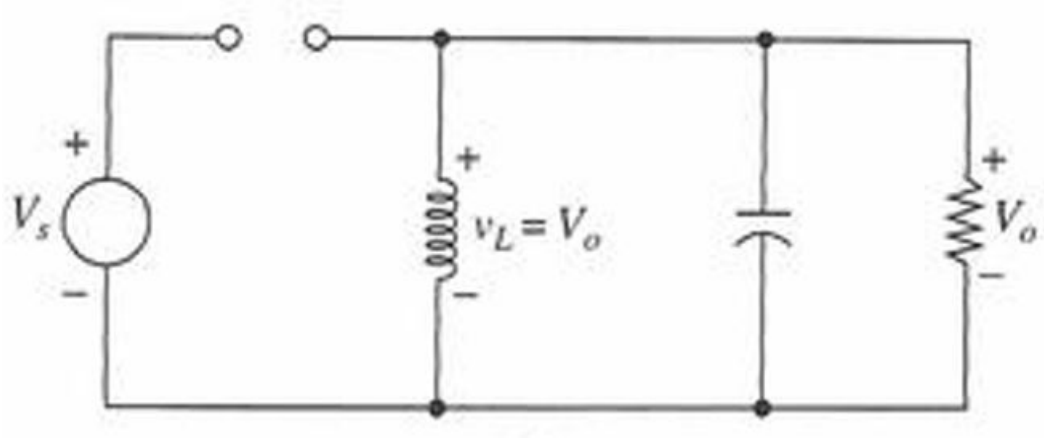


Figura 25 – Conversor *Buck-Boost* para chave aberta (HART, 2016)

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões na malha que contém fonte de tensão, o indutor e o capacitor será possível obter a seguinte equação (HART, 2016)

$$v_L = -V_o \tag{3.36}$$

Substituindo v_L por $L\frac{di_L}{dt}$

$$L\frac{dI_L}{dt} = -V_o \tag{3.37}$$

Ao aplicar a lei de Kirchhoff das corrente no nó comum entre o indutor, o capacitor e a resistor (carga) se terá a seguinte equação (HART, 2016)

$$i_L = i_C + i_R \tag{3.38}$$

Isolando i_C e substituindo-o por $C\frac{dV_o}{dt}$

$$C\frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \tag{3.39}$$

Assim, com as equações ilustrando o comportamento do conversor quando a chave estiver fechada e aberta é possível desenvolver uma equação geral a qual terá uma variável de controle denominada por u. Ela será 0 quando a chave estiver aberta e 1 quando estiver fechada. Logo, as equações diferenciais para o conversor *Buck-Boost* serão (KOMURCUGIL et al., 2023)

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_s u + V_o(u-1) \tag{3.40}$$

$$C\frac{dV_o}{dt} = I_L(1-u) - \frac{V_o}{R_L} \tag{3.41}$$

Ao analisar o comportamento deste conversor quando a chave está fechada e para quando a chave estiver aberta, pode-se obter a relação entre a tensão de saída com a tensão de entrada do conversor (HART, 2016) (RASHID, 2014).

$$V_o = -V_s\frac{D}{1-D} \tag{3.42}$$

Deve-se garantir um valor de indutância mínima para que o indutor permaneça no modo de condução contínua (HART, 2016). Assim, o valor da indutância para este conversor será obtida através da seguinte equação 3.43 (HART, 2016) (RASHID, 2014)

$$L_{min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \tag{3.43}$$

A capacitância do capacitor pode ser determinada de acordo com a seguinte equação (HART, 2016) (RASHID, 2014)

$$C = \frac{D}{R(\Delta V_0/V_0)f} \tag{3.44}$$

Assim, após determinação das equações utilizadas para obter os valores de D, L_{min} e C será possível projetar cada os conversores chaveados do GAMASAT-02 com base no levantamento de cargas que será apresentado no capítulo 5.

4 Método de controle baseado na função de Lyapunov

Com o desenvolvimento tecnológico e várias topologias de conversores de potência, os pesquisadores ficaram interessados em aplicar métodos de controle para regular o nível de tensão na saída dos conversores (KOMURCUGIL et al., 2023). Entre a variedade de métodos de controle existentes, é possível classificá-los de forma geral em lineares e não lineares, os quais podem ser obervados na Tabela 2.

Entretanto, os métodos de controle não lineares ganharam destaque por não somente serem válido em pontos próximos ao ponto de operação, mas também por sua validade em pontos afastados dele. O método de controle baseado na função de Lyapunov é um método não linear o qual garante estabilidade ao conversor e fornece uma boa performace sobre grandes transientes (KOMURCUGIL et al., 2023).

Técnica de controle	Vantagens	Limitações	Ref
Modulação por largura de pulso (PWM)	Método de controle de potência mais eficinente quando comparado a outros métodos de controle linear. Ajuda a reduzir interferências eletromagnéticas.	Em altas frequências haverá perdas reduzindo a eficiência.	(JAVIDAN, 2016)
Controle Preditivo de Modelo (MPC)	Rápida resposta. Rastreamento eficaz usando estratégias baseadas em estimativas.	Parâmetros do circuito são sensíveis. O modelo detalhado deve ser conhecido.	(HU et al., 2022)
(PID)	Implementação simples. Resposta transiente é mais rápida.	*Overshoot*, erro de estado estável e tempo de estabilização são altos.	(HEKIMOĞLU; EKINCI; KAYA, 2018)
Modelagem de Espaço de Estado (SSM)	A resposta transitória será melhorada. Carga variável com menos *overshoot*.	O modelo detalhado deve ser conhecido. A implementação inicial requer mais tempo.	(IBRAHIM; YAHAYA; SAAD, 2016) (FREYTES et al., 2017)
Controle de modo deslizante (SMC)	Implementação simples. Resposta a perturbações externas.	Altos *overshoots*.	(UTKIN et al., 2020) (FATOOREHCHI; GHORBANIAN, 2019) (RAMOS-PAJA; MONTOYA; BASTIDAS-RODRIGUEZ, 2018)
Controle de lógica de fuzzy (FLC)	Menos *overshoots*. Não é necessário um modelo matemático.	Alta capacidade computacional.	(TARBOSH et al., 2020) (ARARIA et al., 2020) (SOLIMAN et al., 2018)

Tabela 2 – Características técnicas de controle (Autoria própria)

4.1 Princípios básicos

De acordo com Artstein (1983), a teoria da função de controle de Lyapunov é baseada na teoria de Lyapunov para sistemas autômonos. Considerando a equação diferencial autônoma:

$$\dot{x} = f(x, u) \tag{4.1}$$

onde $x \in R^n$ vetor e $f : R^n \to R^n$ é uma função C^1, ou seja, uma função contínua e tem derivada contínua em todo o seu domínio. Será suposto que a origem é um ponto de equilíbrio de um sistema de malha aberta ($u = 0$), fazendo com que $f(0, 0) = 0$. O objetivo principal é obter uma lei de realimentação de controle $u = h(x)$, definida para um ponto na vizinhança da origem, a fim de que o sistema de malha fechada seja assintoticamente estável (o sistema não só permanece próximo, como também retorna ao equilíbrio).

$$\dot{x} = f(x, h(x)) \tag{4.2}$$

Uma condição suficiente para verificar a estabilidade da origem é a existência de uma Controle da Função de Lyapunov (CFL).

Definição 1: Sendo $\mathcal{V} : R^n \to R^n$ uma função C^1. Se $\mathcal{V}$ for uma função localmente definida positiva e há uma lei de realimentação de controle $u = h(x)$, com $u(0) = 0$, tal que

$$\dot{\mathcal{V}} = \frac{\partial V(x)^T}{\partial x}\,\dot{x} = \left\langle \frac{\partial \mathcal{V}(x)}{\partial x},\, f(x, h(x)) \right\rangle \leq 0 \tag{4.3}$$

em algum ponto na vizinhança da origem; logo, $\mathcal{V}$ é uma CFL da Equação 4.2.

Segundo Artstein (1983), o Teorema 1 afirma que a existência de uma CFL implica em um sistema de malha fechada estável.

Teorema 1: Supondo $\mathcal{V}$ seja uma CFL da Equação 4.1, logo há uma lei de realimentação de controle $u = h(x)$ que deixa o sistema de malha fechada estável.

Prova: A demonstração segue trivialmente da definição 1 e do resultado de Lyapunov sobre estabilidade (KHALIL; GRIZZLE, 2002).

4.2 Projeto de controle baseado na função de Lyapunov

A função de Lyapunov é formulada considerando as energias armazenadas no indutor e no capacitor conectados ao conversor. De acordo com Komurcugil et al. (2023), uma típica candidata da função de Lyapunov para conversores CC-CC é a Equação 4.4.

$$V(x) = K_C C x_1^2 + K_L L x_2^2 \tag{4.4}$$

onde $K_L > 0$ e $K_C > 0$ são constantes positivas e x_1 e x_2 são variáveis de erro para os níveis de tensão de saída e para a corrente no indutor, respectivamente.

Segundo o autor Komurcugil et al. (2023), os valores das constantes da Equação 4.4 são usualmente escolhidas como $K_L = K_C = \frac{1}{2}$

Nota-se que ela está na forma de energia total armazenada no conversor, onde o primeiro termo de (4.4) representa a energia armazenada no capacitor e o segundo termo é a energia armazenada no indutor. Logo, a função de Lyapunov deve satisfazer as seguintes condições

$$V(0) = 0 \tag{4.5}$$

$$V(0) > 0 \quad quando \quad x \neq 0 \tag{4.6}$$

$$V(x) \to \infty \quad quando \quad \sqrt{x_1^2 + x_2^2} \to \infty \tag{4.7}$$

$$\frac{dV(x)}{dt} < 0 \tag{4.8}$$

A Figura 26 ilustra o diagrama de blocos generalizado do controle baseado na função de Lyapunov para conversores de potência. No primeiro somador é feita uma análise do erro que há entre o nível de tensão na saída do conversor com o nível de tensão de referência. Assim, este erro será a entrada do bloco Controle baseado na função de Lyapunov e como resultado terá Δu que será uma das entradas para o segundo somador, a outra entrada será a entrada de controle que foi calculada para o ponto de equilíbrio, um sinal de controle para o PWM será o resultado do segundo somador.

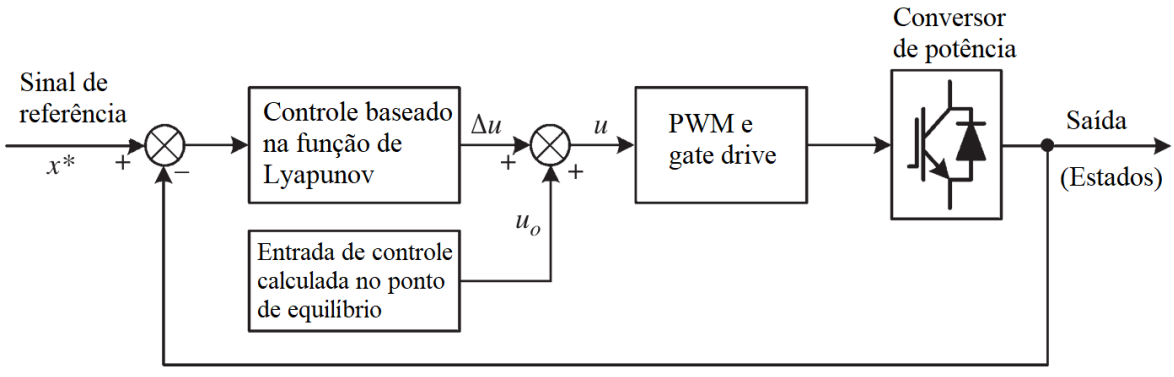


Figura 26 – Diagrama de blocos generalizado do controle baseado na função de Lyapunov para conversores de potência (KOMURCUGIL et al., 2023)

4.2.1 Controle do conversor CC-CC *Buck*

Reescrevendo as equações diferenciais do conversor CC-CC *Buck* que foram mostradas no Capítulo 3

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_s u - V_o \tag{4.9}$$

$$C\frac{dV_o}{dt} = I_L - \frac{V_o}{R_L} \tag{4.10}$$

O controle tem como objetivo regular a tensão de saída, ou tensão na carga, (V_o) quando houver uma variação na carga (R_L) e/ou uma variação na tensão de entrada (V_s). Definindo as variáveis de estado, x_1 e x_2, e a entrada de controle, u, como

$$x_1 = V_o - V_0^* \tag{4.11}$$

$$x_2 = I_L - I_L^* \tag{4.12}$$

$$u = U_o + \Delta u \tag{4.13}$$

onde V_0^* representa a referência da tensão de saída (V_o), I_L^* representa a referência da corrente que passa pelo indutor (I_L) e Δu representa a perturbação em relação à entrada de controle nominal (U_o).

Assumindo, inicialmente, que as variáveis V_o, I_L e u são iguais à referência no estado estacionário ($V_o = V_o^*$, $I_L = I_L^*$ e $u = U_o$), as equações 4.9 e 4.10 ficarão da seguinte forma

$$L\frac{dI_L^*}{dt} = V_s U_o - V_o^* \tag{4.14}$$

$$C\frac{dV_o^*}{dt} = I_L^* - \frac{V_o^*}{R_L} \tag{4.15}$$

Agora, considerando que $V_o = x_1 + V_o^*$, $I_L = x_2 + I_L^*$ e $u = U_o + \Delta u$ as equações 4.9 e 4.10 ficarão da seguinte forma

$$L\frac{dx_2}{dt} + L\frac{dI_L^*}{dt} = V_s U_o + V_s \Delta u - x_1 - V_o^* \tag{4.16}$$

$$C\frac{dx_1}{dt} + C\frac{dV_o^*}{dt} = x_2 + I_L^* - \frac{x_1}{R_L} - \frac{V_o^*}{R_L} \tag{4.17}$$

Considerando o estado estacionário, equações 4.14 e 4.15, o erro dinâmico do conversor pode ser obtido como

$$L\frac{dx_2}{dt} = V_s\Delta u - x_1 \tag{4.18}$$

$$C\frac{dx_1}{dt} = x_2 - \frac{x_1}{R_L} \tag{4.19}$$

Baseado em (4.4), a função de Lyapunov será defininda da seguinte forma

$$V(x) = \frac{1}{2}Cx_1^2 + \frac{1}{2}Lx_2^2 \tag{4.20}$$

Observa-se que das condições listadas em (4.5), (4.6), (4.7) e (4.8), a última não é satisfeita. Assim, uma entrada de controle será projetada para satisfazê-la. Ao derivar (4.20) será obtida

$$\frac{dV(x)}{dt} = x_1C\frac{dx_1}{dt} + x_2L\frac{dx_2}{dt} \tag{4.21}$$

Ao substituir (4.18) e (4.19) em (4.21)

$$\frac{dV(x)}{dt} = -\frac{x_1^2}{R_L} + V_s\Delta u x_2 \tag{4.22}$$

A estabilidade do conversor será garantida se $\frac{dV(x)}{dt} < 0$ for mantida. Assim, a entrada de controle deve ser selecionada como

$$\Delta u = \alpha x_2, \quad \alpha < 0 \tag{4.23}$$

A Figura 27 ilustra o diagrama de blocos do controle baseado na função de Lyapunov para o conversor CC-CC *Buck*. Observa-se que no comparador vermelho é determinado o quanto de erro (x_2) que há na corrente que passa pelo indutor (I_L) quando comparada à corrente de referência (I_L^*). O resultado deste bloco comparador é multiplicado por α resultando no Δu, sendo uma das entradas do comparador alaranjadao, o qual irá determinar u. Para se determinar o valor da outra entrada, U_o, deste último comparador é utilizado como base a Equação 4.14, que será o resultado do comparador (identificado pela coloração amarelada), cuja suas entradas são V_o^* e $L\frac{dI_L^*}{dt}$, e multiplicando-a por $\frac{1}{V_{in}}$.

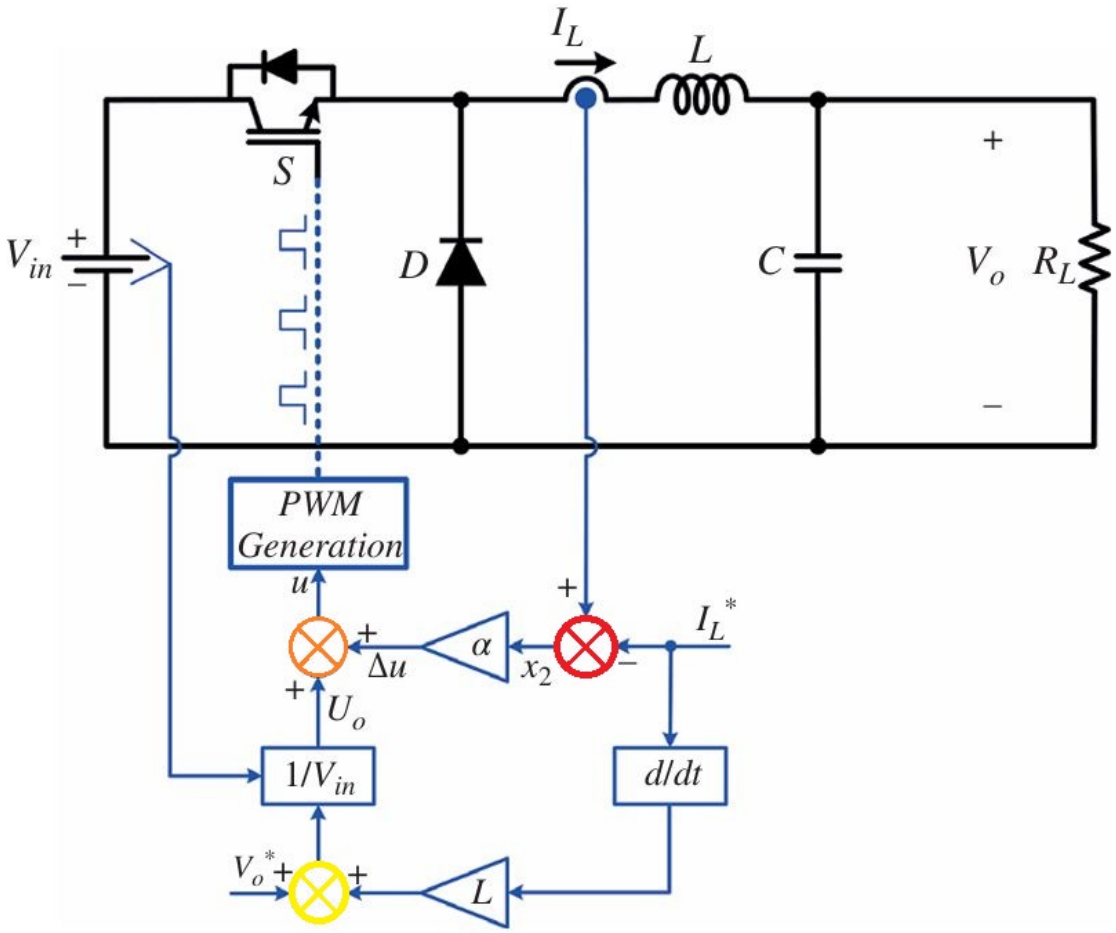


Figura 27 – Diagrama de blocos do controle baseado na função de Lyapunov para conversores CC-CC *Buck* (KOMURCUGIL et al., 2023)

4.2.2 Controle do conversor CC-CC *Boost*

Reescrevendo as equações diferenciais do conversor CC-CC *Boost* que foram mostradas no Capítulo 3

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_s - V_o(u-1) \tag{4.24}$$

$$C\frac{dV_o}{dt} = I_L(1-u) - \frac{V_o}{R_L} \tag{4.25}$$

sendo u a variável de controle. As variáveis de estado e a entrada de controle definida nas equações 4.11, 4.12 e 4.13 serão as mesmas para o conversor CC-CC *Boost*.

