



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO  
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Rafael Henrique Eckstein

**Estudo e Desenvolvimento de um Carregador de  
Baterias de Ampla Faixa de Tensão e Potência para  
Aeronaves Remotamente Pilotadas**

Florianópolis

2023



Rafael Henrique Eckstein

**Estudo e Desenvolvimento de um Carregador de  
Baterias de Ampla Faixa de Tensão e Potência para  
Aeronaves Remotamente Pilotadas**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos do Doutorado em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.  
Coorientador: Prof. Gierry Waltrich, Dr.

Florianópolis

2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Eckstein, Rafael Henrique

Estudo e Desenvolvimento de um Carregador de Baterias  
de Ampla Faixa de Tensão e Potência para Aeronaves  
Remotamente Pilotadas / Rafael Henrique Eckstein ;  
orientador, Telles Brunelli Lazzarin, coorientador, Gierri  
Waltrich, 2023.

205 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Carregador de bateria. 3.  
Drone. 4. RPAS. 5. Retificador SEPIC MCD. I. Lazzarin,  
Telles Brunelli. II. Waltrich, Gierri. III. Universidade  
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica. IV. Título.

Rafael Henrique Eckstein

Estudo e Desenvolvimento de um Carregador de Baterias de  
Ampla Faixa de Tensão e Potência para Aeronaves Remotamente  
Pilotadas

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de “Doutor em Engenharia  
Elétrica”, e aprovada em 30/08/2023 pelos membros:

Prof. Dr. Alceu Baldin

UTFPR - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Dr. Clovis Antonio Petry

IFSC - Instituto Federal de Santa Catarina

Prof. Dr. Rodrigo Gaiba

CEFET-MG - Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

Certificamos que esta é a versão original e final do trabalho

---

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.  
Coordenação do Programa de  
Pós-Graduação

---

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.  
Orientador

Florianópolis, 2023.



*A Deus,  
a minha filha e  
a minha família.*



*“Que a tua vida não seja uma vida estéril.*

*Sê útil. - Deixa rasto. - Ilumina com o  
resplendor da tua fé e do teu amor.”*

São Josemaría Escrivá de Balaguer



# Resumo

Drones ou aeronaves remotamente pilotadas (*Remotely-Piloted Aircraft – RPA*) estão sendo cada vez mais utilizados para aplicações como mapeamento geográfico, vigilância, marketing digital, *delivery*, irrigação agrícola, inspeção de infraestrutura, entre outras. A maioria dessas aeronaves são puramente elétricas, sendo a única fonte de energia, bancos de baterias de íon-lítio ou lítio polímero (Lipo). Estas baterias são desenvolvidas pela associação de um número diferente de células em série, geralmente variando entre três (3S) a doze células (12S), o que acarreta em um maior nível de tensão do sistema de armazenamento. A maioria dos carregadores disponíveis comercialmente, no entanto, não lida com a vasta variedade de baterias usadas nessas aeronaves, ou são projetados para carregar bancos de baterias de baixa tensão (até 6S) ou superior (12S a 14S). Com o intuito de superar esse obstáculo, este trabalho apresenta um sistema eletrônico para carregar uma ampla gama de baterias (3S-12S) utilizadas em aeronaves remotamente pilotadas. O sistema é composto por três módulos compostos cada um por um retificador SEPIC PFC e um conversor cc-cc *Buck*. A depender da potência demandada pelo banco de baterias a ser carregador o carregador utiliza um, dois ou os três módulos de maneira intercalada, o que acarreta na redução das ondulações de corrente tanto da entrada quando da saída. Cada módulo foi projetado para uma potência nominal de 400 W. Para a funcionalidade do sistema se faz necessário que seja fornecido o nível de tensão do banco de baterias e a capacidade do mesmo, com esses dados o carregador, internamente, configura os níveis de tensão do barramento para a pré carga dos capacitores e os níveis de referência para as malhas de controle. O sistema proposto é adequado para carregar bancos de baterias de 3S a 12S (11,1 V a 44,4 V) com corrente de carga de até 10 A.

**Palavras-chaves:** Carregador de bateria, conversor cc-cc *Buck*, drone, RPAS, retificador SEPIC MCD.



# Abstract

Drones or remotely piloted aircraft (RPA) are increasingly being used for applications such as geographic mapping, surveillance, digital marketing, delivery, agricultural, and infrastructure assessment, among others. The majority of these aircraft are all-electric, with lithium-ion or lithium polymer (Lipo) battery banks serving as the only power source. These batteries are created by connecting a varied number of cells in series, often between three (3S) and twelve (12S), resulting in a greater voltage level in the storage system. Most commercially available chargers, however, do not handle the vast range of batteries used in these aircraft, or are designed to charge lower voltage (up to 6S) or higher (12S to 14S) battery banks. To address this issue, this paper provides an electrical method for charging a wide variety of batteries (3S-12S) used in remotely piloted aircraft. The system consists of three modules, each composed of a SEPIC PFC rectifier and a dc-dc Buck converter. Depending on the power demanded by the battery bank to be charged, the charger uses one, two, or all three modules in an interleaved manner, resulting in reduced current ripples both at the input and output. Each module has been designed for a nominal power of 400 W. For the functionality of the system, it is necessary to provide the voltage level of the battery bank and its capacity. With this information, the charger internally configures the bus voltage levels for capacitor precharging and the reference levels for control loops. The proposed system is suitable for charging battery banks from 3S to 12S (11.1 V to 44.4 V) with a charging current of up to 10 A.