Assumindo o seguinte comportamento no estado estacionário ($V_o = V_o^*$, $I_L = I_L^*$ e $u = U_o$), as equações diferenciais do conversor no estado estacionário serão:

$$L\frac{dI_L^*}{dt} = V_s - V_o^*(U_o - 1) \tag{4.26}$$

$$C\frac{dV_o^*}{dt} = I_L^*(1 - U_o) - \frac{V_o^*}{R_L} \tag{4.27}$$

Agora, considerando que $(V_o = x_1 + V_o^*)$, $(I_L = x_2 + I_L^*)$ e $(u = U_o + \Delta u)$, as Equações 4.24 e 4.25 ficarão da seguinte forma:

$$L\frac{dx_2}{dt} + L\frac{dI_L^*}{dt} = V_s + x_1U_o + x_1\Delta u - x_1 + V_o^*U_o + V_o^*\Delta u - V_o^* \tag{4.28}$$

$$C\frac{dx_1}{dt} + C\frac{dV_o^*}{dt} = x_2 - x_2U_o + x_2\Delta u + I_L^* - I_L^*U_o + I_L^*\Delta u - \frac{x_1}{R_L} - \frac{V_o^*}{R_L} \tag{4.29}$$

Considerando o estado estacionário das Equações 4.26 e 4.27, é possível obter as seguintes equações que representam o erro do conversor:

$$L\frac{dx_2}{dt} = x_1U_o + x_1\Delta u - x_1 + V_o^*\Delta u \tag{4.30}$$

$$C\frac{dx_1}{dt} = x_2 - x_2U_o + x_2\Delta u + I_L^*\Delta u - \frac{x_1}{R_L} \tag{4.31}$$

A função de Lyapunov para o conversor CC-CC *Boost* será a mesma da Equação 4.20. Assim como no conversor CC-CC *Buck*, a função de Lyapunov para o conversor CC-CC *Boost* deve satisfazer as seguintes condições das Equações 4.5, 4.6, 4.7 e 4.8.

Ao derivar a Equação 4.20 será obtida a seguinte equação

$$\frac{dV(x)}{dt} = x_1C\frac{dx_1}{dt} + x_2L\frac{dx_2}{dt} \tag{4.32}$$

Agora, é necessário determinar a entrada de controle perturbada que satisfaça $\frac{dV(x)}{dt} < 0$, a única condição que não está sendo satisfeita. Substituindo 4.30 e 4.31 na Equação 4.32 será obtida a seguinte Equação

$$\frac{dV(x)}{dt} = \frac{-x_1^2}{R_L} - (I_L^*x_1 - V_o^*x_2)\Delta u \tag{4.33}$$

Observa-se que na Equação 4.33 o termo $\frac{-x_1^2}{R_L}$ é sempre negativo. Logo, para garantir que $\frac{dV(x)}{dt} < 0$, a entrada de controle perturbada será

$$\Delta u = \beta(I_L^*x_1 - V_o^*x_2) \quad , \beta > 0 \tag{4.34}$$

A Figura 28 ilustra o diagrama de blocos do controle baseado na função de Lyapunov para o conversor CC-CC *Boost*. Observa-se que no comparador em vermelho é determinado o quanto de erro (x_1) que há na tensão de saída do conversor (V_o) quando comparada à tensão de saída de referência (V_o^*). O resultado deste bloco comparador é multiplicado por I_L^* e será uma das duas entradas para o comparador identificado pela cor marrom, a outra entrada será o resultado da multiplicação de V_o^* pela saída do comparador verde que terá como saída x_2. O resultado do comparador marrom será multiplicado por β, resultando em Δu, o qual será uma das entradas do comparador alaranjado. A outra entrada deste último comparador será resultado ao se isolar U_o da Equação 4.26.

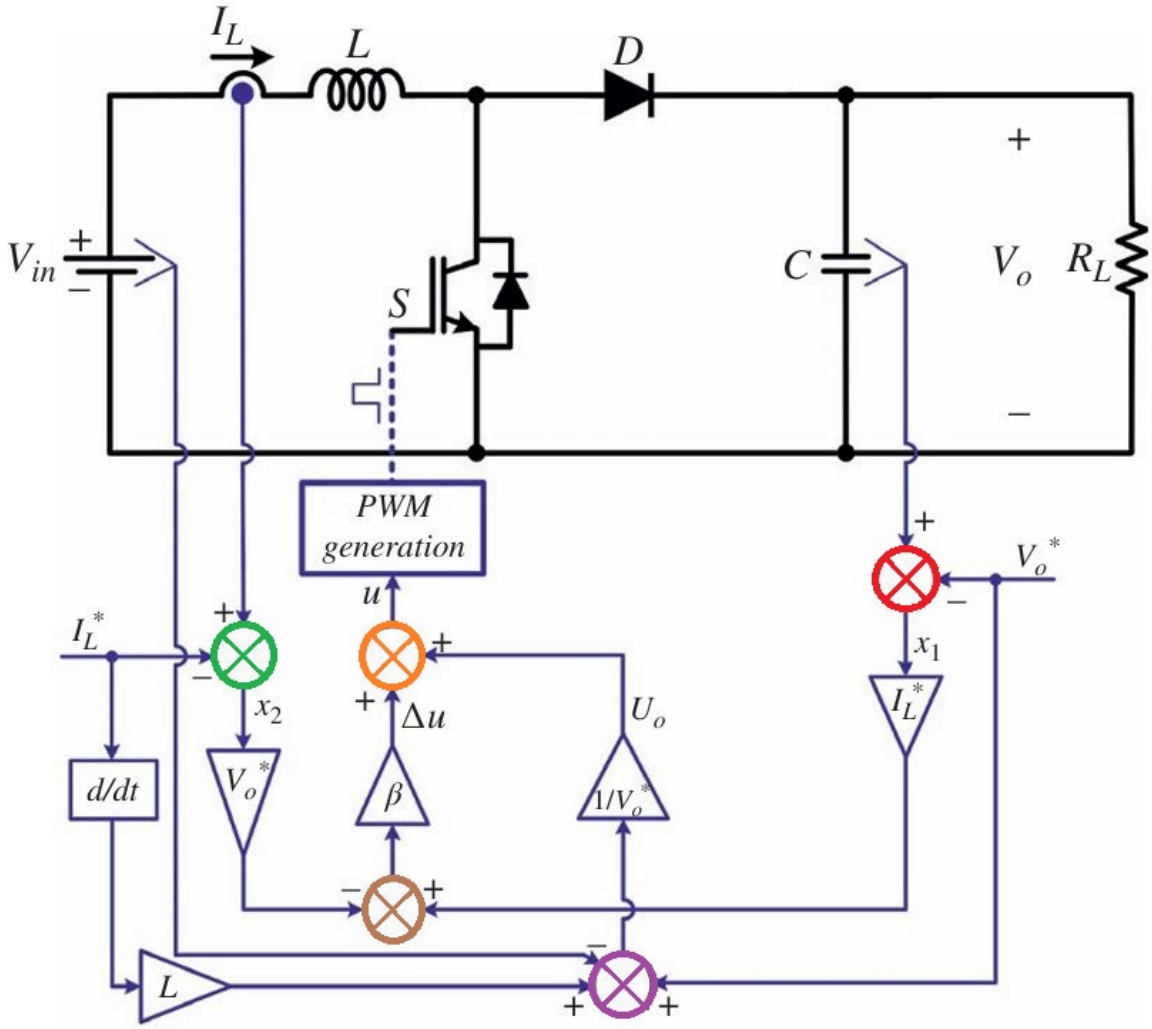


Figura 28 – Diagrama de blocos do controle baseado na função de Lyapunov para conversores CC-CC *Boost* (KOMURCUGIL et al., 2023)

4.2.3 Controle do conversor CC-CC *Buck-Boost*

Reescrevendo as equações diferenciais do conversor CC-CC *Buck-Boost* que foram apresentadas no Capítulo 3

$$L\frac{dI_L}{dt} = V_s u - V_o(1-u) \tag{4.35}$$

$$C\frac{dV_o}{dt} = I_L(1-u) - \frac{V_o}{R_L} \tag{4.36}$$

sendo u a variável de controle. As variáveis de estado e a entrada de controle definida nas equações 4.11, 4.12 e 4.13 serão as mesmas que foram usadas nos outros conversores previamente analisados.

Assumindo o seguinte comportamento no estado estacionário ($V_o = V_o^*$, $I_L = I_L^*$ e $u = U_o$), as equações diferenciais do conversor no estado estacionário serão:

$$L\frac{dI_L^*}{dt} = V_s U_o - V_o^*(1-U_o) \tag{4.37}$$

$$C\frac{dV_o^*}{dt} = I_L^*(1-U_o) - \frac{V_o^*}{R_L} \tag{4.38}$$

Agora, considerando que ($V_o = x_1 + V_o^*$), ($I_L = x_2 + I_L^*$) e ($u = U_o + \Delta u$), as Equações 4.35 e 4.36 ficarão da seguinte forma:

$$L\frac{dx_2}{dt} + L\frac{dI_L^*}{dt} = V_s U_o + V_s\Delta u - x_1 + x_1 U_o + x_1\Delta u - V_o^* + V_o^* U_o + V_o^*\Delta u \tag{4.39}$$

$$C\frac{dx_1}{dt} + C\frac{dV_o^*}{dt} = x_2 - x_2 U_o - x_2\Delta u + I_L^* - I_L^* U_o - I_L^*\Delta u - \frac{x_1}{R_L} - \frac{V_o^*}{R_L} \tag{4.40}$$

Considerando o estado estacionário das Equações 4.37 e 4.38, é possível obter as seguintes equações que representam o erro do conversor:

$$L\frac{dx_2}{dt} = V_s\Delta u - x_1 + x_1 U_o + x_1\Delta u + V_o^*\Delta u \tag{4.41}$$

$$C\frac{dx_1}{dt} = x_2 - x_2 U_o - x_2\Delta u - I_L^*\Delta u - \frac{x_1}{R_L} \tag{4.42}$$

A função de Lyapunov para o conversor CC-CC *Buck-Boost* será a mesma da Equação 4.20. Assim como nos outros conversor CC-CC analisados, a função de Lyapunov para o conversor CC-CC *Buck-Boost* deve satisfazer as condições das Equações 4.5, 4.6, 4.7 e 4.8.

Ao derivar (4.20) será obtida a seguinte equação:

$$\frac{dV(x)}{dt} = x_1 C \frac{dx_1}{dt} + x_2 L \frac{dx_2}{dt} \tag{4.43}$$

É necessário determinar a entrada de controle perturbada que satisfaça a condição (4.8). Substituindo (4.41) e (4.42) em (4.43) será obtida a seguinte Equação

$$\frac{dV(x)}{dt} = -\frac{x_1^2}{R_L} - (x_1 I_L^* - x_2 V_o^* - x_2 V_s)\Delta u \tag{4.44}$$

Observa-se que em (4.44) o termo $\frac{-x_1^2}{R_L}$ é sempre negativo. Logo, para garantir que $\frac{dV(x)}{dt} < 0$, a entrada de controle perturbada será

$$\Delta u = \gamma(x_1 I_L^* - x_2 V_o^* - x_2 V_s) \quad , \ \gamma > 0 \tag{4.45}$$

A Figura 29 ilustra o diagrama de blocos do controle baseado na função de Lyapunov para o conversor CC-CC *Buck-Boost*. Observa-se que no comparador em vermelho é determinado o quanto de erro (x_1) que há na tensão de saída do conversor (V_o) quando comparada à tensão de saída de referência (V_o^*). O resultado deste bloco comparador é multiplicado por (I_L^*) e será uma das duas entradas para o comparador identificado pela cor lilás, o qual ainda terá mais duas entradas, uma delas será o resultado da multiplicação de (V_o^*) pela saída do comparador verde (x_2) e a outra será a multiplicação de (V_{in}) por (x_2). O resultado do comparador lilás será multiplicado por (γ), resultando em (Δu), o qual será uma das entradas do comparador alaranjado. A outra entrada deste último comparador será resultado ao se isolar U_o da Equação 4.37.

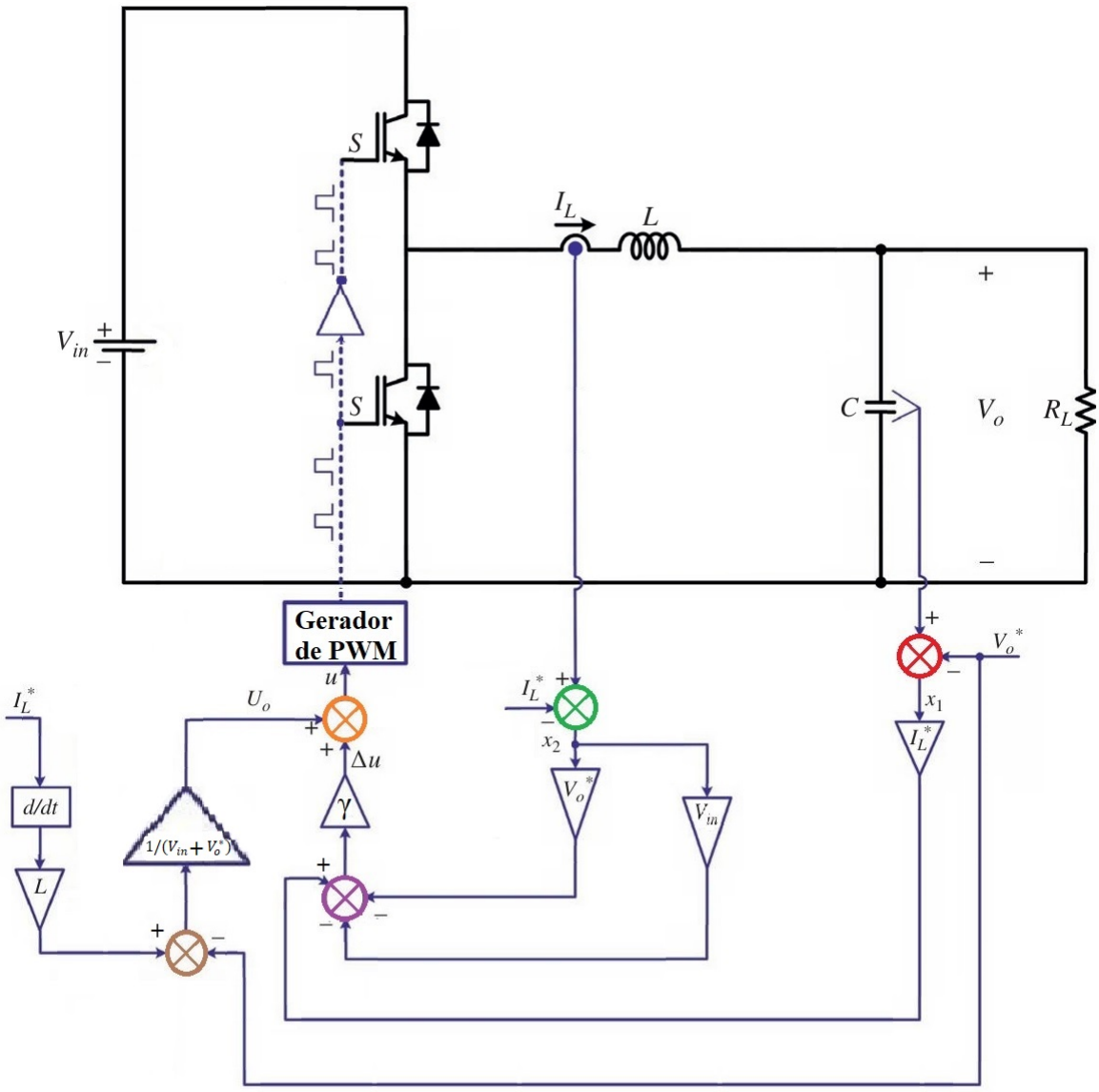


Figura 29 – Diagrama de blocos do controle baseado na função de Lyapunov para conversores CC-CC *Buck-Boost* (Autoria própria)

5 Projeto e Simulação

O projeto terá como base o *CubeSat* GAMASAT-02, ilustrado na Figura 30 desenvolvido pela equipe de competição Gama *CubeDesign* da Universidade de Brasília para a 3ª edição da *CubeDesign*, que foi realizada no ano de 2024. A Figura 31 mostra os membros da equipe que foram à São José dos Campos, localizada no interior de São Paulo, para a competição realizada no Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE).

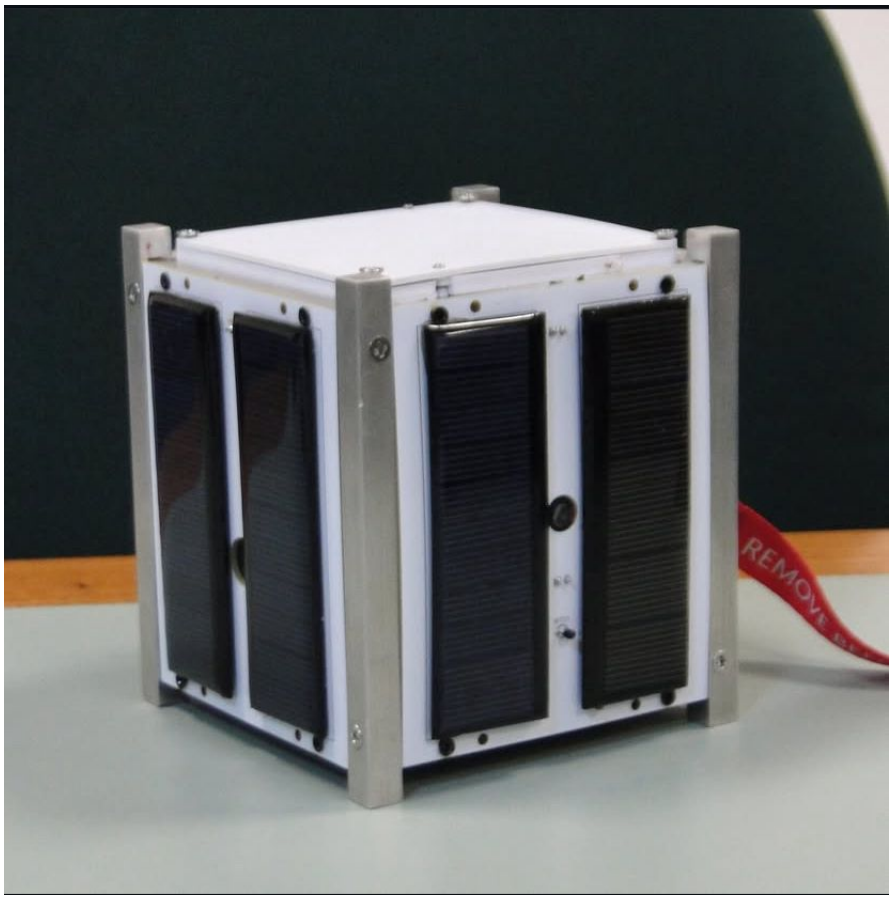


Figura 30 – GAMASAT-02 (Gama *CubeDesign* - 2024)



Figura 31 – Membros da equipe Gama CubeDesign presentes no INPE (Gama *CubeDesign* - 2024)

A Tabela 3 apresenta o levantamento de cargas do satélite.

Subsistema	Componente	Quantidade	Tensão [V]	Corrente [A]	Potência [W]
AOCS	Chave óptica para encoder	1	5	2,5e-08	1,25e-07
AOCS	Microcontrolador	1	3,3	1,5e-03	4,95e-03
AOCS	Motor BLDC	1	12	1,8	21,60
AOCS	Driver de ponte trifásica	1	12	5	60
Controle térmico	Sensor de temperatura	1	5	0,01	0,05
Controle térmico	Sensor barométrico	2	3,3	3,30e-03	0,01
OBC	Acelerômetro e giroscópio	1	3,3	0,01	0,03
OBC	Sensor de pressão e temperatura	1	3,3	1,00e-03	3,30e-03
OBC	Sensor de tensão	1	3,3	2,00e-03	6,60e-03
OBC/TT&C	Raspberry Pi Zero W	1	5,00	1,00	5,00
TT&C	LORA RA-02 SX1278	1	3,30	0,01	0,04
Payload	Raspberry Pi Camera 1.3	1	3,30	0,30	0,99
EPS	Bateria	3	4,2	2,6	10,92
EPS	Painel Solar	8	5,5	0,07	0,77

Tabela 3 – *Power Budget* GAMASAT-02 (Autoria própria)

A fim de ilustrar como os componentes estão configurados no *CubeSat*, foi desenvolvido um desenho esquemático, Figura 32. Destaca-se que o satélite possui painéis solares somente em suas faces laterais, logo, na Figura 32 ilustra-os nas faces $X+$, $X-$, $Y+$ e $Y-$. Verifica-se que o *CubeSat* requer conversores *Boost* para os painéis solares, conversores *Buck* para as cargas e conversor *Buck-Boost* para as baterias. Assim, será possível entregar os níveis de tensão solicitados pelas cargas. Inicialmente será feita uma análise do conversor CC-CC *Boost* (painel solar - barramento) e dos conversores CC-CC *Buck* para as cargas de $3,3\ V$ e de $5\ V$ utilizando método de controle de malha aberta. E seguida, será analisado os mesmos conversores citados anteriormente e o conversor CC-CC *Buck-Boost* para a bateria. Na segunda análise todos os conversores utilizaram o método de controle de malha fechada baseado na função de Lyapunov.

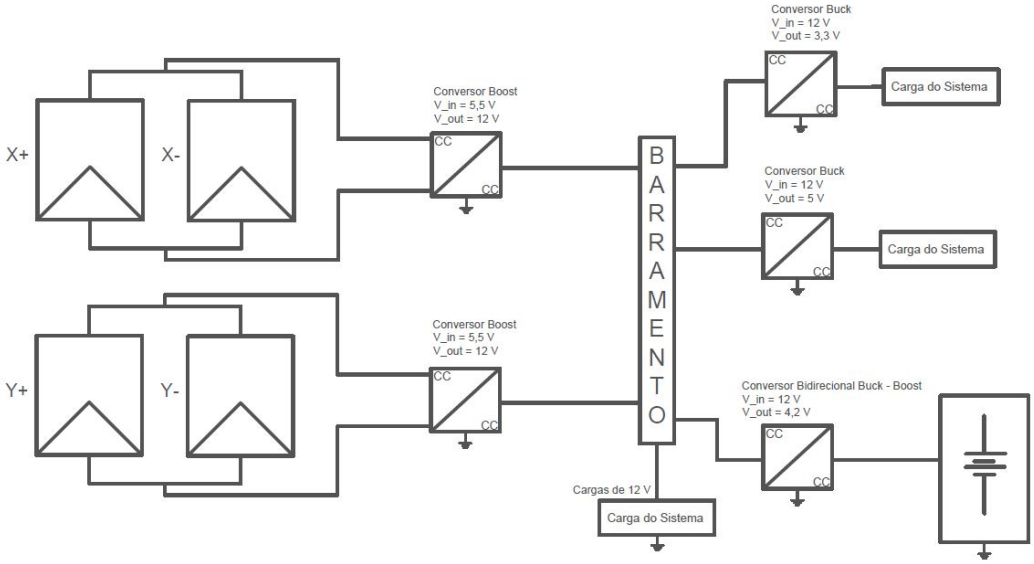


Figura 32 – Desenho esquematico - GAMASAT-02 (Autoria própria)

5.1 Conversor *Buck* $3,3\ V$

O GAMASAT-02 apresenta um barramento de nível tensão de $12\ V$, assim um conversor *Buck* é um abaixador de nível de tensão e disponibiliza às cargas um nível de $3,3\ V$. A Tabela 4 mostra as cargas que requerem uma energização de $3,3\ V$.

Para o projeto do conversor *Buck* será suposto que (HART, 2016):

1. O circuito opera no modo estável;
2. A corrente no indutor é modo contínua; e
3. Os componentes são ideais.

Subsistema	Componente	Quantidade	Tensão [V]	Corrente [A]	Potência [W]
AOCS	Microcontrolador	1	3,3	1,5e-3	4,95e-3
Controle térmico	Sensor barométrico	2	3,3	3,3e-3	1e-2
OBC	Acelerômetro e giroscópio	1	3,3	1e-2	3e-2
OBC	Sensor de pressão e temperatura	1	3,3	1e-3	3,30e-3
OBC	Sensor de tensão	1	3,3	2e-3	6,60e-3
TT&C	LORA RA-02 SX1278	1	3,3	1e-2	4e-2
Payload	Raspberry Pi Camera 1.3	1	3,3	3e-1	9,9e-1

Tabela 4 – *Power Budget* GAMASAT-02 - Cargas de $3,3\ V$ (Autoria própria)

Assim, da equação (3.16) é possível determinar a taxa de comutação para o conversor. Isolando D em (3.16) e sendo $V_o = 3,3\ V$ e $V_s = 12\ V$

$$D = \frac{V_o}{V_s} = 0,275 \tag{5.1}$$

Para garantir que o indutor permaneça no modo de condução contínua deve-se determinar o valor da indutância mínima em (3.17). Hart (2016) destaca que quanto maior for a frequência de chaveamento menor serão os valores do indutor e do capacitor a serem utilizados no projeto, o que pode ser observado em (3.17) e (3.18) da relação inversamente proporcional entre a frequência de comutação do convesor e os valores de indutância e capacitância, respectivamente. Entretanto, um aumento na frequência resulta no aumento de perdas de potência nas chaves, o que significa que calor será produzido, reduzindo a eficiência do conversor. Seguindo alguns projetistas será utilizada uma frequência de comutação de 50 kHz para manter as perdas de chaveamento baixas (HART, 2016). A taxa de comutação D será de $0,275$ e R será determinada pela lei de Ohm (SADIKU; ALEXANDER; MUSA, 2014)

$$P = VI = V\left(\frac{V}{R}\right) \tag{5.2}$$

A resistência que cada carga de $3,3\ V$ representa-se como abaixo

$$R = \frac{V^2}{P} \tag{5.3}$$

Como as cargas estão conectadas em configuração paralela sua resistência equivalente ($R_{eq_3,3}$) será determianda pela seguinte equação (SADIKU; ALEXANDER; MUSA, 2014)

$$R_{eq_3,3} = \sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{R}\right) \tag{5.4}$$

Onde n representa o número de cargas em paralelo. Assim, é possível obter o resistor equivalente dos componentes que estão conecetados na saída do conversor *Buck* de $3,3\ V$

$$R_{eq_3,3} = \sum_{i=1}^{7} \left(\frac{1}{R}\right) \approx 10\Omega \tag{5.5}$$

Substituindo os valores em (3.17) para determinar a indutância mínima do conversor *Buck*

$$L_{min} = \frac{(1-D)R_{eq_3,3}}{2f} \approx 71,83\mu H \tag{5.6}$$

Para prover uma margem que garanta o modo de condução contínua o valor de L_{min} será multiplicado por $1,25$ (HART, 2016). Assim, o valor de indutância que será usada no projeto será de $89,79\mu H$.

Na prática, uma capacitância finita resulta em uma pequena ondulação na tensão de saída (HART, 2016). Assim, através de (3.18) pode-se determinar o valor do capacitor que será utilizado no conversor *Buck*. Substituindo os seguintes valores em (3.18)

$$D = 0,275 \tag{5.7}$$

$$L = L_{min} = 89,79\mu H \tag{5.8}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,5\% \tag{5.9}$$

$$f = 50\ kHz \tag{5.10}$$

$$C = \frac{1-D}{8L(\Delta V_o/V_o)f^2} = 80,75\mu F \tag{5.11}$$

Assim, o valor de capacitância que será usada no projeto será de $80,75\mu F$.

5.2 Conversor *Buck* $5\ V$

A Tabela 5 mostra as cargas que requerem uma energização de $5\ V$.

A resistência equivalente dos componentes que estão conecetados na saída do conversor *Buck* de $5\ V$ são

Subsistema	Componente	Quantidade	Tensão [V]	Corrente [A]	Potência [W]
AOCS	Chave óptica para encoder	1	5	2,5e-08	1,25e-07
Controle térmico	Sensor de temperatura	1	5	0,01	0,05
OBC/TT&C	Raspberry Pi Zero W	1	5,00	1,00	5,00

Tabela 5 – *Power Budget* GAMASAT-02 - Cargas de 5 V (Autoria própria)

$$R_{eq_5} = \sum_{i=1}^{4} \left(\frac{1}{R}\right) \approx 5\Omega \tag{5.12}$$

Como este conversor está nas mesmas condições que aquele apresentado anteriormente, os parâmetros de projeto são os mesmos, tais como a frequência de comutação das chaves e o nível de oscilação na saída do conversor, serão apresentados apenas os resultados obtidos da taxa de comutação, indutância mínima de projeto e capacitância.

$$D = 0,417 \tag{5.13}$$

$$L_{min} = 36,46\mu H \tag{5.14}$$

$$C = 160\mu F \tag{5.15}$$

5.3 Conversor *Boost*

O GAMASAT-02 apresenta painéis solares com tensão de $5,5\ V$, assim um conversor *Boost* é aplicado como elevador de tensão e entregar ao barramento um nível de $12\ V$, energizando as cargas do AOCS que requerem esse nível de tensão, Tabela 6.

Subsistema	Componente	Quantidade	Tensão [V]	Corrente [A]	Potência [W]
AOCS	Motor BLDC	1	12	1,8	21,60
AOCS	Driver de ponte trifásica	1	12	5	60

Tabela 6 – *Power Budget* GAMASAT-02 - Cargas de 12 V (Autoria própria)

Para o projeto do conversor *Boost* será suposto que:

1. O circuito opera no modo estável;
2. A corrente no indutor é modo contínuo; e
3. Os componentes são ideais.

Assim, da equação 3.29 é possível determinar a taxa de comutação para o conversor. Isolando D e sendo $V_o = 12\ V$ e $V_s = 5,5\ V$ na equação (3.29)

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_o} \approx 0,542 \tag{5.16}$$

Para garantir que o indutor permaneça no modo de condução contínua deve-se determinar o valor da indutância mínima de acordo com a equação (3.30). A frequência de comutação será de 50 kHz, a taxa de comutação D é de $0,542$ e R_{eq_12} foi determinada pela lei Ohm

$$P = VI = V\left(\frac{V}{R}\right) \tag{5.17}$$

Isolando R da equação para determinar a resistência das cargas de 12 V

$$R = \frac{V^2}{P} \tag{5.18}$$

Logo, para o motor BLDC *(Brushless Direct Current)* e o *driver* de ponte trifásica terão as seguintes resistências $6,67\ \Omega$ e $2,40\ \Omega$, respectivamente. Como as cargas estão conectadas em configuração paralela sua resistência equivalente (R_{eq_12}) será determianda pela seguinte equação (SADIKU; ALEXANDER; MUSA, 2014)

$$R_{eq_12} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)^{-1} \approx 1,765\Omega \tag{5.19}$$

Deve-se atentar que além das cargas de 12 V há as cargas que estão conectadas aos conversores de $3,3\ V$ e de $5\ V$. Assim, contabilizando essas cargas terá uma resistência equivalente de $1,5\ \Omega$. Substituindo os valores na equação (3.30) para determinar a indutância mínima do conversor *Boost*

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \approx 1,308\mu H \tag{5.20}$$

Para prover uma margem que garanta o modo de condução contínua o valor de L_{min} será multiplicado por $1,25$ (HART, 2016). Assim, o valor de indutância que será usada no projeto será de $1,636\mu H$.

Na prática, uma capacitância finita resulta em uma pequena ondulação na tensão de saída (HART, 2016). Assim, através da equação (3.31) pode-se determinar o valor do capacitor que será utilizado no conversor *Boost*. Substituindo os seguintes valores na equação (3.31)

$$D = 0,542 \tag{5.21}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,5 \tag{5.22}$$

$$f = 50\ kHz \tag{5.23}$$

$$C = \frac{0,542}{1,8 \times 0,005 \times 50.000} = 1,20mF \tag{5.24}$$

Assim, o valor de capacitância que será usada no projeto será de $1,20mF$.

5.4 Conversor *Buck-Boost*

O valor da taxa de trabalho (D) para o conversor *Buck-Boost* não será calculada pois este conversor será apenas utilizado na simulação em malha fechada. Para determinar o valor de indutância no conversor CC-CC *Buck-Boost* deve-se observar cada cenário e escolher aquele que satisfaça a condição de indutância mínima em ambos os cenários para que o indutor opere no modo de condução contínua. Assim, para a operação de modo *Buck* o conversor apresenta tensão de entrada de 12 V, tensão de saída de $4,2\ V$ e a corrente de *ripple* no indutor (ΔI_L) corresponde a 30%; do valor da corrente máxima, esses valores serão essenciais para determinar, por meio de (5.25), o valor da indutância.

$$L = \frac{(V_s - V_o)D}{\Delta I_L f} \tag{5.25}$$

Neste cenário a máxima corrente pelo indutor será de $2,6\ A$. Logo, $(\Delta I_L) = 0,3\ I_{max} = 0,78\ A$. Após determinado (ΔI_L) é possível determinar o valor da indutância que será de $70 \times 10^{-6}\ H$

Para a situação de modo *Boost*, o conversor apresenta tensão de entrada de $4,2\ V$ e tensão de saída de 12 V. Esses valores serão essenciais para determinar, por meio de (5.26), o valor da indutância.

$$L = \frac{V_s D}{\Delta I_L f} \tag{5.26}$$

Neste cenário a máxima corrente pelo indutor será de 9 A. Logo, $(\Delta I_L) = 0,3\ I_{max} = 2,7\ A$. Após determinado (ΔI_L) é possível determinar o valor da indutância neste cenário, que será de $2,02 \times 10^{-6}\ H$.

Assim, observando os valores de indutância calculados para cada um dos cenários percebe-se que uma indutância superior a $70 \times 10^{-6}\ H$ será ideal para os dois cenários.

Assim como para o indutor, o valor da capacitância será calculada para o modo *Buck* e para o modo *Boost*, e aquele valor que estabilize o nível de tensão em ambos os cenários será o esoclhido para a aplicação. O valor da capacitância será possível calculá-la por meio de (5.27). No modo *Buck* $\Delta I_L = 0,75\ A$ e no modo *Boost* $\Delta I_L = 2,7\ A$,

$$C \approx \frac{\Delta I_L}{8 f_s \; 0,005 \; V_o} \tag{5.27}$$

No modo *Buck* tem-se uma capacitância de $9,3 \times 10^{-5}\ F$ e no modo *Boost* um valor de $1,125 \times 10^{-4}\ F$. Assim, a mínima capacitância que deve ser usada para garantir um nível de tensão estável na saída do conversor, seja no modo *Buck* ou *Boost*, deve ser de $1,125 \times 10^{-4}\ F$.

Na Tabela 7 se resume os valores de indutância, capacitância e taxa de comutação para cada um dos conversores analisados.

	Buck $3,3\ V$	*Buck* $5\ V$	*Boost*	*Buck-Boost*
D	$0,275$	$0,417$	$0,542$	-
L_{min}	$89,79\mu H$	$36,46\mu H$	$1,636\mu H$	$70 \times 10^{-6}\ H$
C	$80,75\mu F$	$160\mu F$	$1,20mF$	$1,125 \times 10^{-4}\ F$

Tabela 7 – Parâmetros dos conversores (Autoria própria)

5.5 Simulação do SEP em malha aberta

Com os valores de indutância, capacitância, resistência equivalente e taxa de comutação para cada um dos conversores foi desenvolvido o seguinte circuito no *Matlab/Simulink*, Figura 33. Destaca-se que os painéis solares foram substituídos na simulação por uma fonte de tensão CC com nível de tensão de $5,5\ V$ e foi utilizado um gerador de pulsos de malha aberta em cada um dos conversores.

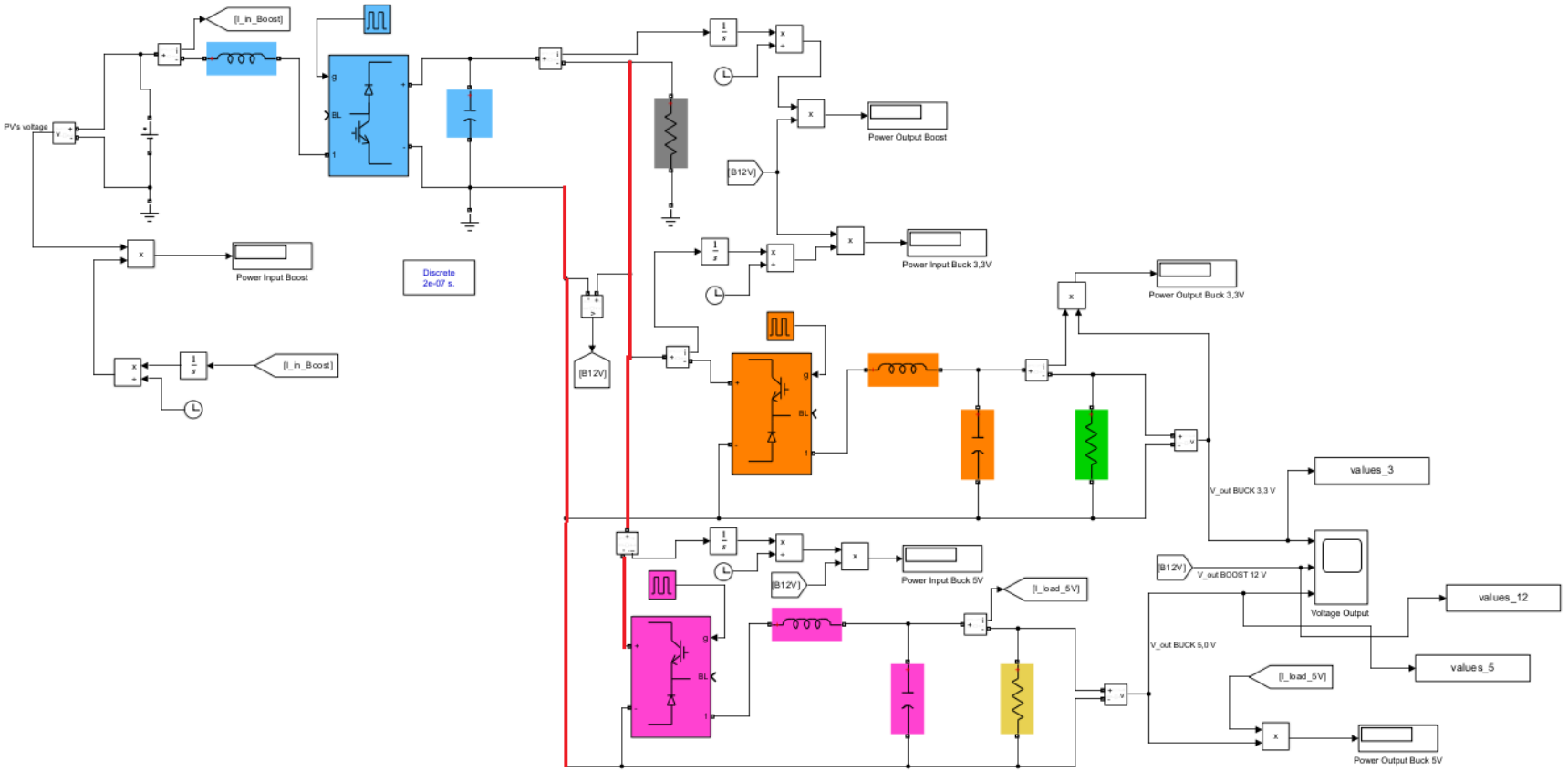
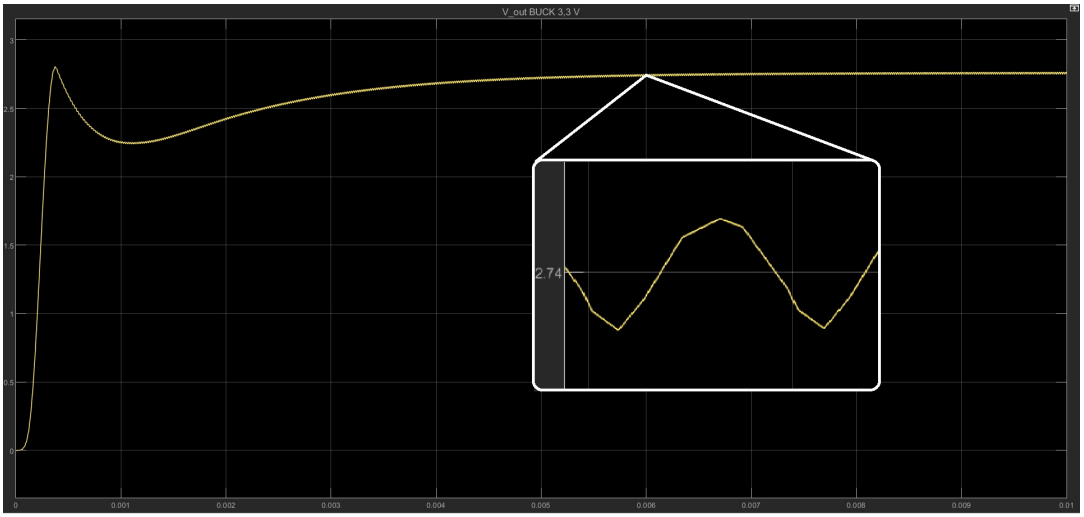