**Key-words:** Battery charger, dc-dc Buck converter, drone, RPAS, DCM SEPIC Rectifier.



# Lista de ilustrações

Figura 1.1–Estimativa do valor de mercado mundial de aeronaves remotamente pilotadas em diversas aplicações comerciais. . . . .	3
Figura 1.2–Principais componentes de uma aeronave remotamente pilotada. . . . .	4
Figura 2.1–Estação de recarga/substituição. . . . .	10
Figura 2.2– <i>Tethered drone</i> . . . . .	11
Figura 2.3–Drone híbrido - DRACTOR 25A, Fabricante: Xmobots . . . . .	11
Figura 2.4– <i>Mavic 2 Enterprise</i> . . . . .	12
Figura 2.5–Aspecto construtivo de uma bateria de lítio-íon. . . . .	14
Figura 2.6–Curvas de descarga genéricas do tipos mais comuns de bateria de lítio-íon. . . . .	16
Figura 2.7–Bateria de lítio-íon polímero com quatro células em série. . . . .	17
Figura 2.8–Performance de uma bateria de lítio para diferentes valores de corrente de carga e descarga. . . . .	18
Figura 2.9–Método de carga típico de uma bateria de lítio-íon. . . . .	21
Figura 2.10–Carregador portátil para baterias com até seis células em série (6S). . . . .	22
Figura 2.11–Plataforma de carregamento para baterias de aeronaves remotamente pilotadas. . . . .	22
Figura 2.12–Topologias convencionais de retificadores compostos por um ponte de diodo e um conversor cc-cc. . . . .	24
Figura 2.13–Conversor meia ponte ressonante LLC. . . . .	27
Figura 2.14–Conversor ponte completa <i>phase shift</i> ressonante modificado. . . . .	28
Figura 2.15–Conversor <i>Flyback</i> quase ressonante. . . . .	28
Figura 3.1–Potência processada pelo sistema para cada um dos banco de baterias. . . . .	32
Figura 3.2–Sistema completo proposto. . . . .	34
Figura 3.3–Retificador SEPIC. . . . .	35

Figura 3.4–Etapas de operação do retificador SEPIC durante o semiciclo positivo da rede elétrica. . . . .	36
Figura 3.5–Principais formas de onda de corrente do conversor SEPIC operando no modo de condução descontínuo. . . . .	38
Figura 3.6–Principais formas de onda de tensão do conversor SEPIC operando no modo de condução descontínuo. . . . .	39
Figura 3.7–Relação entre a potência de saída e a tensão do barramento para os modos de condução contínuo e descontínuo. . . . .	40
Figura 3.8–Formas de onda da corrente nos indutores, durante um ciclo de comutação, do retificador SEPIC. . . . .	42
Figura 3.9–Formas de onda da corrente no capacitor de acoplamento, durante um ciclo de comutação, do retificador SEPIC. . . . .	45
Figura 3.10–Formas de onda da corrente e tensão nos semicondutores, durante um ciclo de comutação, do retificador SEPIC. . . . .	46
Figura 3.11–Conversor cc-cc <i>Buck</i> . . . . .	48
Figura 3.12–Etapas de operação do conversor cc-cc <i>Buck</i> . . . . .	49
Figura 3.13–Ondulação da corrente no indutor do conversor <i>Buck</i> . a) Bateria de Lipo 12S/4,5Ah. b) Bateria de Lipo 6S/10Ah. c) Bateria de Lipo 12S/3Ah. . . . .	53
Figura 3.14–Indutor projetado para cada módulo do conversor cc-cc <i>Buck</i> . . . . .	54
Figura 3.15–Forma de onda da corrente no indutor no conversor <i>Buck</i> durante a carga de um banco de bateria de 44,4 V/4500 mAh. . . . .	55
Figura 3.16–Forma de onda da corrente nos indutores dos conversores <i>Buck</i> e a corrente injetada na bateria durante a carga de um banco de bateria de 44,4 V/14000 mAh. . . . .	56
Figura 3.17–Forma de onda das correntes no indutor no retificador SEPIC durante a carga de um banco de bateria de 44,4 V/22000 mAh com três módulos operando. . . . .	57
Figura 3.18–Forma de onda das correntes no indutor no retificador SEPIC durante a carga de um banco de bateria de 44,4 V/22000 mAh com três módulos operando. . . . .	57
Figura 3.19–Sistema completo proposto. . . . .	58
Figura 3.20–Fluxograma do funcionamento do carregador. . . . .	59

Figura 3.21	Formas de onda durante a carga de uma bateria de 11,1 V/3400 mAh. a) Tensão do barramento $V_{dc}$ . b) Corrente no indutor de entrada $L_s$ . . . . .	60
Figura 3.22	Formas de onda durante a carga de uma bateria de 11,1 V/3400 mAh. a) Corrente de carga na bateria. b) Tensão na bateria. . . . .	60
Figura 3.23	Formas de onda durante a carga de uma bateria de 22,2 V/10000 mAh. a) Tensão do barramento $V_{dc}$ . b) Corrente no indutor de entrada $L_s$ . . .	61
Figura 3.24	Formas de onda durante a carga de uma bateria de 22,2 V/10000 mAh. a) Corrente de carga na bateria. b) Tensão na bateria. . . . .	62
Figura 3.25	Formas de onda durante a carga de uma bateria de 44,4 V/14000 mAh. a) Tensão do barramento $V_{dc}$ . b) Corrente nos indutores de entrada $L_{s1}$ e $L_{s2}$ . c) Corrente na entrada do retificador proveniente da rede elétrica. . . . .	63
Figura 3.26	Formas de onda durante a carga de uma bateria de 44,4 V/14000 mAh. a) Corrente de carga nos indutores do conversor <i>Buck</i> e na bateria. b) Tensão na bateria. . . . .	64
Figura 3.27	Formas de onda durante a carga de uma bateria de 44,4 V/22000 mAh. a) Tensão do barramento $V_{dc}$ . b) Corrente nos indutores de entrada $L_{s1}$ , $L_{s2}$ e $L_{s3}$ . c) Corrente na entrada do retificador proveniente da rede elétrica. . . . .	64
Figura 3.28	Formas de onda durante a carga de uma bateria de 44,4 V/22000 mAh. a) Corrente de carga nos indutores do conversor <i>Buck</i> e na bateria. b) Tensão na bateria. . . . .	65
Figura 4.1	Fluxograma do funcionamento do carregador. . . . .	70
Figura 4.2	Fluxograma do funcionamento do carregador. . . . .	71
Figura 4.3	Forma de onda da corrente no diodo do retificador SEPIC . . . . .	71
Figura 4.4	Diagrama de blocos da malha de controle utilizada do retificador SEPIC. . . . .	72
Figura 4.5	Circuito equivalente de pequenos sinais do retificador SEPIC operando em DCM. . . . .	73
Figura 4.6	Comparação entre o sistema chaveado e o modelo obtido para o controle do retificador SEPIC. . . . .	74
Figura 4.7	Diagrama de bode da função de transferência obtida para o controle do retificador SEPIC - Módulo. . . . .	75
Figura 4.8	Diagrama de bode da função de transferência obtida para o controle do retificador SEPIC - Fase. . . . .	75