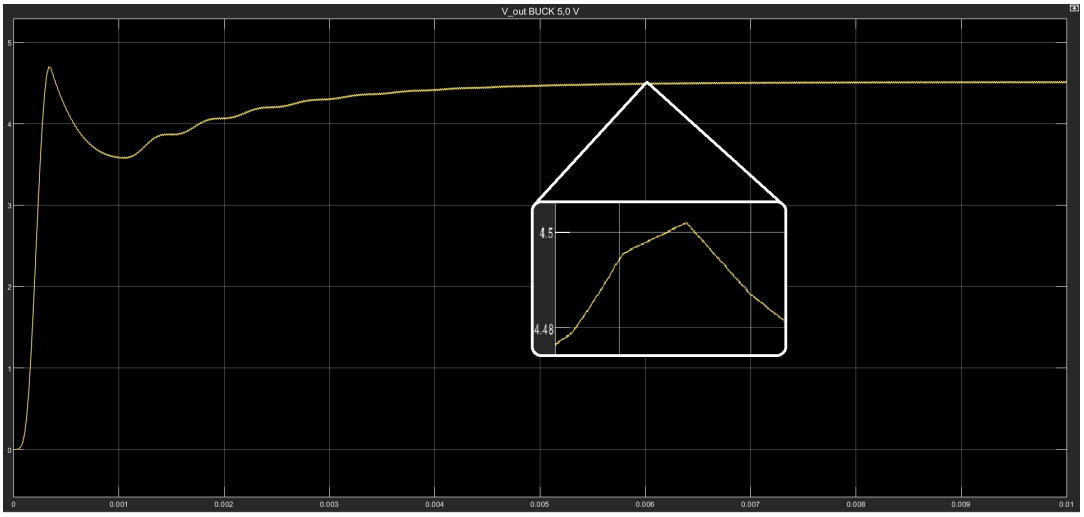
Figura 33 – Circuito Simulink - GAMASAT-02 (Autoria própria)

Na Figura 33 o conversor *Boost* está identificado pela coloração azul claro, o conversor *Buck* de $3,3\ V$ com a coloração alaranjada e o conversor *Buck* de $5\ V$ com a coloração magenta. As cargas também foram coloridas, a carga de $12\ V$ com a coloração cinza, a carga de $3,3\ V$ com coloração verde e a carga de $5\ V$ com coloração amarela. Percebe-se uma ligação vermelha na saída do conversor *Boost* e conectando nas entradas dos conversores *Bucks*, essa ligação representa o barramento de $12\ V$.

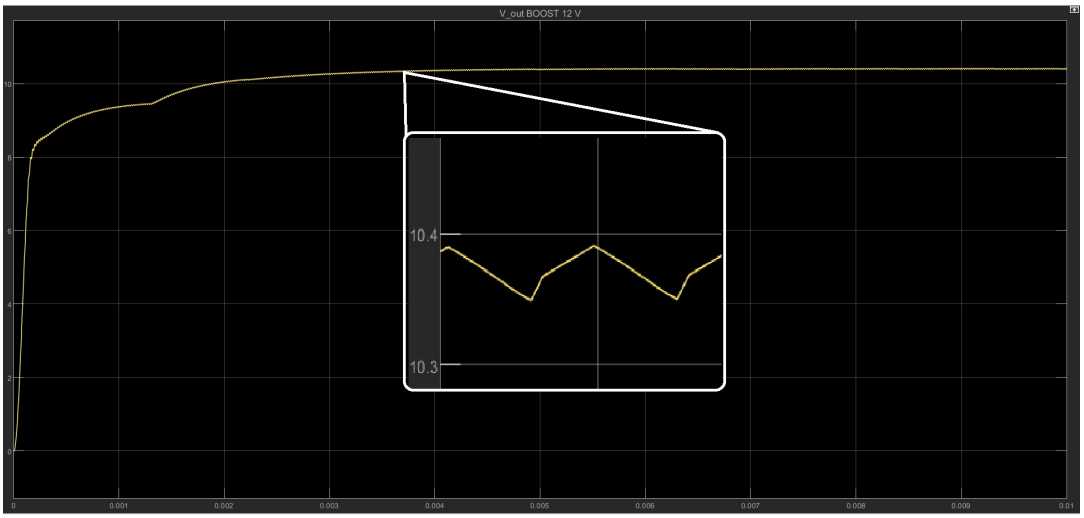
Na Figura 34 ilustram-se os níveis de tensão de saída em cada um dos conversores. Obeserva-se que eles encontram-se fora dos níveis esperados para as suas respectivas saídas. Logo, um ajuste na taxa de comutação (D) foi aplicado para que os níveis de tensão se aproximem daqueles esperados.



(a) Nível de tensão de saída do conversor *Buck* 3,3 *V*



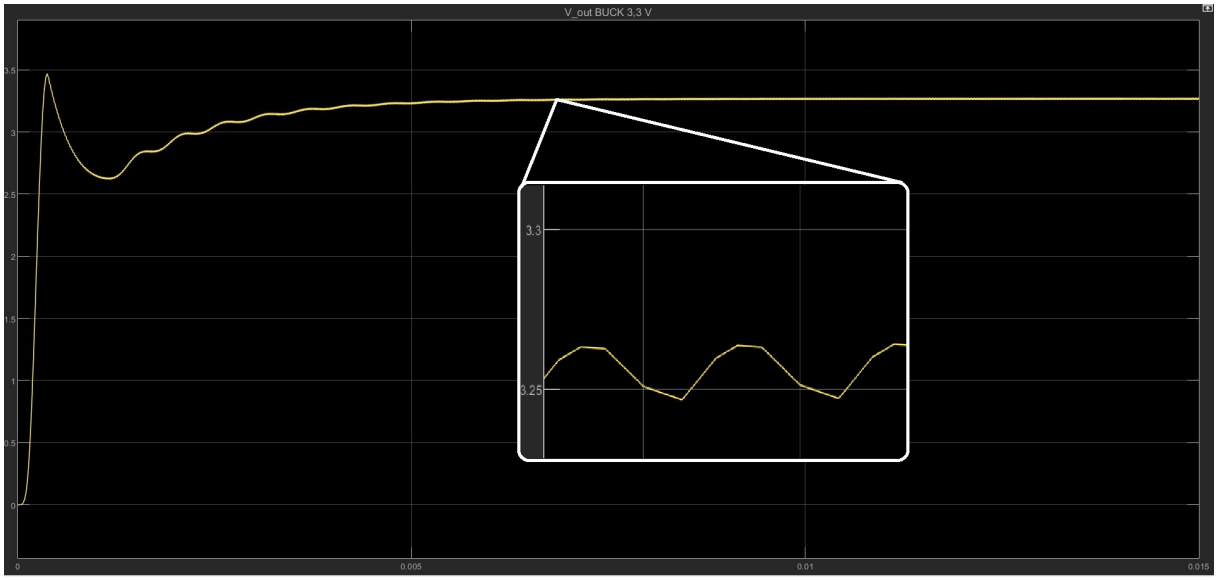
(b) Nível de tensão de saída do conversor *Buck* 5 *V*



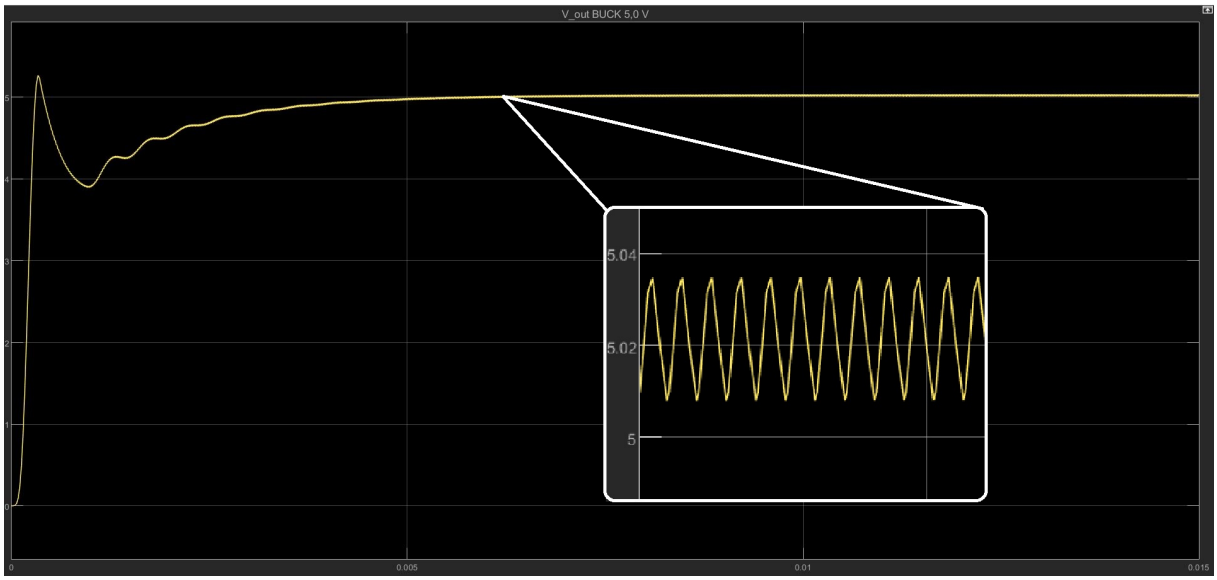
(c) Nível de tensão de saída do conversor *Boost* 12 *V*

Figura 34 – Níveis de tensão de saída dos conversores (Autoria própria)

Observando a expressão (3.16) verifica-se uma relação diretamente proporcional entre D e V_o. Logo, aumentando a taxa de comutação em cada um dos conversores *Buck* irá resultar no aumento do nível de tensão em suas saídas. Assim, ajustando D do conversor *Buck* de $3,3\ V$ de $0,275$ para $0,32$ e do conversor *Buck* de $5\ V$ de $0,417$ para $0,46$ irá resultar nos seguintes níveis de tensão de saída, Figura 35.



(a) Nível de tensão de saída do conversor *Buck* $3,3\ V$



(b) Nível de tensão de saída do conversor *Buck* $5\ V$

Figura 35 – Níveis de tensão de saída dos conversores após o ajuste na taxa de comutação (Autoria própria)

De (3.29) verifica-se uma relação diretamente proporcional entre D e V_o. Logo, aumentando a taxa de comutação do conversor *Boost* irá resultar no aumento do nível de tensão em sua saída. Assim, ajustando D do conversor *Boost* de $0,542$ para $0,755$ irá resultar no nível de tensão de saída, mostrada na Figura 36.

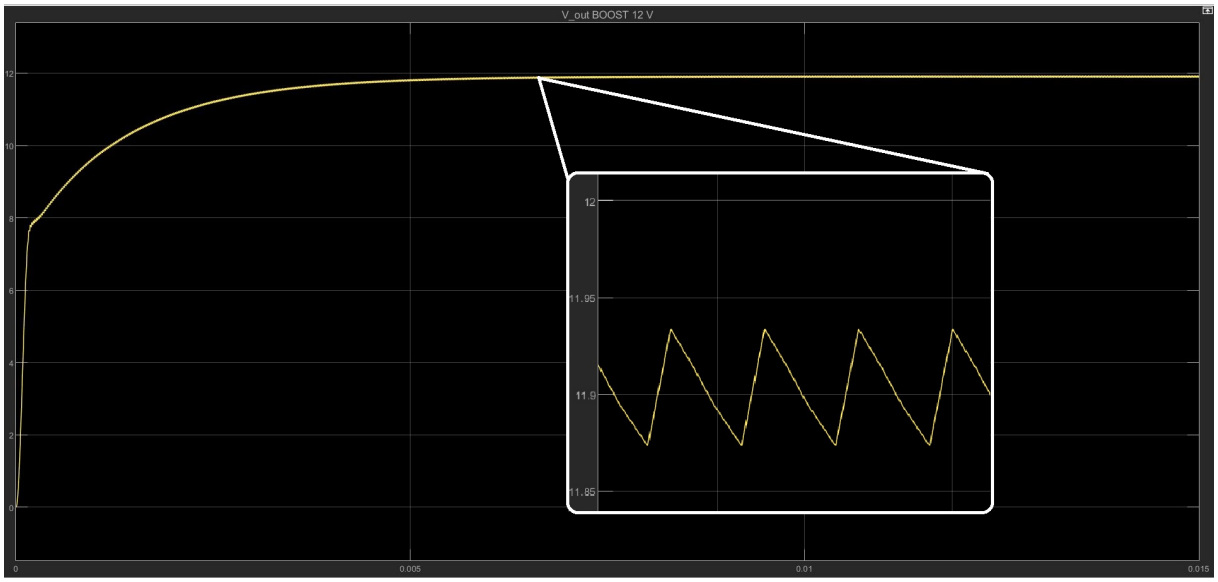


Figura 36 – Nível de tensão de saída do conversor Boost 12 V (Autoria própria)

5.5.1 Eficiência dos conversores

A principal vantagem dos conversores chaveados é a sua eficiência. Assim, foi calculado a eficiência de cada. Ela será determinada através da seguinte equação (SADIKU; ALEXANDER; MUSA, 2014):

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} 100\% \tag{5.28}$$

A Tabela 8 mostra as potências de entrada e saída de cada um dos conversores e suas repectivas eficiência.

	$P_{entrada}$	$P_{saída}$	$\eta\ (Eficiência)$
Buck $3,3\ V$	$1,07$	$1,062$	$99,25\ \%$
Buck $5\ V$	$5,173$	$5,144$	$99,44\ \%$
Boost	$88,14$	$87,57$	$99,35\ \%$

Tabela 8 – Potências de entrada e saída e suas respectivas eficiência (Autoria própria)

5.6 Simulação do SEP em malha fechada usando o método de controle baseado na função de Lyapunov

Os métodos de controle aplicados a conversores CC-CC permitem alcançar o ponto ótimo de operação mesmo havendo uma variação na carga ou na tensão de entrada (ARAVIND et al., 2024). Assim, com o objetivo de desenvolver um método de controle que mantivesse a saída de tensão dos conversores de acordo com sua tensão de referência, os geradores de pulsos do circuito da Figura 33 foram substituídos por um sistema de controle baseado na função de Lyapunov. Além disso, foi adicionado um conversor *Buck-Boost* ao sistema para simular a carga e descarga da bateria e a fonte de tensão CC foi substituída por um painel fotovoltaico com MPPT. O circuito do Simulink pode ser observado na Figura 37

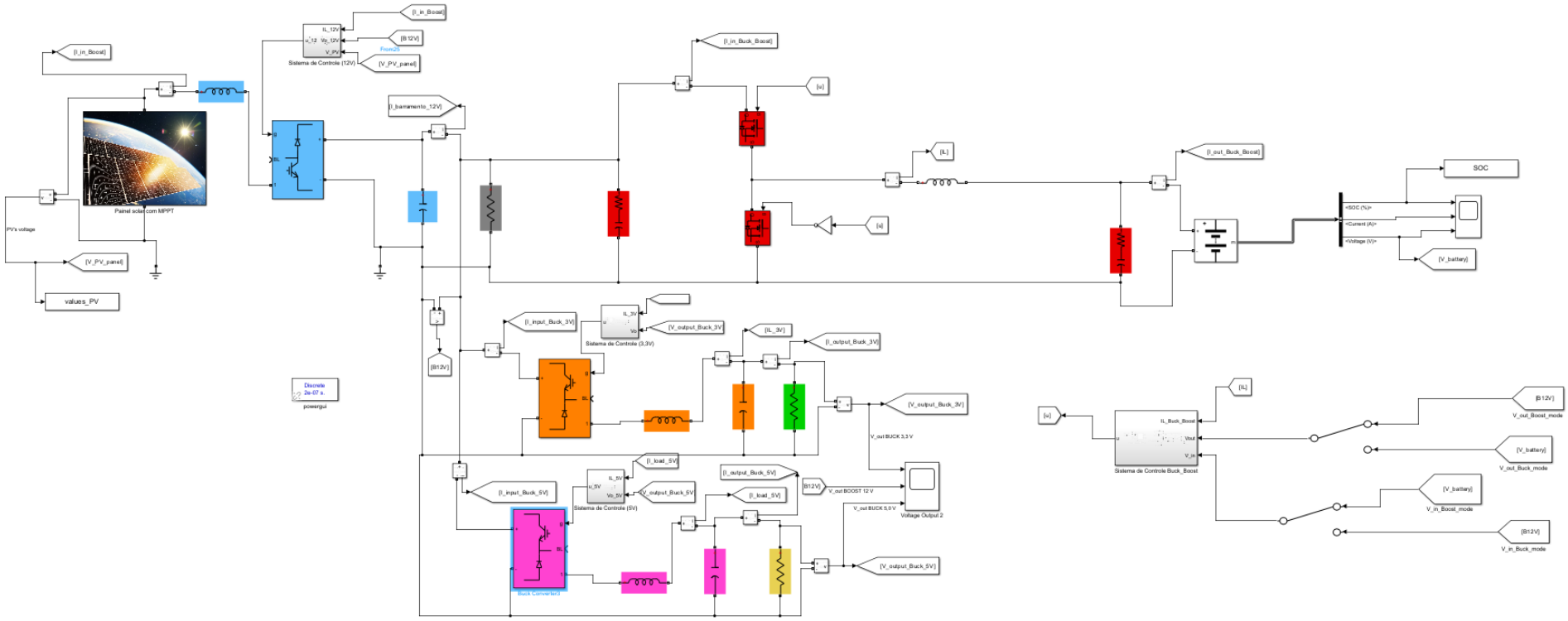


Figura 37 – Circuito Simulink do Sistema Elétrico de Potência do GAMASAT-02 usando o método de controle de Lyapunov (Autoria própria)

5.6.1 Sistema de controle do conversor *Boost* 12 V

Na Figura 37 observa-se o bloco do sistema de controle do conversor *Boost*. Ele possui três entradas: a corrente que passa pelo indutor, a tensão de saída (tensão no barramento de 12 V) e a tensão de entrada no conversor (tensão dos painéis solares).