Figura 4.9–Resposta da planta de tensão do barramento CC compensada. . . . .	76
Figura 4.10–Diagrama de blocos do conversor cc-cc <i>Buck</i> com um módulo operando. . . . .	77
Figura 4.11–Diagrama de blocos do conversor cc-cc <i>Buck</i> com três módulos operando. . . . .	78
Figura 4.12–Topologia para o modelo do conversor <i>Buck</i> . . . . .	79
Figura 4.13–Comparação do sistema chaveado e o modelo matemático encontrado do conversor <i>Buck</i> . a) Resposta ao degrau da corrente no indutor $L_B$ ; b) Resposta ao degrau da tensão de saída. . . . .	80
Figura 4.14–Sistema de controle completo de um módulo. . . . .	81
Figura 4.15–Resposta do sistema compensado para uma variação no valor de referência da corrente de saída. . . . .	81
Figura 5.1–Protótipo construído - placa de circuito impresso do módulo 2. . . . .	84
Figura 5.2–Placa de circuito impresso responsável pelo condicionamento dos sinais de tensão e corrente medidos. . . . .	85
Figura 5.3–Bancada montada utilizada nos ensaios experimentais. . . . .	86
Figura 5.4–Formas de onda da corrente no indutor $L_s$ , da tensão do barramento e da corrente de saída de saída do conversor <i>Buck</i> durante a carga de um banco de baterias 3S/3,4 Ah. . . . .	87
Figura 5.5–Formas de onda da corrente e da tensão na rede elétrica durante o 1° ponto de operação. . . . .	88
Figura 5.6–Ondulação da corrente no indutor de saída do conversor cc-cc <i>Buck</i> durante o 1° ponto de operação. . . . .	88
Figura 5.7–Pré carga dos capacitores do barramento no 2° ponto de operação. . . . .	89
Figura 5.8–Formas de onda da corrente no indutor $L_s$ , da tensão do barramento e da corrente de saída de saída do conversor <i>Buck</i> durante a carga de um banco de baterias 6S/10 Ah. . . . .	90
Figura 5.9–Sinais de comando defasados de 180° para o acionamento de dois módulos intercalados. . . . .	91
Figura 5.10–Forma de onda das correntes nos indutores de entrada do retificador SEPIC dos dois módulos em operação e da corrente fornecida de fonte de entrada. . . . .	92
Figura 5.11–Formas de onda da corrente e da tensão na rede elétrica durante o 3° ponto de operação. . . . .	93

Figura 5.12	Formas de onda da tensão no barramento e na saída do conversor <i>Buck</i> e das correntes nos indutores de saída de dois módulos durante o 3° ponto de operação. . . . .	94
Figura 5.13	Apresentação da defasagem dos sinais enviados aos <i>drivers</i> dos MOSFETs do retificador SEPIC de cada módulo quando os três operam intercalados.	94
Figura 5.14	Formas de onda das correntes nos indutores e da corrente de entrada do retificador SEPIC operando com três módulos durante o 4° ponto de operação - Análise em baixa frequência. . . . .	95
Figura 5.15	Formas de onda das correntes nos indutores de entrada do retificador SEPIC operando com três módulos durante o 4° ponto de operação - Análise em alta frequência. . . . .	95
Figura 5.16	Formas de onda das correntes nos indutores de saída do conversor cc-cc <i>Buck</i> e da corrente de saída operando com três módulos durante o 4° ponto de teste - Análise em alta frequência. . . . .	96
Figura 5.17	Formas de onda da corrente e tensão de entrada do carregador operando com três módulos no 4° ponto de operação. . . . .	96
Figura 5.18	Formas de onda da tensão no barramento, das correntes nos indutores de entrada ( $L_{s1}$ e $L_{s3}$ ) do retificador SEPIC e a corrente no indutor ( $L_{B1}$ ) do conversor cc-cc <i>Buck</i> operando com três módulos durante o 5° ponto de operação. . . . .	97
Figura 5.19	Formas de onda das correntes nos indutores de entrada do retificador SEPIC operando com três módulos durante o 5° ponto de operação - Análise em baixa frequência. . . . .	98
Figura 5.20	Formas de onda das correntes nos indutores de entrada do retificador SEPIC operando com três módulos durante o 5° ponto de operação - Análise em alta frequência. . . . .	98
Figura 5.21	Formas de onda da corrente de um indutor de entrada do retificador SEPIC e da corrente. . . . .	99
Figura 5.22	Formas de onda da corrente e da tensão de entrada do sistema operando na potência nominal do sistema. . . . .	99
Figura 5.23	Formas de onda da corrente e da tensão de entrada do sistema operando na potência nominal do sistema. . . . .	100



## Lista de tabelas

Tabela 1.1–Carregadores de baterias de Lipo comercializados mundialmente. . . . .	6
Tabela 2.1–Parâmetros dos modelos comerciais de aeronaves remotamente pilotadas.	13
Tabela 2.2–Definição de parâmetros de baterias . . . . .	19
Tabela 2.3–Carregadores de baterias de Lipo comercializados mundialmente. . . . .	23
Tabela 2.4–Vantagens e desvantagens das topologias usualmente utilizadas em retificadores PFC. . . . .	26
Tabela 3.1–Parâmetros da baterias dos modelos comerciais de aeronaves remotamente pilotadas. . . . .	33
Tabela 3.2–Especificações do sistema proposto. . . . .	34
Tabela 3.3–Valor eficaz da corrente no indutor $L_s$ durante a carga dos bancos de baterias comerciais selecionados. . . . .	43
Tabela 3.4–Valor eficaz da corrente no indutor $L_p$ durante a carga dos bancos de baterias comerciais selecionados. . . . .	44
Tabela 3.5–Valores ideais das capacitâncias e indutâncias do retificador SEPIC. . .	45
Tabela 3.6–Valor eficaz da corrente no interruptor $S_s$ durante a carga dos bancos de baterias comerciais selecionados. . . . .	47
Tabela 3.7–Valor eficaz da corrente no diodo $D_s$ durante a carga dos bancos de baterias comerciais selecionados. . . . .	48
Tabela 3.8–Seleção do indutor do conversor <i>Buck</i> . . . . .	52
Tabela 3.9–Parâmetros dos modelos comerciais de aeronaves remotamente pilotadas.	67
Tabela 4.1–Parâmetros dos compensadores PI do retificador SEPIC. . . . .	76
Tabela 4.2–Parâmetros dos compensadores PI do conversor <i>Buck</i> . . . . .	82
Tabela 5.1–Componentes utilizados na construção do módulo 1. . . . .	84
Tabela 5.2–Comparação dos valores de indutância utilizadas em cada módulo. . . .	85
Tabela 5.3–Comparação dos parâmetros entre o sistema simulado e ensaiado. . . .	100