As Figuras 38 e 39 ilustram o sistema de controle baseado na função de Lyapunov desenvolvido para o conversor CC-CC *Boost*.

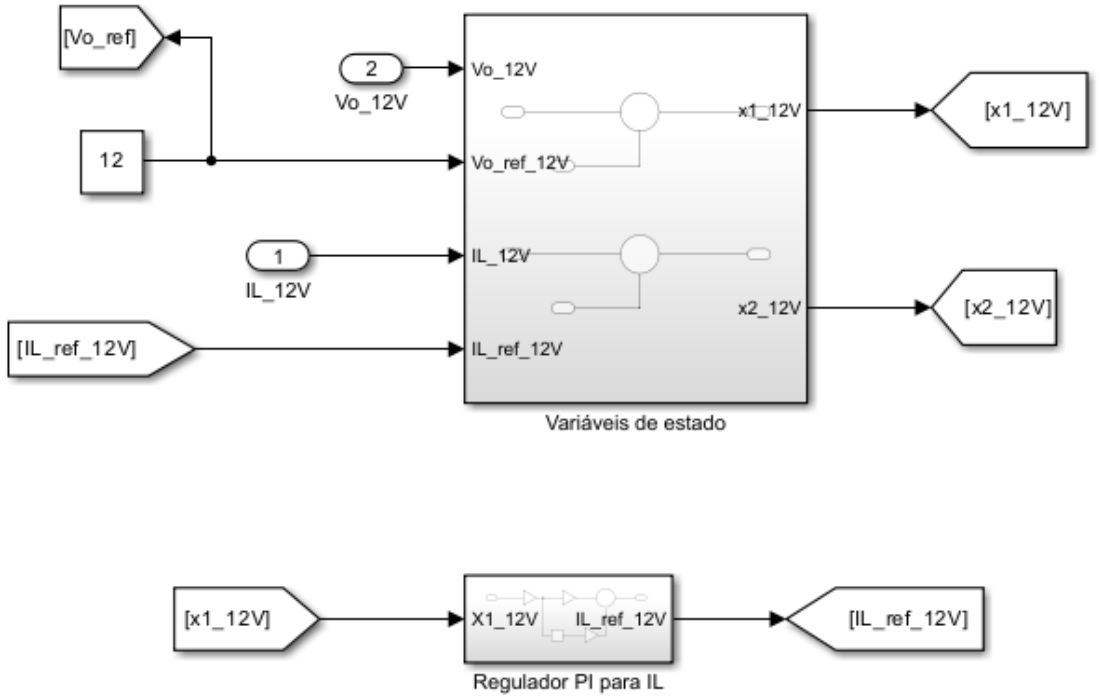


Figura 38 – Blocos das variáveis de estado e do regulador PI para I_L^* (Autoria própria)

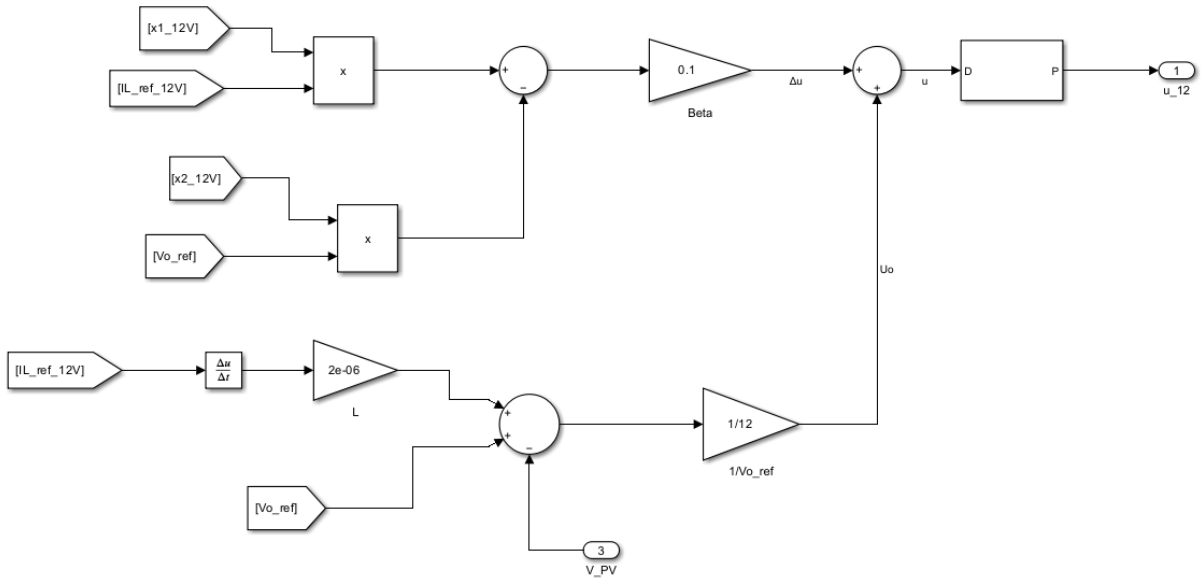


Figura 39 – Diagrama de blocos para calcular o valor de u (Autoria própria)

No bloco do subsistema nomeado como "Variáveis de estado"é determinado os valores de x_1 e x_2, baseados em (4.11) e (4.12). A Figura 40 ilustra como foi determinado as variáveis de estado deste conversor.

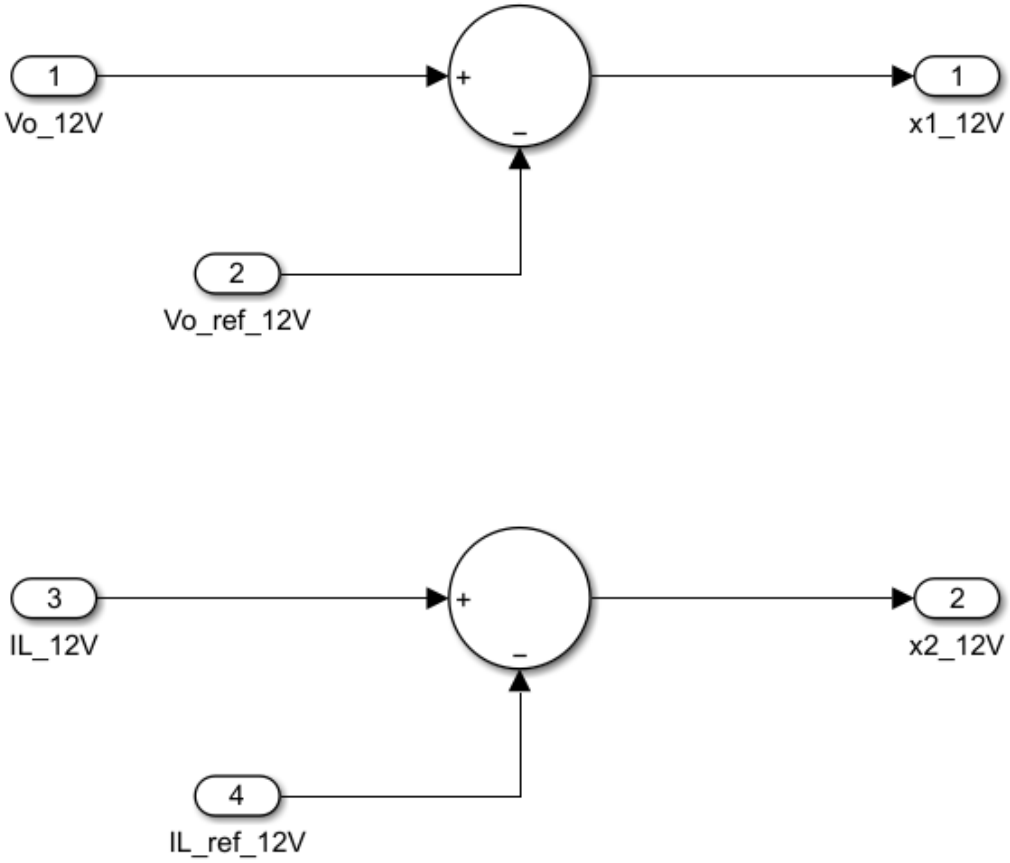


Figura 40 – Variáveis de estado do conversor CC-CC *Boost* (Autoria própria)

No bloco do subsistema nomeado como "Regulador PI para IL"é determinado a corrente de referência no indutor para o conversor CC-CC *Boost*. Para isso, foi baseado na seguinte equação que determina a corrente de referência no indutor (I_L^*) usando um regulador PI (KOMURCUGIL et al., 2023).

$$I_L^* = K_p(V_o^* - V_o) + K_i \int (V_o^* - V_o)dt \tag{5.29}$$

Na Figura 41 pode-se observar os valores de K_p e K_i usados no regulador PI.

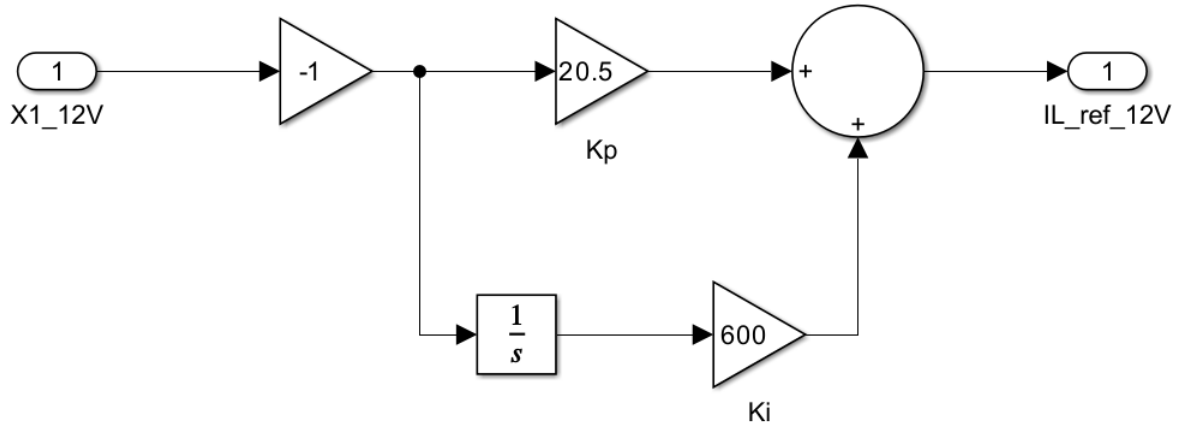


Figura 41 – Regulador PI para a corrente no indutor do conversor CC-CC *Boost* (Autoria própria)

De acordo a equação (4.13) é necessário calcular Δu e U_o para determinar a entrada de contole u do conversor CC-CC *Boost*. Assim, Δu será determinada por (4.34) e U_o será calculada ao ser isolada em (4.26). A Figura 39 ilustra o diagrama de blocos feito para calcular o valor de u.

5.6.2 Sistema de controle dos conversores CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ e $5\ V$

Na Figura 42 e 43 ilustram o sistema de controle desenvolvido para o conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ e de $5\ V$, respectivamente.

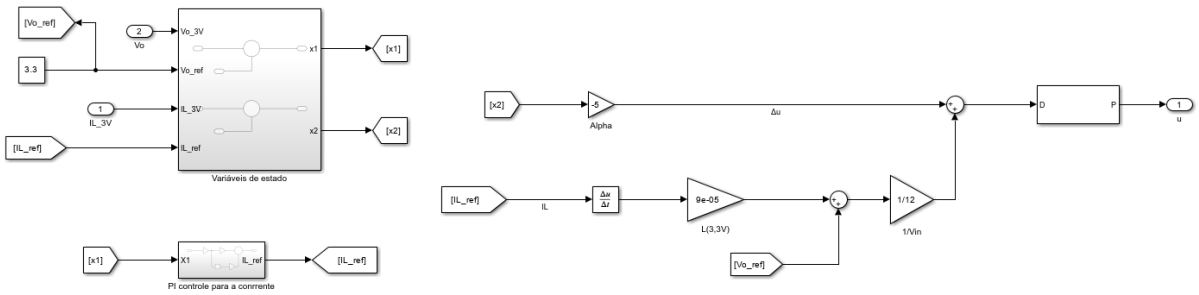


Figura 42 – Sistema de controle do conversor CC-CC *Buck* $3,3\ V$ (Autoria própria)

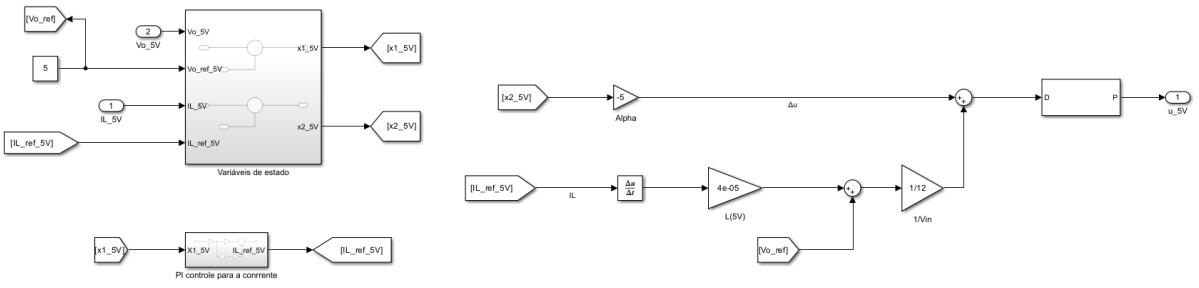


Figura 43 – Sistema de controle do conversor CC-CC *Buck* $5\ V$ (Autoria própria)

Assim, como foi apresentado no conversor CC-CC *Boost*, foi desenvolvido um bloco nomeado como "Variáveis de estado"onde é determinado as variáveis x_1 e x_2 para cada um dos conversores CC-CC *Buck*, como foi fundamentado em (4.11) e (4.12). Os diagramas de blocos desenvolvidos para estes conversores são semelhantes ao que foi apresentado na Figura 40.

A equação (5.29) foi utilizada para determinar a corrente de referência no indutor (I_L^*) para cada um dos conversores CC-CC *Buck*. A Figura 44 ilustra o diagrama de blocos utilizado para os conversores CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ e de $5\ V$.

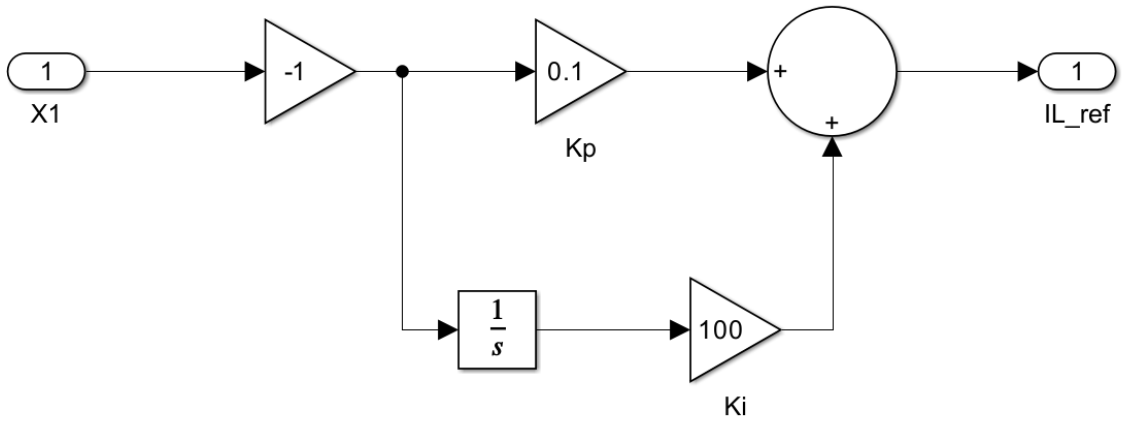


Figura 44 – Regulador PI para a corrente no indutor do conversor CC-CC *Buck* (Autoria própria)

As equações (4.23) e (4.14) foram utilizadas para calcular os valores de Δu e de U_o, respectivamente. Após determinados, foi possível calcular o valor de u baseado em (4.13). As Figuras 45 e 46 ilustram os diagramas de blocos projetados para calcular o valor de u para cada um dos conversores CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ e $5\ V$, respectivamente.

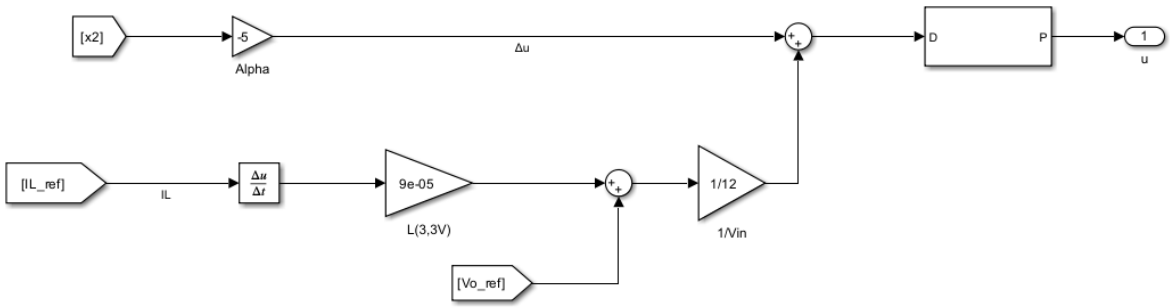


Figura 45 – Entrada de controle do conversor CC-CC *Buck* $3,3\ V$ (Autoria própria)

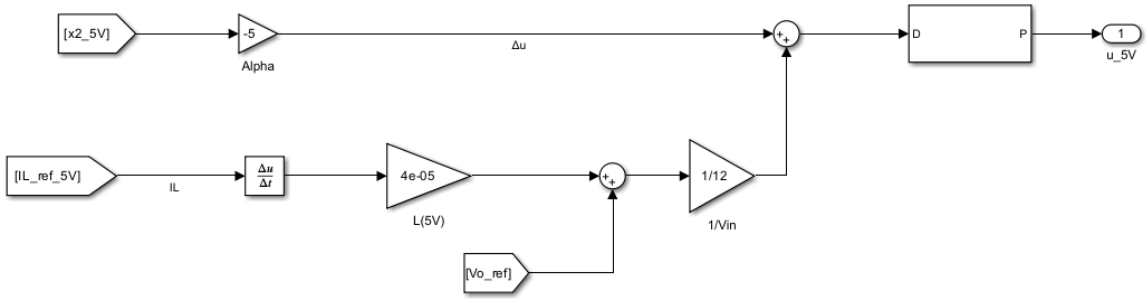


Figura 46 – Entrada de controle do conversor CC-CC *Buck* 5 *V* (Autoria própria)

5.6.3 Sistema de controle do conversor *Buck-Boost*

As Figuras 47 e 48 ilustram o sistema de controle usado para o conversor CC-CC *Buck-Boost*