Tabela 5.4–Rendimento do sistema completo em cada ponto de operação. . . . . 101

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Contextualização e Motivação	1
1.1.1	Arquitetura de um drone	4
1.2	Objetivos e Contribuições	6
1.3	Estrutura do Trabalho	7
<b>2</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>9</b>
2.1	Sistemas de geração de energia em drones	9
2.2	Armazenadores Eletroquímicos de Energia	12
2.2.0.1	Parâmetros	15
2.3	Método de carga	18
2.4	Carregadores	20
2.4.1	Retificadores	23
2.4.2	Conversores cc-cc	25
2.5	Conclusão	29
<b>3</b>	<b>Sistema Proposto</b>	<b>31</b>
3.1	Retificador PFC SEPIC MCD	32
3.1.1	Modo de condução descontínuo (MCD)	35
3.1.2	Formas de onda	37
3.1.3	Equacionamento matemático	37
3.1.3.1	Determinação dos indutores	41
3.1.3.2	Capacitor de acoplamento	43
3.1.3.3	Capacitor de saída	45
3.1.3.4	Semicondutores	46
3.2	Conversor cc-cc <i>Buck</i>	47
3.2.1	Determinação do indutor	50
3.2.1.1	Projeto do Indutor	51
3.2.2	Determinação do capacitor de saída	54
3.3	Técnica <i>Interleaved</i>	54
3.4	Funcionamento do Sistema	56

3.4.1	Processo de inicialização . . . . .	58
3.4.2	Processo de carga de uma bateria de 11,1 V/3400 mAh . . . . .	59
3.4.3	Processo de carga de uma bateria de 22,2 V/10000 mAh . . . . .	61
3.4.4	Processo de carga de uma bateria de 44,4 V/14000 mAh . . . . .	62
3.4.5	Processo de carga de uma bateria de 44,4 V/22000 mAh . . . . .	63
3.5	Análise da solução diante de diferentes níveis de recarga . . . . .	65
3.6	Conclusão . . . . .	66
<b>4</b>	<b>Modelagem e Controle do Sistema . . . . .</b>	<b>69</b>
4.1	Introdução . . . . .	69
4.2	Retificador SEPIC . . . . .	69
4.2.1	Modelagem . . . . .	72
4.2.2	Compensadores . . . . .	74
4.3	Conversor cc-cc <i>Buck</i> . . . . .	77
4.3.1	Modelagem . . . . .	78
4.3.2	Compensadores . . . . .	80
4.4	Conclusão . . . . .	82
<b>5</b>	<b>Resultados Experimentais . . . . .</b>	<b>83</b>
5.1	Introdução . . . . .	83
5.2	Protótipo . . . . .	83
5.3	Testes Experimentais . . . . .	86
5.3.1	1° Ponto de Operação . . . . .	86
5.3.2	2° Ponto de Operação . . . . .	89
5.3.3	3° Ponto de Operação . . . . .	91
5.3.4	4° Ponto de Operação . . . . .	93
5.3.5	5° Ponto de Operação . . . . .	96
5.3.6	Análise dos resultados obtidos . . . . .	99
5.4	Conclusão . . . . .	101
<b>6</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>103</b>
6.1	Trabalhos Futuros . . . . .	105
	<b>Referências . . . . .</b>	<b>109</b>

Apêndices	113
APÊNDICE A <i>Script</i> para o cálculo do valor eficaz das correntes nos componentes do SEPIC implementado no <i>Scilab</i> . . . . .	115
APÊNDICE B Planilha de cálculo do sistema projetado . . . . .	125
APÊNDICE C Cálculo de perdas do conversor cc-cc <i>Buck</i> . . . . .	131
APÊNDICE D Circuito de simulação utilizado - <i>Software</i> PSIM . . . . .	137
APÊNDICE E Análise das plantas de tensão do retificador SEPIC . . . . .	139
APÊNDICE F Esquemático da placa de condicionamento . . . . .	147
APÊNDICE G Planilha de cálculo de condicionamento da tensão do barramento e da tensão e corrente de saída do conversor <i>Buck</i> . . . . .	151
APÊNDICE H Código utilizado para a operação e controle do sistema	157
APÊNDICE I Artigos Publicados . . . . .	173



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Contextualização e Motivação

A utilização de drones ou aeronaves não tripuladas é uma tendência que vem crescendo drasticamente nas últimas décadas e não mostra sinais de que irá parar. O uso desses equipamentos vem sendo amplamente difundido no meio privado, empresarial e público (CUSTERS, 2016). Porém, antes de aprofundar sobre a evolução da utilização nos últimos anos e as previsões para as próximas décadas, é válido compreender o conceito do termo drone e seus sinônimos.

Um sistema aéreo não tripulado (UAS - *Unmanned Aerial System*), o qual apresenta um veículo aéreo não tripulado (UAV - *Unmanned Aerial Vehicle*) pode ser dividido em dois grupos: Sistemas de Aeronaves Remotamente Pilotadas (RPAS - *Remotely-Piloted Aircraft Systems*), uma classe de UAS que tem um piloto operando a aeronave remotamente a partir de uma estação de controle de solo (GCS - *Ground-Control Station*), e UAS sem piloto remoto ou veículos aéreos autônomos (AAV - *Autonomous Air Vehicles*) (SESAR, 2021). Neste documento, o termo drone refere-se a todos os tipos de UAS.