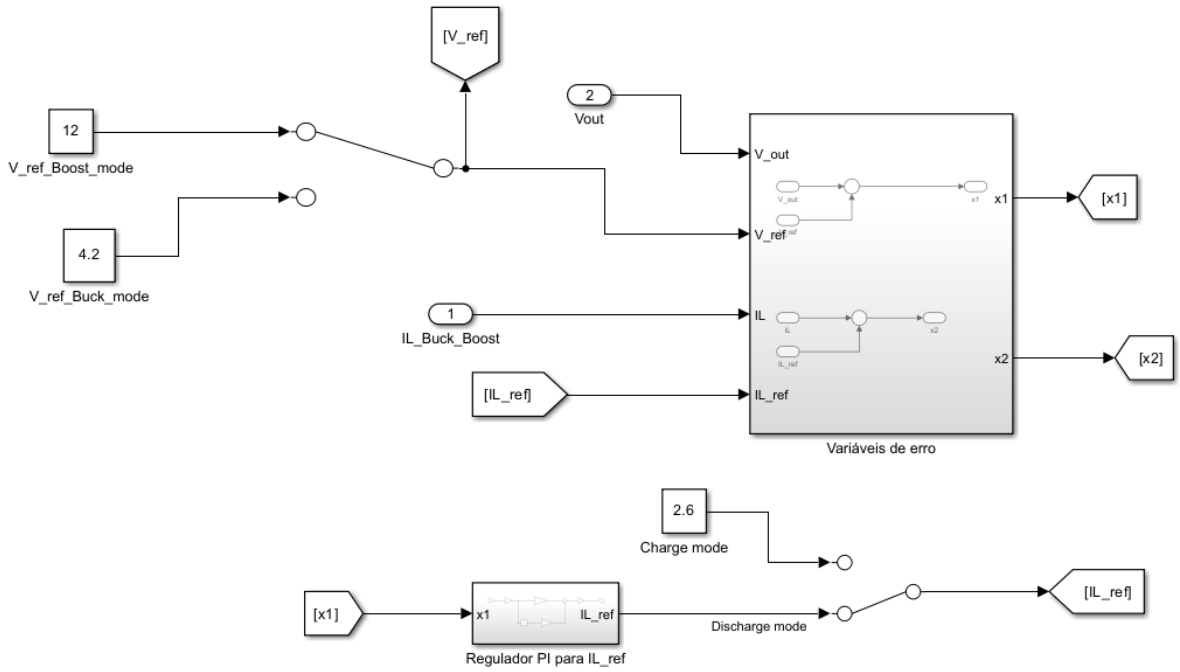


Figura 47 – Variáveis de estado do conversor CC-CC *Buck-Boost* (Autoria própria)

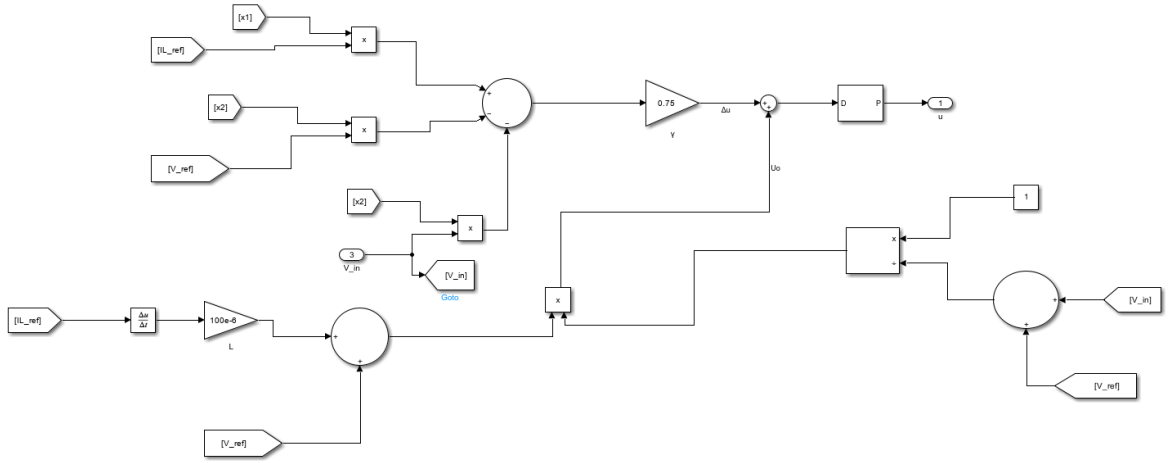


Figura 48 – Variável de controle do conversor CC-CC *Buck-Boost* (Autoria própria)

O bloco "Variáveis de estado"foi criado para os valores de x_1 e x_2 serem calculados para o conversor CC-CC *Buck-Boost*, como fundamentada em (4.11) e (4.12). Os diagramas de blocos são semelhantes aos utilizados nos conversores CC-CC *Buck* e *Boost*, ilustrados na Figura 40.

Através de (5.29) foi possível calcular a corrente de referência no indutor (I_L^*) quando a bateria está descarregando. Em um cenário de carga optou-se em utilizar uma corrente de referência de 2.6 A. A Figura 49 ilustra o diagrama de blocos desenvolvido para determinar I_L^* no cenário em que a bateria está descarregando.

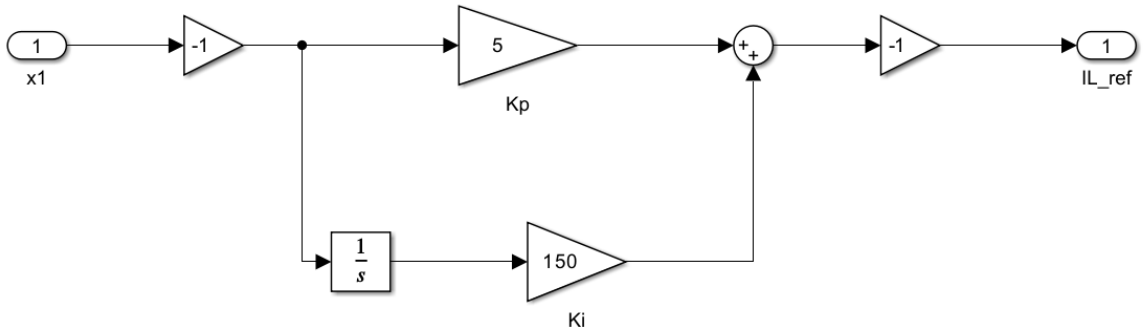


Figura 49 – Regulardor PI para a corrente no indutor do conversor CC-CC *Buck-Boost* (Autoria própria)

Os valores de Δu e de U_o foram determinados através de (4.45) e (4.37), respectivamente. Após calculados, é possível por meio de (4.13) determinar o valor de u. A Figura 48 ilustra o diagrama de blocos desenvolvido para ser calculado o valor de u para o conversor CC-CC *Buck-Boost*.

Após a montagem do circuito e dos diagramas de blocos, foi simulado o comportamento dos conversores em diversos cenários, como a variação de carga da saída dos

conversores, a oscilação do nível de tensão nos painéis solares e o comportamento do conversor *Buck-Boost* durante o processo de carga e descarga das baterias. Esses cenários são detalhados na subseção 5.6.4

5.6.4 Resultados obtidos com o controle baseado na função de Lyapunov

Com o objetivo de simular o comportamento dos convesores CC-CC em diferentes cenários possíveis que um *CubeSat* pode ser submetido no espaço, no quesito de geração de energia, foi pensado nos seguintes cenários:

1. Os painéis solares suprindo a demanda energética do *CubeSat* e a bateria carregando;
2. Os painéis solares não conseguem suprir a demanda energética do *CubeSat* e a bateria descarregando;
3. O CubeSat encontra-se em uma região de eclipse e as baterias suprem a demanda energética do satélite.

Em cada cenário foi observado os níveis de tensão na saída de cada um dos conversores após serem adicionados os diagramas de blocos dos conversores CC-CC *Boost*, *Buck* de $3,3\ V$, *Buck* de $5\ V$ e *Buck-Boost* apresentados a seguir.

5.6.4.1 Cenário 1: Geração de energia total pelos painéis solares e bateria carregando

Na Figura 50 pode-se observar o comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC *Boost* de $12\ V$. Na Figura 51 observa-se que durante o intervalo de $1\ s$ que foi simulado, após $0,14\ s$ do início da simulação o conversor apresentou um nível de tensão de saída de $12,0001\ V$, e que se permaneceu estável durate o restante do período simulado.

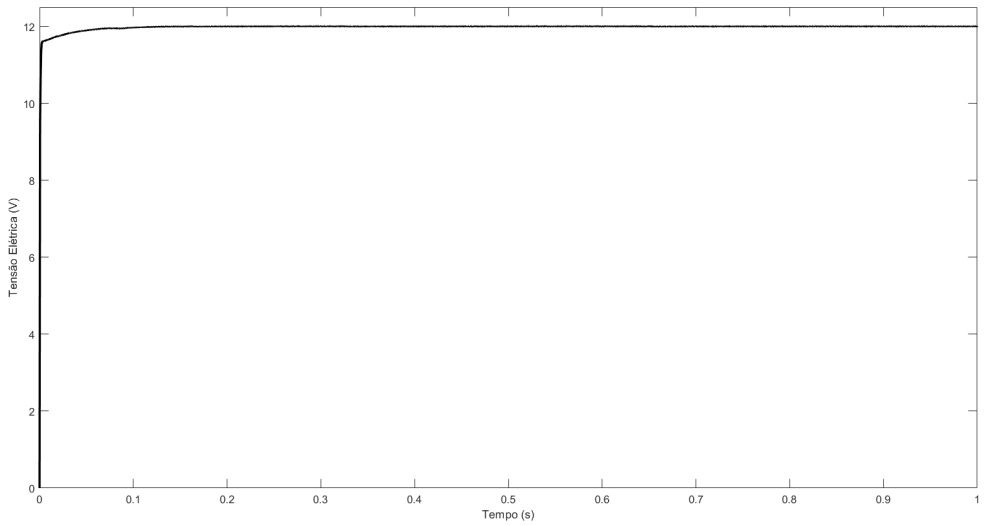


Figura 50 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* (Autoria própria)

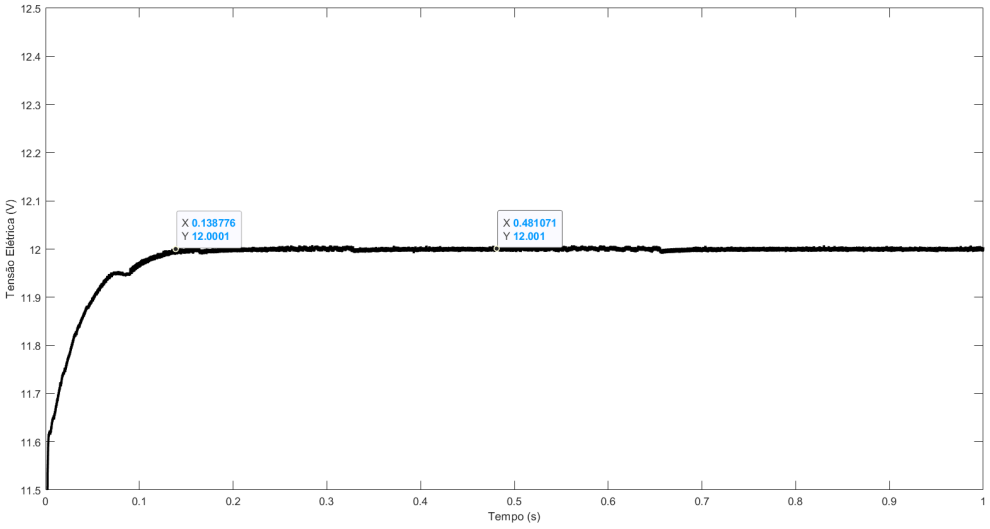


Figura 51 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost*(vista ampliada) (Autoria própria)

Na Figura 52 pode-se observar o comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$. Na Figura 53 observa-se que durante a simulação o conversor apresentou um nível de tensão de saída em torno de $3,3\ V$.

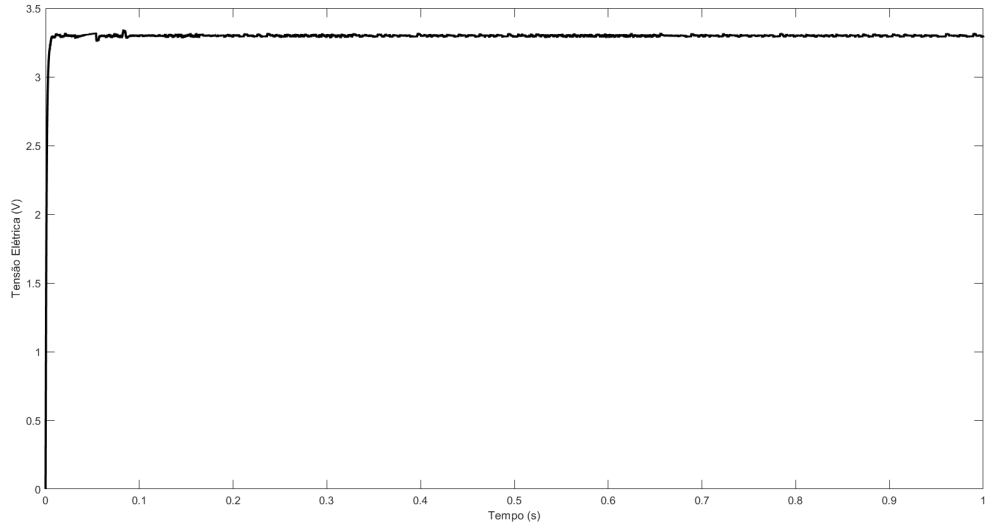


Figura 52 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ (Autoria própria)

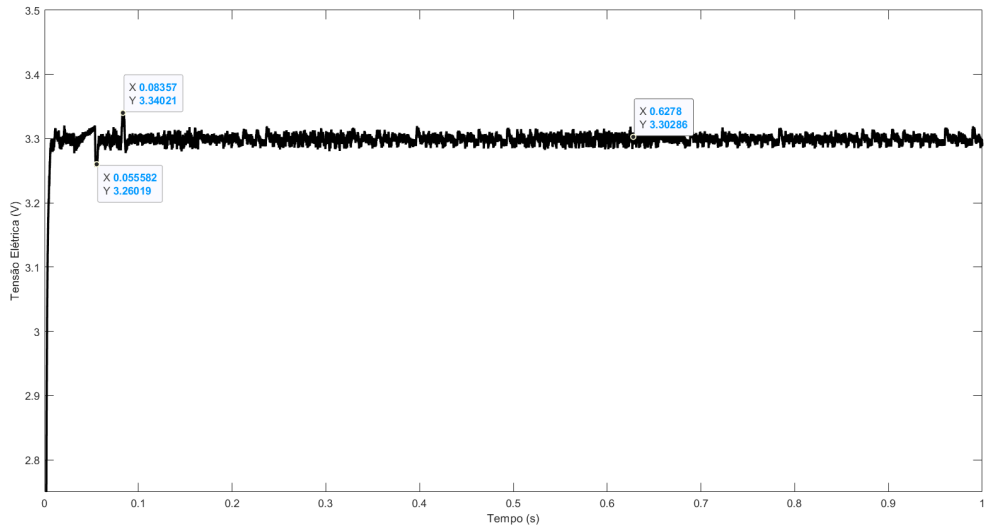


Figura 53 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ (vista ampliada) (Autoria própria)

Na Figura 54 pode-se observar o comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC *Buck* de $5\ V$. Na Figura 55 observa-se que o nível de tensão na saída do conversor permaneceu próximo aos $5\ V$.

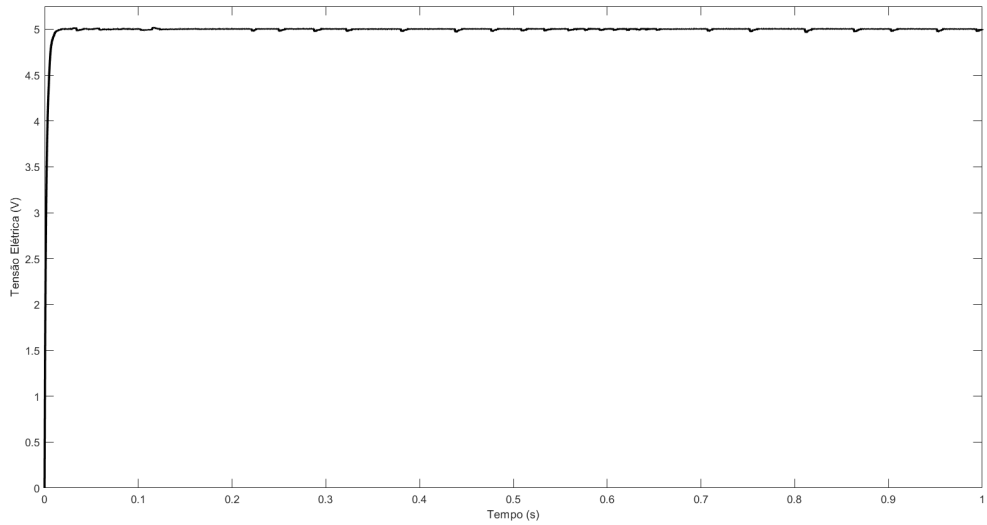


Figura 54 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $5\ V$ (Autoria própria)

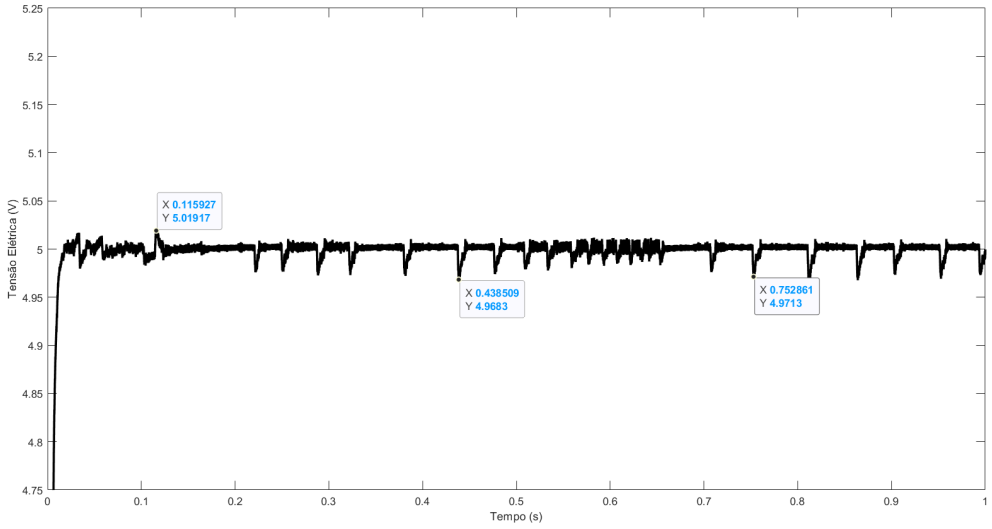


Figura 55 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de 5 V (vista ampliada) (Autoria própria)

Na Figura 56 pode-se observar o estado de carga da bateria, do inglês *State of Charge (SOC)*. A bateria foi colocada com uma carga inicial de 50 %.

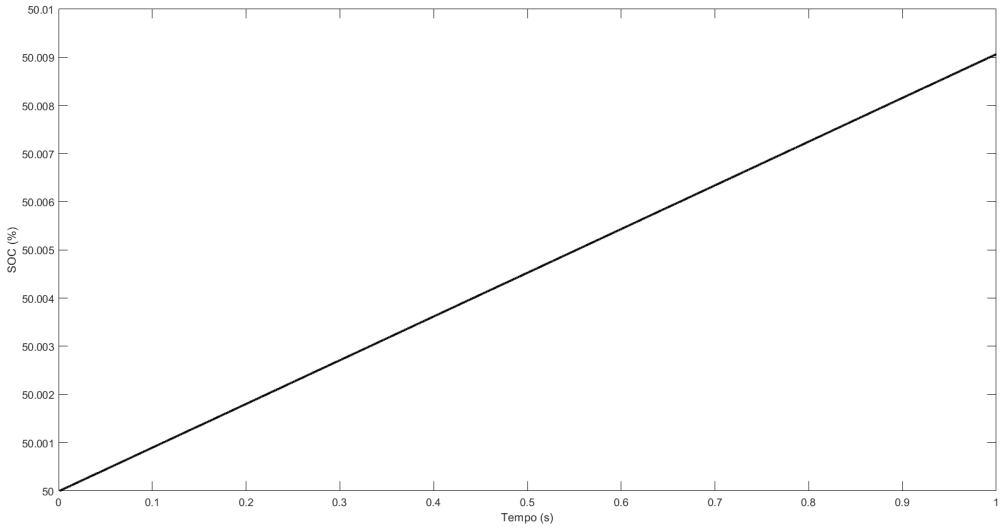


Figura 56 – State of Charge da bateria (Autoria própria)

5.6.4.2 Cenário 2: Geração de energia parcial dos painéis solares e bateria descarregando e ajudando a suprir a demanda energética do *CubeSat*

Neste cenário os painéis solares foram simulados como se estivessem entrando em um região de penumbra, assim os níveis de tensão decai de $5,5\ V$ para $3\ V$, na Figura 57 pode-se observar a tensão dos painéis solares. O conversor CC-CC *Buck-Boost* irá operar no modo *Boost*, assim a tensão da bateria que é inferior a $4,2\ V$ será elevada para $12\ V$

na saída do conversor e distribuída no barramento. Para isso, foi utilizado na simulação chaves para modificar parâmetros que são necessários para o funcionamento do controle desenvolvido, como pode ser observado na Figura 58.