Como a maioria das evoluções tecnológicas, os drones, inicialmente, eram caros, volumosos e de difícil acesso para o consumidor médio. Um dos primeiros UAVs foi utilizado em 1839 por soldados austríacos com a intenção de carregar explosivos em um ataque à cidade de Veneza, entretanto diversas dessas aeronaves acabaram atingindo o próprio acampamento austríaco, enquanto outras acertaram o alvo com sucesso. Mas a tecnologia de UAVs realmente se estabeleceu no final da Segunda Guerra Mundial e durante a Guerra Fria. Ainda uma tecnologia de alto custo e não confiável em termos militares, os drones tiveram grande impacto em operações de vigilância.

É inegável que a questão militar sempre impulsionou a utilização dessas aeronaves e atualmente continua sendo a principal aplicação, entretanto, nos últimos anos, ocorreu um aumento considerável no uso de drones para outros fins não militares, tais como: segurança e proteção pública; imagens aéreas; agricultura; mapeamento e levantamento de dados; energia, petróleo e gás; setor imobiliário; *delivery* e comércio eletrônico, entres outras.

Por se tratar de um veículo de ampla aplicação, estima-se que o valor apenas do

mercado global de drones para aplicação de análise de dados terá uma taxa de crescimento anual durante os anos de 2020 a 2030 de 32,1%. Em outras palavras, significa dizer que o valor de mercado de US\$2,815 milhões de dólares em 2020 chegará a US\$45,575 milhões em 2030 (INTELLIGENCE, 2016).

As principais razões por trás dessa previsão são: utilização crescente de UAV no setor de defesa e segurança para reconhecimento, ataque, situações de emergência, busca e salvamento e aplicações de patrulhamento em fronteiras. Conseqüentemente, empresas de UAV e software estão oferecendo soluções avançadas de análise para coletar informações em tempo real sobre áreas de difícil acesso a seres humanos, a partir de fotos e vídeos capturados com as aeronaves (INTELLIGENCE, 2016).

Outra razão é a crescente utilização de UAVs para aplicações comerciais. Com novas e mais realistas normas para o uso não militar de drones, a demanda por tais plataformas está aumentando em aplicações comerciais. Atualmente, os setores de construção, petróleo e gás, metais e mineração, seguros, agricultura, mídia e entretenimento estão se tornando importantes a partir do avanço do mercado de análise de drones. Dentre esses setores, inúmeras aplicações podem ser realizadas:

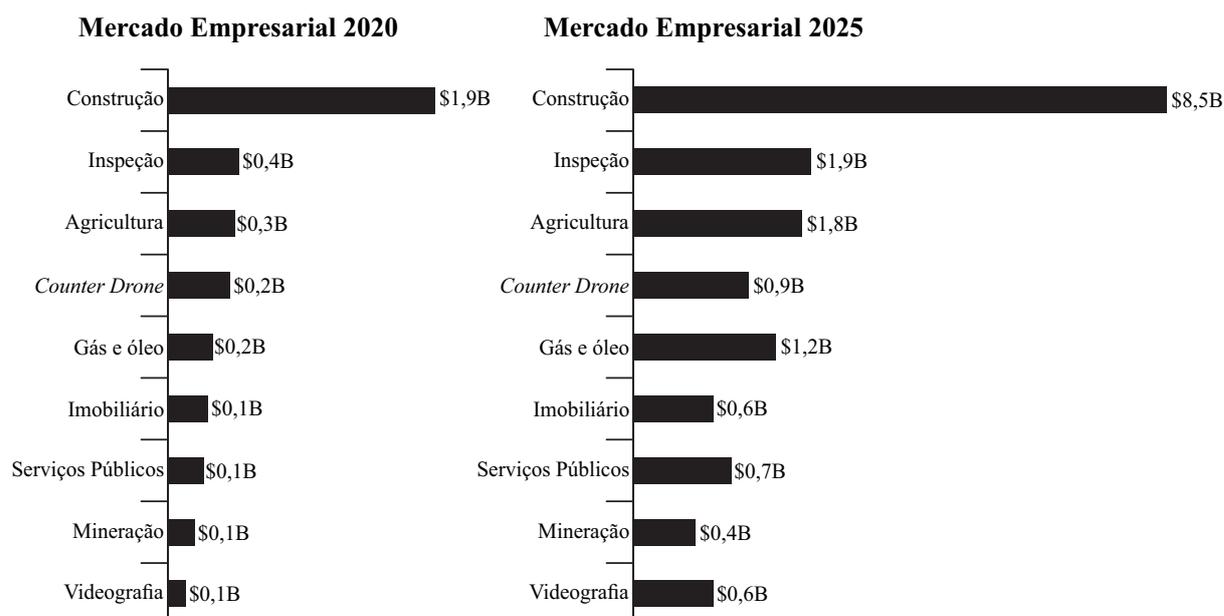
- Inspeccionar infraestrutura industrial, como chaminés de uma refinaria de petróleo, para limitar custos de desligamentos e evitar colocar o pessoal em condições perigosas.
- Inspeção de micro geração com painéis solares e detecção de pontos de calor ou mau funcionamento de equipamentos.
- Inspeção predial: Identificação de manchas originárias de infiltração, fissuras e rachaduras provenientes da falta de manutenção, pintura e limpeza da fachada, etc.
- Patrulhamento de oleodutos, linhas de energia elétrica e ferrovias para detectar anormalidades físicas e/ou atividade como invasão ou intrusão.
- Mapeamento e levantamento de locais de mineração e construção para realizar tarefas como pilha de estoque gerenciamento, coleta de dados pré e pós-explosão e rastreamento de mudanças na vegetação.
- Analisar a saúde das culturas e realizar levantamento topográfico para aprimorar o processo agrícola.
- Entrega de suprimentos médicos de emergência, como desfibriladores para parada cardíaca, remédios e vacinas em áreas de difícil acesso.
- Transferência de dados em tempo real de cenas de incêndio e emergência para bombeiros e forças policiais no solo para avaliar o perigo e localizar pessoas em risco.
- Análises e observações marítimas para a melhora do desenvolvimento do setor de pesca e silvicultura.

- Resposta e prevenção de um desastre natural, como um terremoto, inundação, furacão ou incêndio florestal.

Dentre essas aplicações, de acordo com a agência nacional de aviação civil (ANAC), geralmente o drone é da classe 3 ou classe 2. A classe 3 é composta por aeronaves com MTOW (*Maximum Take-Off Weight*) até 25 kg, as quais compõem grande parte do mercado nacional atual, com foco em aplicações comerciais. Enquanto drones classe 2 (MTOW entre 25 kg e 150 kg) e classe 1 (MTOW acima de 150 kg) acabam sendo mais utilizados para transporte de carga e utilização militar. De acordo com o relatório sobre o mercado global de drones de pequeno porte (RESEARCH; MARKETS, 2017), em sua maioria classe 3, a demanda por essas aeronaves até 2025 será de 44,3 milhões de unidades, sendo que o valor de mercado acumulativo entre 2017-2025 será de US\$ 85 bilhões incluindo as vendas referentes a *hardware*, *software* e serviços.

Já de acordo com o relatório *Drones Market - Growth, Trends, COVID-19 Impact, And Forecasts* (IMARC, 2022) o valor do mercado global de drones era maior que US\$20 milhões em 2020 e há perspectiva de taxa de crescimento anual de 15,88% para o período entre 2021 a 2026. Em outro relatório, da *Levitate Capital* (CAPITAL, 2020), a previsão do valor de mercado global de drones poderá variar de 10 a 21 bilhões de dólares em 2025, sendo que a maioria desse recurso estará alocada no setor de construção. A Figura 1.1 apresenta a estimativa realizada, pela *Levitate Capital*, do valor de mercado de drones para os serviços comerciais.

Figura 1.1 – Estimativa do valor de mercado mundial de aeronaves remotamente pilotadas em diversas aplicações comerciais.



Fonte: (CAPITAL, 2020).

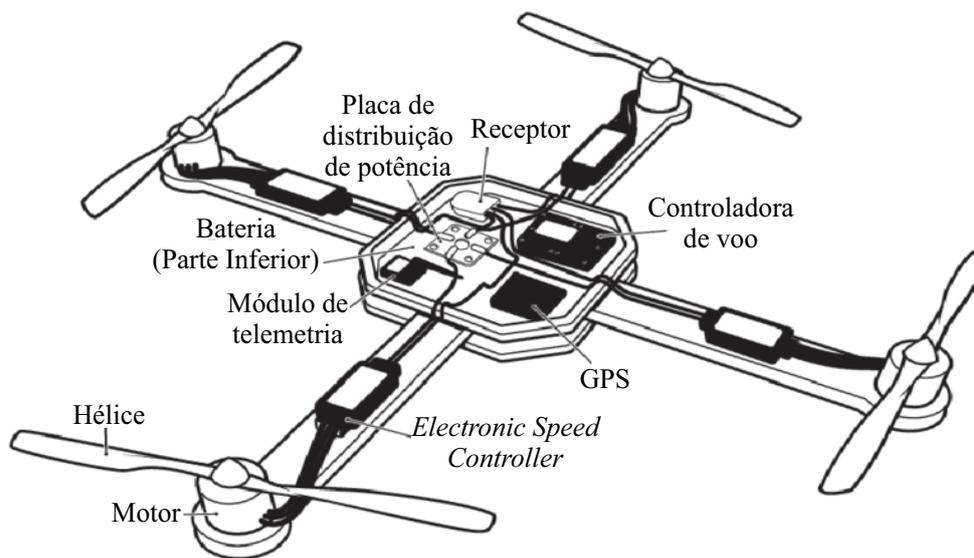
Ressalta-se que diversos outros relatórios também foram analisados (EXIGENT,

2021), (NESTA, 2018), (MCKINSEY, 2017) e em todos, a estimativa de crescimento do mercado de drones é significativa, o que motiva o estudo deste tópico, a fim de criar uma infraestrutura que possa acompanhar a demanda crescente desse tipo de aeronave.

### 1.1.1 Arquitetura de um drone

UAV é um sistema complexo composto por diferentes submódulos que trabalham de forma coordenada para realizar certa atividade. A Figura 1.2 apresenta uma arquitetura genérica de um drone para uso comercial e os principais sistemas estão descritos abaixo.

Figura 1.2 – Principais componentes de uma aeronave remotamente pilotada.



Fonte:Autor.

- **Airframe ou Fuselagem** - É o conjunto estrutural do drone. É nesse submódulos que os componentes eletrônicos utilizados para o voo são alocados. O airframe é responsável por suportar todos os componentes do drone e proteger os mais sensíveis contra impactos e danos. Além disso, o airframe também desempenha um papel importante na aerodinâmica e estabilidade do drone durante o vôo. Esse submódulo deve ser leve, estável e robusto.
- **Sistema de propulsão** - Composto pelos motores, geralmente BLDCs (*Brushless Direct Current Motor*), hélices e controladores eletrônicos de velocidade, mais popularmente conhecidos por ESC (*Electronic Speed Controller*). É o submódulo responsável pela força de empuxo necessária para que a aeronave consiga realizar o voo.
- **Controladora de voo** - É o sistema responsável pelo gerenciamento do voo da aeronave. É composta por uma série de sensores que monitoram a movimentação do drone, bem como os comandos enviados pelo piloto. Esses dados são processados e

utilizados para o controle da velocidade dos motores a fim de atender as instruções previamente enviadas.

- **Payload ou Carga paga** - É o peso que a aeronave pode carregar, geralmente sem contar o próprio peso. Esse submódulo varia de acordo com a aplicação do drone, podendo ser composto por câmeras (RGB, multiespectral, térmica, etc.), radares, sensores ou até mesmo a carga para transporte.
- **Controle de missão** - É composto por um sistema computacional a bordo do UAV que tem a função de controlar a operação dos equipamentos da carga paga. Esse conjunto deve operar de acordo com o plano de voo preliminarmente estabelecido pelo usuário.
- **Sistema de telemetria** - É o módulo responsável pela coleta de dados da aeronave durante o voo, os quais são enviados ao operador ou para a estação de solo, a fim de se averiguar em tempo real o comportamento dos sistemas utilizados.
- **Sistema de geração elétrica** - Conjunto cuja função é alimentar eletricamente todos os submódulos da aeronave. Pode ser composto por um sistema híbrido, no qual duas fontes de energia são utilizadas ou puramente elétrico, em que uma bateria é responsável pelo fornecimento energético total do drone.