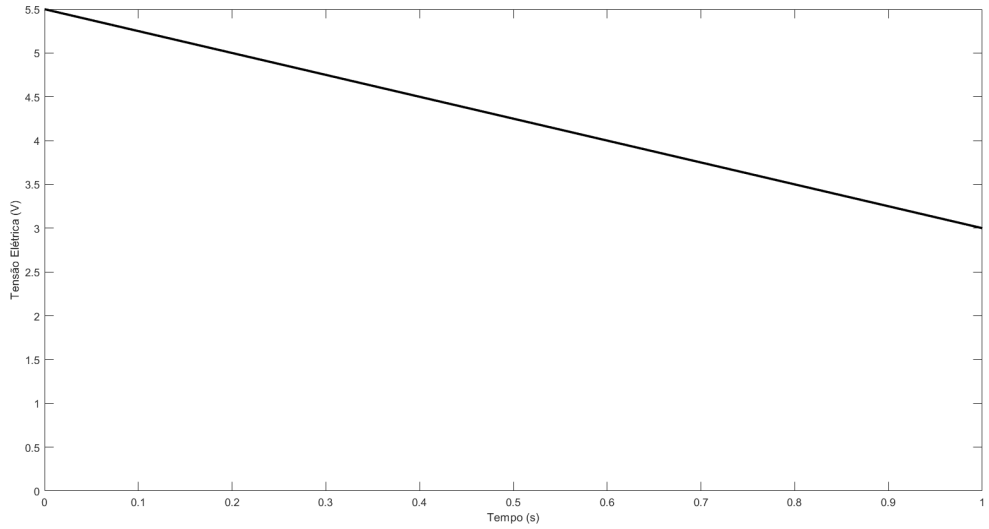


Figura 57 – Tensão elétrica sob os painéis solares (Autoria própria)

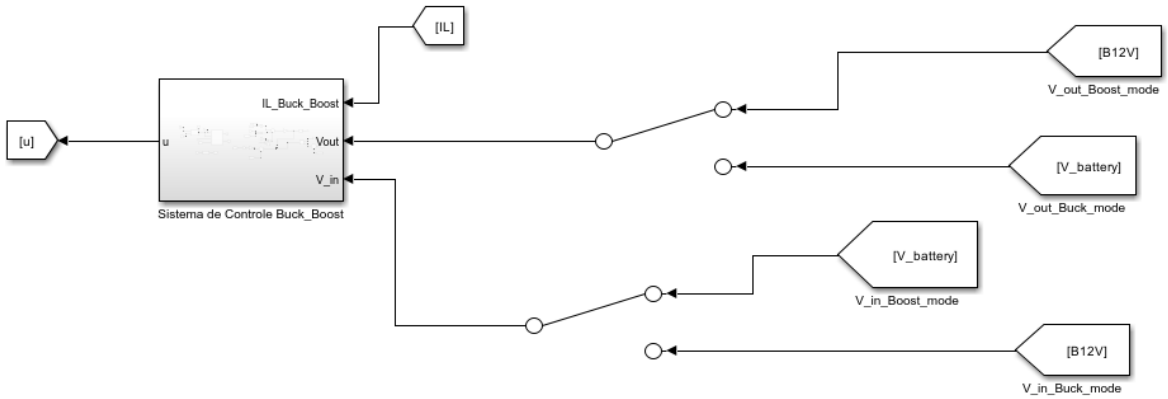


Figura 58 – Configuração do conversor CC-CC *Buck-Boost* para modo *Boost* (Autoria própria)

Na Figura 59 pode-se observar o comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC *Boost* de 12 V. Na Figura 60 observa-se que durante o intervalo de 1 s, que foi realizada a simulação, o conversor apresentou um nível de tensão de saída próximos a 12 V.

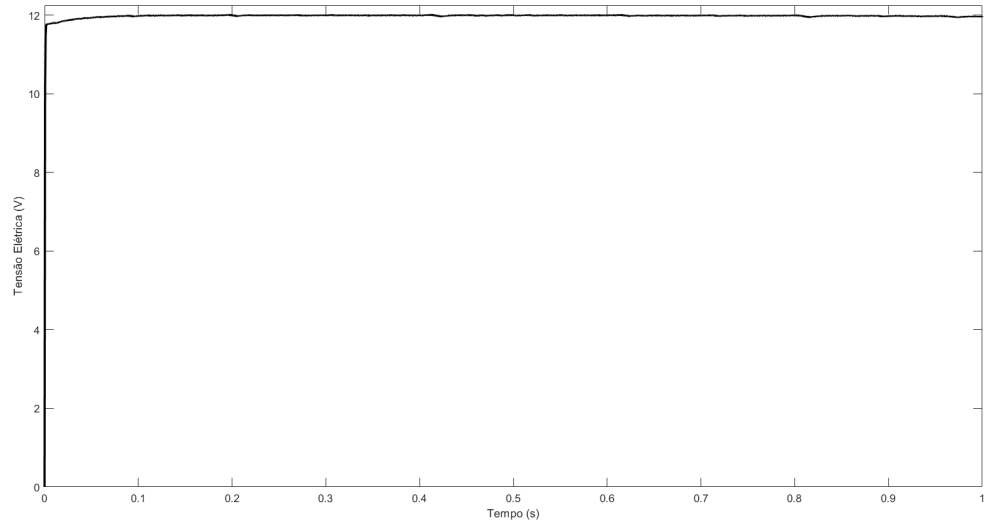


Figura 59 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* para o nível de 12 V (Autoria própria)

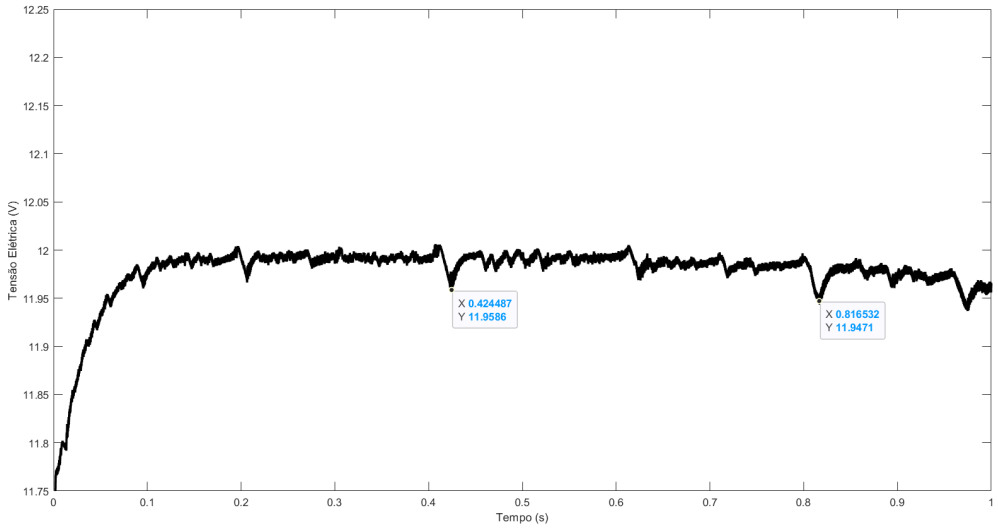


Figura 60 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* para o nível de 12 V (vista ampliada) (Autoria própria)

Na Figura 61 pode-se observar o comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$. Na Figura 62 observa-se que durante o intervalo de simulação o conversor apresentou um nível de tensão de saída em torno de $3,3\ V$.

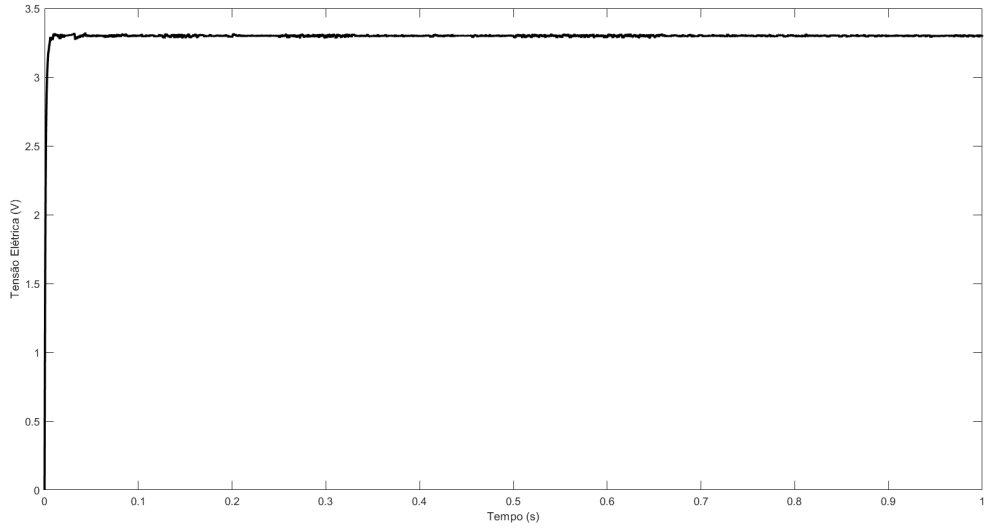


Figura 61 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ (Autoria própria)

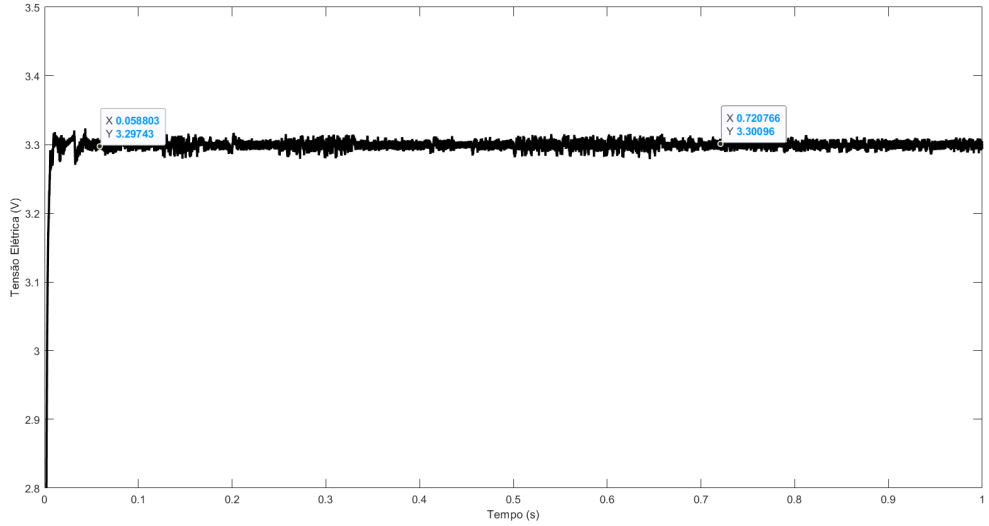


Figura 62 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ (vista ampliada) (Autoria própria)

Na Figura 63 pode-se observar o comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC *Buck* de $5\ V$. Na Figura 64 observa-se que n ao longo da simulação o conversor apresentou um nível de tensão de saída próximo a $5\ V$.

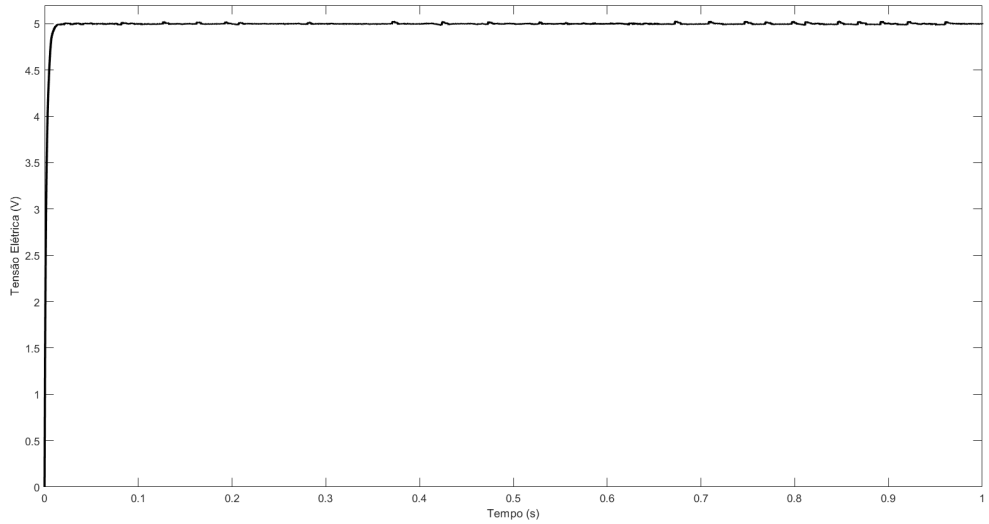


Figura 63 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de 5 V (Autoria própria)

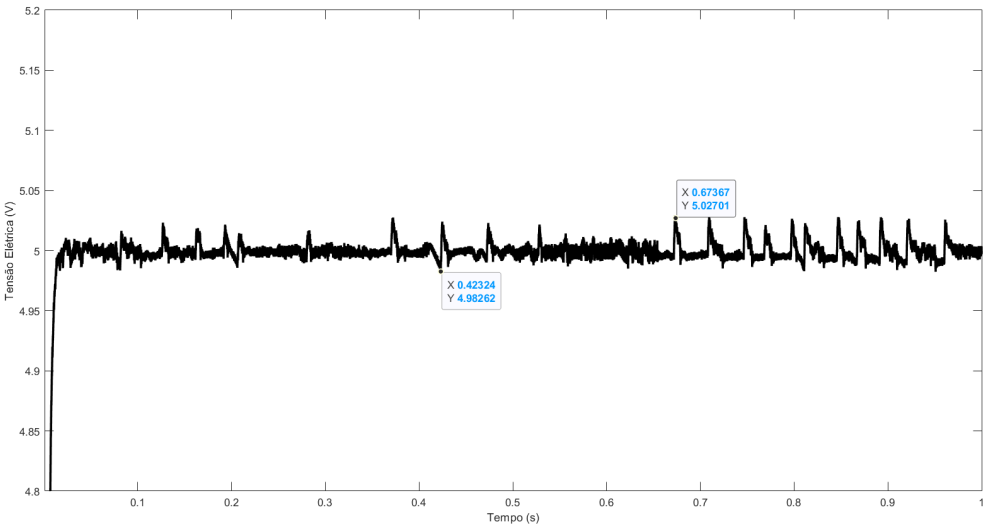


Figura 64 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de 5 V (vista ampliada) (Autoria própria)

5.6.4.3 Cenário 3: As baterias suprem a demanda energética total do *CubeSat*

Neste cenário os painéis solares foram colocados com nível de tensão de 0 V, simulando uma situação de eclipse. O conversor CC-CC *Buck-Boost* irá operar no modo *Boost*, semelhante ao que foi apresentado anteriomente em 5.6.4.2.

Na Figura 65 pode-se observar o comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC *Boost* de 12 V. Na Figura 66 observa-se que durante a simulação o conversor apresentou um nível de tensão de saída próximo a 12 V.

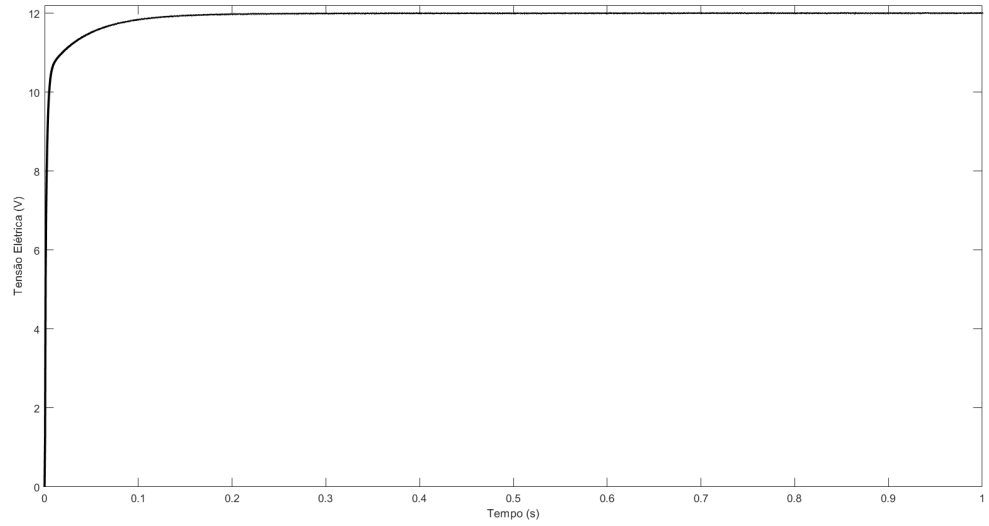


Figura 65 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* (Autoria própria)

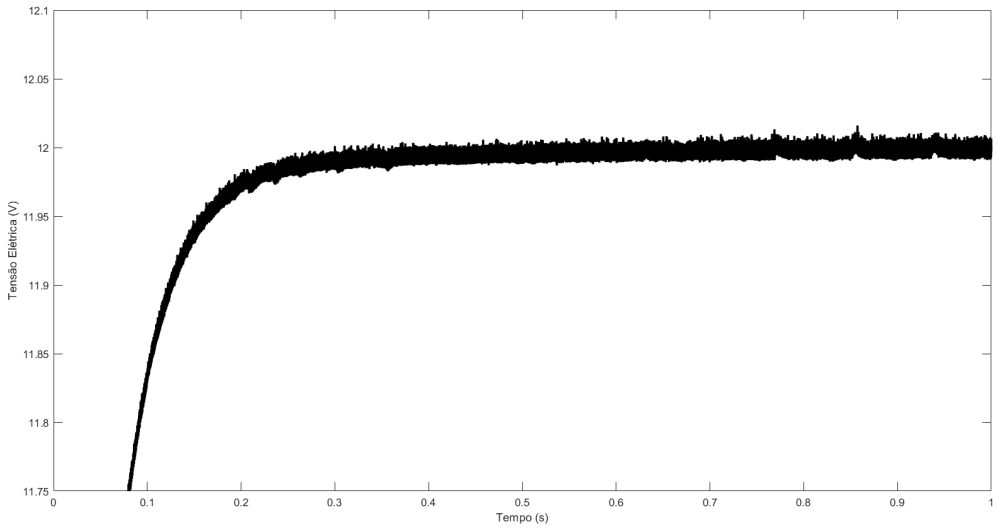


Figura 66 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Boost* (vista ampliada) (Autoria própria)

Na Figura 67 pode-se observar o comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$. Na Figura 68 observa-se que durante a simulação o conversor apresentou um nível de tensão de saída em torno de $3,3\ V$.