Além dos submódulos embarcados na aeronave, o mercado de drones engloba uma ampla infraestrutura em seu entorno, principalmente com relação ao sistema de energia elétrica. Mesmo em drones com fornecimento energético híbrido, faz-se necessária a utilização de bancos de baterias. Tais bancos são utilizados tanto durante o voo, compensando a lenta resposta de um motor a combustão para uma variação de carga, como também sistemas de back-up em caso de falha da fonte principal de energia. Logo, nota-se a necessidade da utilização de carregadores para a recarga do *pack* de baterias entre os voos.

Aeronaves de pequeno porte, geralmente classe 3, que apresentam autonomia de voo inferior a uma hora são, em sua maioria, puramente elétricas, ou seja, a fonte energética do sistema de propulsão é em sua totalidade composta por um banco de baterias. Tais bancos possuem diversos níveis de tensão a depender do conjunto motor e hélice utilizado no drone. O nível de tensão das baterias varia com o número de células conectadas em série, sendo que a maioria das aeronaves comerciais apresenta níveis entre 11,1 V (3S - três células em série) e 44,4 V (12S - doze células em série).

Atualmente, carregadores capazes de carregar bancos de baterias em todo intervalo de tensão citado são raramente encontrados comercialmente (Tabela 1.1). Na maioria dos casos, são divididos em dois grupos, o primeiro englobando *pack* de baterias entre 2S a 6S, e o segundo, capaz de carregar bancos com nível de tensão entre 8S a 12S ou 14S. Essa divisão resulta em desafios para os usuários que possuem várias aeronaves em suas frotas, cada uma com funções e características distintas. Isso os obriga a ter carregadores

Tabela 1.1 – Carregadores de baterias de Lipo comercializados mundialmente.

Carregadores comerciais		
Modelo/Fabricante	N° de células em série	Potência [W]
HOTA D6 Pro Dual	1 - 6S	650
iSDT Q8	1 - 8S	500
iSDT 608AC	1 - 6S	200
ToolkitRC M6D	1 - 6S	500
ToolkitRC M8	1 - 6S	300
Skyrc IMAX B6	1 - 6S	60
Skyrc T6200	1 - 6S	200
Ultrapower UP-S6AC M8	1S	26
Reaktor 120 DUO	1 - 6S	240
ISDT X16	2 - 16S	2x1100
PC1260	12S	1260
Bguad - A9	1 - 8S	1350
iCHarger	12S	1100
TA1200	12S	1260

diferentes para os diferentes tipos de bancos de bateria, aumentando a complexidade na gestão e criando a possibilidade de erros humanos ao selecionar um carregador inadequado para a bateria que precisa ser carregada.

É importante ressaltar que, na Tabela 1.1, um dos carregadores (ISDT X16) abrange todos os tipos de bancos de baterias utilizados em drones de classe 3. No entanto, vale destacar que este carregador é um produto de importação, sendo caracterizado por um custo de aquisição significativamente elevado, e também é um dos poucos disponíveis no mercado.

Dessa maneira, este trabalho propõe um carregador de baterias que visa carregar uma ampla variedade de armazenadores eletroquímicos de energia encontrados em aeronaves comerciais remotamente pilotadas, com características semelhantes às supracitadas.

## 1.2 Objetivos e Contribuições

O objetivo geral deste trabalho é realizar o estudo e a implementação de um carregador que seja adequado para carregar bancos de baterias dentro de uma faixa de tensão de 11,1 V a 44,4 V. Com relação aos objetivos específicos, destacam-se:

- Implementar um protótipo eletrônico, de dois estágio capaz de carregar baterias com níveis de tensão e capacidades diferentes.
- Realizar um sistema de controle que possibilite a carga do banco de maneira segura e robusta, sem deformar a corrente proveniente da rede elétrica.
- Apresentar um método para o projeto dos conversores utilizados em cada um dos estágios que possibilite a otimização do carregador.
- Implementar um carregador de baterias que opere com conversores intercalados.

Além dos objetivos elencados, o presente trabalho pretende contribuir com o crescente mercado de aeronaves remotamente pilotadas, ao fornecer uma opção de carregador, apto a carregar diversos bancos de baterias utilizados em drones de uso comercial.

### 1.3 Estrutura do Trabalho

Este documento está dividido em cinco capítulos relacionados à implementação de um carregador de baterias de UAVs. Assim definido, o capítulo 1 abrangeu a contextualização do mercado atual de drones, além das motivações e objetivos deste trabalho.

O capítulo 2 visa à introdução de conceitos e modelos referentes a baterias e métodos de carga empregados. Também é apresentada uma revisão bibliográfica de carregadores destinados a carregar bancos com níveis de tensão e corrente semelhantes aos utilizados em drones.

O capítulo 3 destina-se a introduzir as topologias escolhidas. São apresentadas as etapas de operação, formas de onda e os principais equacionamentos matemáticos. Também é descrito o funcionamento do sistema quando operando em *interleaving*, além de resultados obtidos através de simulações.

No capítulo 4 as malhas de controle são introduzidas juntamente com o esquema de inicialização do sistema. São apresentadas as plantas e o método utilizado para a obtenção dos compensadores. Esse capítulo também destina-se a mostrar o método utilizado para a escolha dos valores de referência de tensão e corrente a fim de otimizar o sistema.

No capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos e as considerações finais. Por fim, são descritos possíveis trabalhos futuros e a conclusão do trabalho.



## Capítulo 2

# Revisão Bibliográfica

No presente capítulo serão abordados os principais tópicos de estudo deste trabalho. Inicialmente são apresentados os sistemas de geração de energia elétrica usualmente empregados em aeronaves não tripuladas remotamente pilotadas, em seguida são analisados os parâmetros essenciais dos componentes eletroquímicos armazenadores para o adequado processo de carga. No final do capítulo, um levantamento de carregadores comerciais, com características semelhantes ao desse estudo, é realizado e por fim são apresentadas as topologias usualmente utilizadas para essa aplicação.