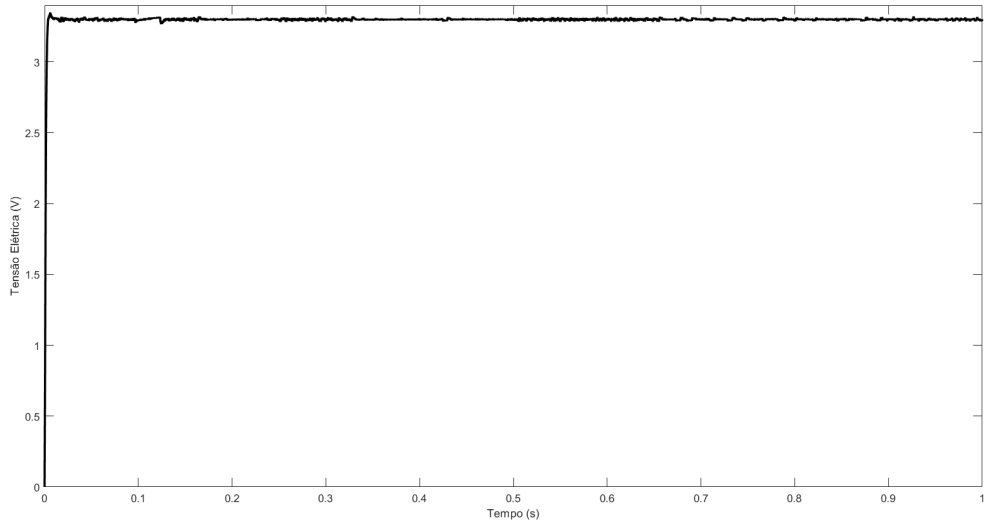


Figura 67 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ (Autoria própria)

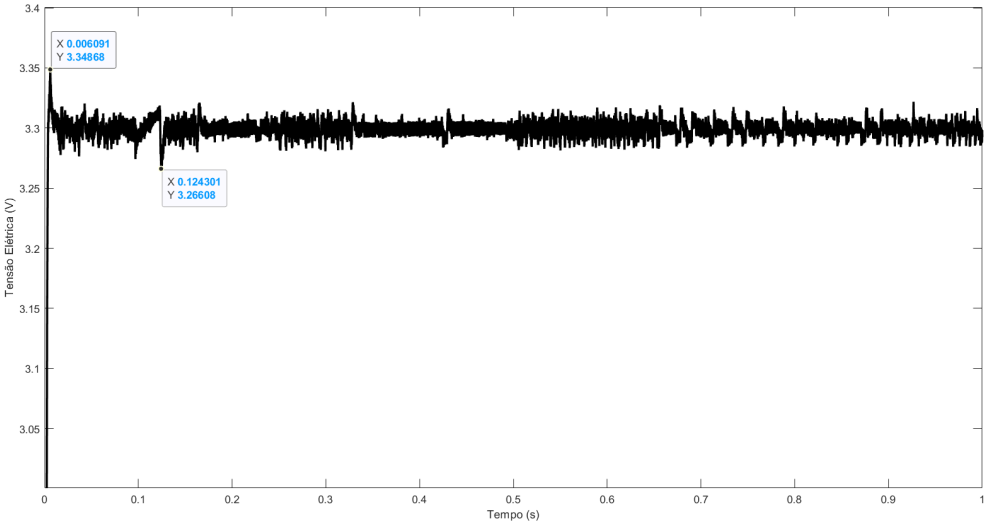


Figura 68 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ (vista ampliada) (Autoria própria)

Na Figura 69 pode-se observar o comportamento da tensão na saída do conversor CC-CC *Buck* de $5\ V$. Na Figura 70 observa-se ao longo da simulação o conversor apresentou um nível de tensão de saída próximo a $5\ V$.

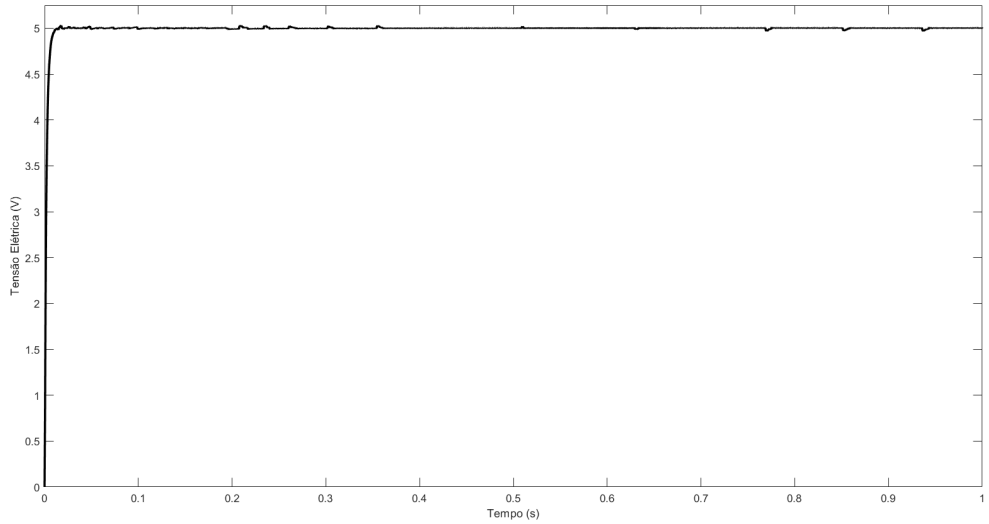


Figura 69 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de 5 V (Autoria própria)

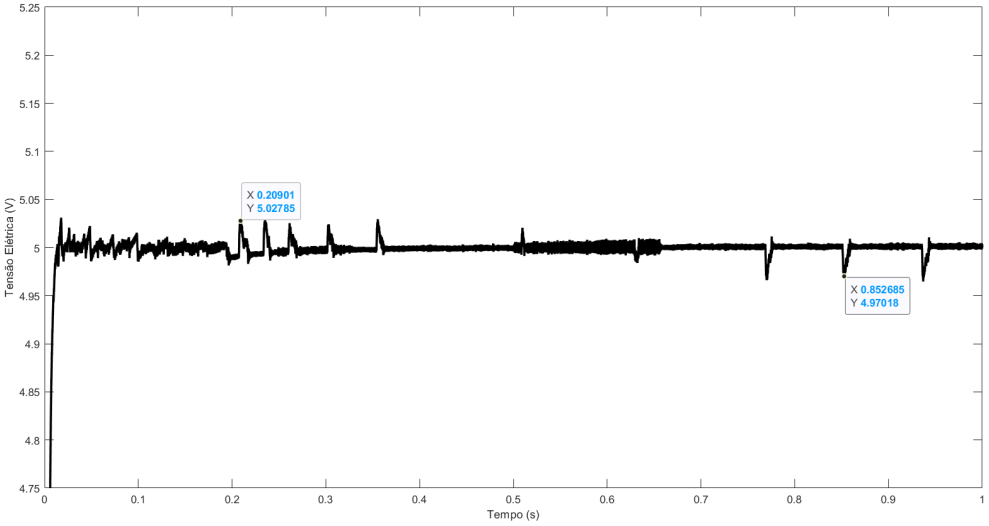


Figura 70 – Tensão de saída do conversor CC-CC *Buck* de 5 V (vista ampliada) (Autoria própria)

5.6.4.4 Eficiência dos conversores analisados

Após simulados os três cenários apresentam-se as eficiências de cada conversor CC-CC. Da Tabela 9 vê-se que o conversor CC-CC *Buck* de $3,3\ V$ e de $5\ V$ apresentaram eficiências superiores a 97% e o conversor CC-CC *Buck-Boost* teve eficiência superior a 96% nos cenários 1 e 2, somentte no cenário 3 sua eficiência de quase 76%. O conversor CC-CC *Boost* somente foi analisado sua eficiência no cenário 1, o qual teve uma eficiência superior a 98 %.

	Boost $(12\ V)$	*Buck* $(3,3\ V)$	*Buck* $(5\ V)$	*Buck-Boost*
Cenário 1	$98,11\ \%$	$98,5\ \%$	$98,7\ \%$	$97,2\ \%$
Cenário 2	-	$98,5\ \%$	$98,75\ \%$	$96,4\ \%$
Cenário 3	-	$97,3\ \%$	$97,8\ \%$	$75,9\ \%$

Tabela 9 – Eficiência dos conversores CC-CC em cada cenário

6 Conclusão

O sistema elétrico de potência de um *CubeSat* bem dimensionado garante que a demanda energética seja satisfeita e que os outros sistemas recebam uma energia de qualidade para suas cargas. Mas, diante de cenários variados nos quais há variação de geração de energia ao longo da órbita e cargas do sistema sendo ligadas e/ou desligadas, a necessidade de um método de controle para regular o nível de tensão torna-se extremamente necessário.

Diante disso, este trabalho teve como propósito a análise e simulação do sistema elétrico de potência do *CubeSat* GamaSat-02, baseado nas cargas do sistema. A análise foi feita em três possíveis cenários que um *CubeSat* pode ser submetido em órbita e/ou em testes laboratoriais, 5.6.4.

A primeira parte do trabalho teve como foco realizar a modelagem matemática dos conversores CC-CC *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, e assim obter as equações gerais diferenciais para cada um deles. Em seguida foi apresentado o método de controle não-linear baseado na função de Lyapunov e obtido as equações de controle para os conversores estudados.

Foi realizada a simulação no *software Matlab/Simulink* do SEP do GamaSat-02 usando dois métodos de controle. Primeiramente usando um métododе de controle de malha aberta e depois usando o método de controle de malha fechada beasada na função de controle de Lyapunov observando o seu comportamento em cada um dos cenários citados. Ao longo das simulações foi observado a estabilidade da tensão de saída de cada um dos conversores chaveados, simulando uma variação de energia gerada pelos painéis fotovoltaicos.

Observou-se que o SEP controlado por um método de controle baseado na função de Lyapunov apresentou eficiências inferiores às obtidas com o método de controle de malha aberta; contudo, tal abordagem assegurou a estabilidade do sistema mesmo sob variações de energia gerada nos painéis solares.

Diante das limitações geométricas e de massa que podem ser observadas em um *CubeSat*, como sugestão para trabalhos futuros coloca-se o desenvolvimento de um conversor multiportas aplicado a sistemas espaciais (MUHAIDHEEN; MURALIDHARAN; VANAJA, 2022). Outra sugestão a ser destacada é a comparação com outros métodos de controle, pontuando pontos fortes e fracos de cada.

Referências

ABRASAT. *Amazônia-1 e sua importância para o Brasil — abrasat.org.br*. 2021. <https://abrasat.org.br/2021/03/18/amazonia-1-e-sua-importancia-para-o-brasil/>. [Accessed 01-07-2025]. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 24.

ACERO, I. F.; DIAZ, J.; HURTADO-VELASCO, R.; BAUTISTA, S. R. G.; RINCÓN, S.; HERNÁNDEZ, F. L.; RODRIGUEZ-FERREIRA, J.; GONZALEZ-LLORENTE, J. A method for validating cubesat satellite eps through power budget analysis aligned with mission requirements. *IEEE Access*, IEEE, v. 11, p. 43316–43332, 2023. Citado na página 17.

AL, D. F. da Silva Panagio et. *Projeto e implementação do sistema de potência elétrica do satélite ST-OBSAT-01*. 2024. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.

ARARIA, R.; BERKANI, A.; NEGADI, K.; MARIGNETTI, F.; BOUDIAF, M. et al. Performance analysis of dc-dc converter and dtc based fuzzy logic control for power management in electric vehicle application. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, v. 53, n. 1, p. 1–9, 2020. Citado na página 44.

ARAVIND, R.; CHOKKALINGAM, B.; VERMA, R.; ARUCHAMY, S.; MIHET-POPA, L. Multi-port non-isolated dc-dc converters and their control techniques for the applications of renewable energy. *IEEE Access*, IEEE, v. 12, p. 88458–88491, 2024. Citado na página 69.

ARTSTEIN, Z. Stabilization with relaxed controls. *Nonlinear Analysis: Theory, Methods & Applications*, Elsevier, v. 7, n. 11, p. 1163–1173, 1983. Citado na página 45.

BUTLER, D. Many eyes on earth. *Nature*, Macmillan Publishers Ltd, v. 505, n. 7481, p. 143–144, 2014. Reprinted by permission from Macmillan Publishers Ltd. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 17.

CARRACE, N. C. d. C.; GOMES, R. d. C. F.; GRIZENDI, J. C. M. Uso espacial de painés solares e baterias no suprimento de energia elétrica de pequenos satélites. 2022. Citado na página 25.

CHTITA, S.; CHAIBI, Y.; DEROUICH, A.; BELKADID, J. Modeling and simulation of a photovoltaic panel based on a triple junction cells for a nanosatellite. In: IEEE. *2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*. [S.l.], 2018. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 25.

CORRÊA, I. C. S. Satélites artificiais. *Museu de Topografia Prof. Laureano Ibrahim Chaffe. Departamento de Geodésia–IG/UFRGS*, 2010. Citado na página 20.

EDPUGANTI, A.; KHADKIKAR, V.; MOURSI, M. S. E.; ZEINELDIN, H.; AL-SAYARI, N.; HOSANI, K. A. A comprehensive review on cubesat electrical power system architectures. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 37, n. 3, p. 3161–3177, 2021. Citado 10 vezes nas páginas 7, 20, 21, 22, 23, 25, 26, 27, 28 e 29.

FATOOREHCHI, H.; GHORBANIAN, S. A. Sliding mode control for heartbeat electrocardiogram tracking problem. *Journal of Chemical and Petroleum Engineering*, University of Tehran, v. 53, n. 2, p. 265–272, 2019. Citado na página 44.

FREYTES, J.; BERGNA, G.; SUUL, J. A.; D'ARCO, S.; SAAD, H.; GUILLAUD, X. State-space modelling with steady-state time invariant representation of energy based controllers for modular multilevel converters. In: IEEE. *2017 IEEE Manchester PowerTech*. [S.l.], 2017. p. 1–7. Citado na página 44.

HART, D. W. *Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos*. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016. Citado 18 vezes nas páginas 7, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 57, 58, 59 e 61.

HEKIMOĞLU, B.; EKINCI, S.; KAYA, S. Optimal pid controller design of dc-dc buck converter using whale optimization algorithm. In: IEEE. *2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP)*. [S.l.], 2018. p. 1–6. Citado na página 44.

HU, J.; SHAN, Y.; CHENG, K. W.; ISLAM, S. Overview of power converter control in microgrids—challenges, advances, and future trends. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 37, n. 8, p. 9907–9922, 2022. Citado na página 44.

HUSSEIN, B.; MASSOUD, A. M.; KHATTAB, T. Centralized, distributed, and module-integrated electric power system schemes in cubesats: performance assessment. *IEEE Access*, IEEE, v. 10, p. 55396–55407, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 30.

IBRAHIM, O.; YAHAYA, N. Z.; SAAD, N. State-space modelling and digital controller design for dc-dc converter. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, v. 14, n. 2, p. 497–506, 2016. Citado na página 44.

JAVIDAN, J. Design of a zvs pwm dc–dc converter for high gain applications. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Wiley Online Library, v. 44, n. 5, p. 977–995, 2016. Citado na página 44.

KHALIL, H. K.; GRIZZLE, J. W. *Nonlinear systems*. [S.l.]: Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2002. v. 3. Citado na página 45.

KOMURCUGIL, H.; BAYHAN, S.; GUZMAN, R.; MALINOWSKI, M.; ABU-RUB, H. *Advanced control of power converters: Techniques and matlab/simulink implementation*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2023. Citado 11 vezes nas páginas 7, 34, 35, 38, 41, 43, 45, 46, 49, 51 e 72.

LASHAB, A.; YAQOOB, M.; TERRICHE, Y.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. Space microgrids: New concepts on electric power systems for satellites. *IEEE Electrification Magazine*, IEEE, v. 8, n. 4, p. 8–19, 2020. Citado 6 vezes nas páginas 10, 17, 20, 23, 25 e 26.

MOREIRA, Y. H. B.; MANTEGAZINI, D. Z.; ANDRADE, G. R. S.; BACELOS, M. S. Reciclagem de baterias de íon-lítio: uma breve revisão sobre os processos, avanços e perspectivas. *Brazilian Journal of Production Engineering*, v. 10, n. 1, p. 36–52, 2024. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 26.

MUHAIDHEEN, M.; MURALIDHARAN, S.; VANAJA, N. Multiport converter for cubesat. *IJEER*, v. 10, n. 2, p. 290–296, 2022. Citado na página 89.

NASA. *State-of-the-art small spacecraft technology*. [S.l.], 2024. Citado 4 vezes nas páginas 7, 20, 21 e 25.

RAMOS-PAJA, C. A.; MONTOYA, D. G.; BASTIDAS-RODRIGUEZ, J. D. Sliding-mode control of distributed maximum power point tracking converters featuring overvoltage protection. *Energies*, MDPI, v. 11, n. 9, p. 2220, 2018. Citado na página 44.

RASHID, M. H. Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações. *Tradução de L. Abramowicz*, v. 48, p. 48, 2014. Citado 6 vezes nas páginas 7, 17, 31, 35, 38 e 42.

RAVINDRAN, R.; MASSOUD, A. M. State-of-the-art dc-dc converters for satellite applications: A comprehensive review. *Aerospace*, MDPI, v. 12, n. 2, p. 97, 2025. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 22.

SADIKU, M. N.; ALEXANDER, C. K.; MUSA, S. *Análise de circuitos elétricos com aplicações*. [S.l.]: AMGH Editora, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 58, 61 e 68.

Samsung SDI Co., Ltd. *Specification of Product for Lithium-ion Rechargeable Cell: Model ICR18650-26F*. 2009. <https://www.samsung.com>. Spec. No. ICR18650-26F Version No. 0.0. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 26.

SECOMUNB. *UnB Notícias - Nanossatélite desenvolvido na UnB está em órbita — noticias.unb.br*. 2022. <https://www.noticias.unb.br/117-pesquisa/5614-nanossatelite-desenvolvido-na-unb-esta-em-orbita>. [Accessed 01-07-2025]. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 24.

SHAKOOR, U.; ALAYEDI, M.; ELSAYED, E. E. Comprehensive analysis of cubesat electrical power systems for efficient energy management. *Discover Energy*, Springer, v. 5, n. 1, p. 1–20, 2025. Citado 4 vezes nas páginas 17, 20, 26 e 27.

SILVA, W. K. L.; GRANDE, E. T. G.; OLIVEIRA, D. C. de. Estudo do satélite brasileiro amazonia-1 e de sua trajetória: Mapeamento sistemático e análise documental dos artefatos históricos–oficiais. *Research, Society and Development*, v. 11, n. 2, p. e29011225894–e29011225894, 2022. Citado na página 20.

SOLIMAN, M. A.; HASANIEN, H. M.; AZAZI, H. Z.; EL-KHOLY, E. E.; MAHMOUD, S. A. An adaptive fuzzy logic control strategy for performance enhancement of a grid-connected pmsg-based wind turbine. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, IEEE, v. 15, n. 6, p. 3163–3173, 2018. Citado na página 44.

SOUZA, A. G. Ulloa de. *Implementación de un EPS (Electrical Power System) para Cubesat*. Dissertação (Mestrado) — Universitat Politècnica de Catalunya, 2021. Citado 4 vezes nas páginas 23, 25, 26 e 30.

TARBOSH, Q. A.; AYDOĞDU, Ö.; FARAH, N.; TALIB, M. H. N.; SALH, A.; CANKAYA, N.; OMAR, F. A.; DURDU, A. Review and investigation of simplified rules fuzzy logic speed controller of high performance induction motor drives. *Ieee Access*, IEEE, v. 8, p. 49377–49394, 2020. Citado na página 44.

UTKIN, V.; POZNYAK, A.; ORLOV, Y.; POLYAKOV, A. Conventional and high order sliding mode control. *Journal of the Franklin Institute*, Elsevier, v. 357, n. 15, p. 10244–10261, 2020. Citado na página 44.

WOELLERT, K.; EHRENFREUND, P.; RICCO, A. J.; HERTZFELD, H. Cubesats: Cost-effective science and technology platforms for emerging and developing nations. *Advances in space Research*, Elsevier, v. 47, n. 4, p. 663–684, 2011. Citado na página 17.