### 2.1 Sistemas de geração de energia em drones

Os sistemas de energia de drones podem ser divididos em dois grupos: sistemas eletricamente alimentados por uma única fonte de energia e sistemas híbridos, os quais apresentam duas ou mais fontes de energia. Aeronaves do primeiro grupo, geralmente de baixo porte, apresentam bancos de bateria que oferecem flexibilidade e um sistema de geração simples, em contrapartida possuem baixa autonomia, com o tempo de operação máxima em torno de 90 minutos (BOUKOBERINE; ZHOU; BENBOUZID, 2019). Tal limitação restringe o uso desses drones em certas aplicações comerciais.

Diversos estudos apresentam técnicas promissoras para recarregar as baterias ou substituir o sistema de armazenamento descarregado durante o voo, a fim de elevar a autonomia de aeronaves não híbridas:

- **Substituição (*Swapping*)** - As aeronaves podem recarregar ou substituir suas baterias durante a missão usando a técnica de substituição. Essa tarefa pode ser conduzida de forma autônoma ou operada por indivíduos. Uma operação de substituição típica necessita de uma ou mais estações de recarga no solo para carregamento/substituição de baterias. Tais estações podem ser implantadas em torres de celular, telhados, postes de energia ou autônomos (BOUKOBERINE; ZHOU; BENBOUZID, 2019). Operando com essa técnica, um conjunto de drones, em um sistema cooperativo, pode realizar missões de maior duração continuamente. A Figura 2.1 apresenta um estação de recarga/substituição disponível comercialmente.

- **Recarga por feixe de laser** - Diferente da substituição, essa técnica carrega a aeronave de maneira sem fio, assim não é mais necessário o deslocamento até a estação de recarga, pois os drones podem ser carregados durante o voo aumentando a eficiência e segurança da missão. A operação com feixe de laser necessita de uma fonte geradora, geralmente localizada em telhados de altos edifícios ou torres de telecomunicação, que transmite o feixe para um receptor óptico no drone. Através dessa técnica, aeronaves movidas puramente a bateria, podem apresentar elevada autonomia (12 horas em um quadrotor)(BOUKOBERINE; ZHOU; BENBOUZID, 2019), entretanto necessitam operar dentro de uma área limitada para manter a distância mínima do gerador de laser.
- **Tethered** - Nessa técnica, as aeronaves são conectadas via cabo a uma fonte de energia localizada no solo, o que acarreta em uma autonomia ilimitada. Além de elevar o tempo de voo, essa opção previne que o drone tenha que retornar para uma estação de carga mais próxima e possibilita a redução no peso do banco de baterias embarcado. Porém, de maneira semelhante à recarga por feixe de laser, a área de voo é limitada pelo comprimento do cabo conectado à aeronave. A Figura 2.2 apresenta um drone *tethered* utilizado para monitoramento e segurança.

Figura 2.1 – Estação de recarga/substituição.



Fonte: (MCNABB; DRONELIFE; JOBFORDRONES, 2017).

Todavia, por mais promissoras que essas técnicas aparentam ser, muito ainda falta para que se tornem comercializáveis, o que reforça a característica de baixa autonomia de aeronaves não híbridas e a necessidade de recarregarem os bancos de baterias ao final de cada missão.

Com relação aos drones híbridos, diversas possibilidades de fontes de energia foram estudadas e implementadas, destacam-se os sistemas que utilizam motor a combustão ou

Figura 2.2 – *Tethered drone.*

Fonte: (KOO, 2020).

célula de combustível como fonte principal. Tais fontes apresentam maior energia específica em relação aos bancos de baterias e enquanto tiverem combustível disponível, operam continuamente, resultando em um aumento no tempo de voo das aeronaves.

Cabe ressaltar que, durante uma missão, drones devem realizar diversas manobras como decolagem e subida, necessitando que a energia provinda da fonte seja fornecida instantaneamente. Nesse contexto, uma fonte secundária, com elevada potência específica, como um supercapacitor ou uma bateria com alta taxa de descarga, deve compor o sistema de geração da aeronave.

Entretanto, a utilização de supercapacitor é mais restrita devida à baixa energia específica do componente, não conseguindo manter a potência requerida pelo sistema de propulsão por elevado tempo, requisito necessário em caso de falha da fonte principal de energia (*backup*). Assim, bancos de baterias acabam sendo preferidos para a função de fonte auxiliar em sistemas híbridos de geração. A Figura 2.3 apresenta um drone híbrido com motor a combustão e baterias.

Figura 2.3 – Drone híbrido - DRACTOR 25A, Fabricante: Xmobots



Fonte: Site oficial da Xmobots (DRACTOR... , ).

Os armazenadores eletroquímicos de energia utilizados em drones, na grande maioria,

são de lítio-íon polímero (Lipo), em que cada célula possui um nível de tensão nominal de 3,7V. Assim, para se referir à tensão total de circuito aberto de um banco de baterias de Lipo é comum se utilizar um múltiplo, o qual representa a quantidade de células em série. Por exemplo, a aeronave, puramente a bateria, *Mavic 2 Enterprise* da fabricante DJI, apresentada na (Figura 2.4), opera com um banco com nível de tensão nominal de 18,5V/3850mAh, ou 6S/3850mAh (seis células em série).

Figura 2.4 – *Mavic 2 Enterprise*.



Fonte: (MAVIC..., ).

De um modo geral, o nível de tensão dos *packs* de baterias utilizados, tanto em drones alimentados apenas por bateria ou mesmo os híbridos, variam entre 2S e 12S. Em relação à capacidade do banco, a variedade é maior, e essa, depende da aplicação, do tipo de sistema de geração utilizado e da autonomia desejada. A Tabela 2.1 apresenta os parâmetros elétricos dos armazenadores eletroquímicos de energia utilizados em drones comerciais.

De acordo com a Tabela 2.1, percebe-se uma vasta quantidade de aeronaves com bancos de baterias com potência entre 10 W a 1200 W, intervalo esse que se pretende projetar o carregador, objetivo deste trabalho.

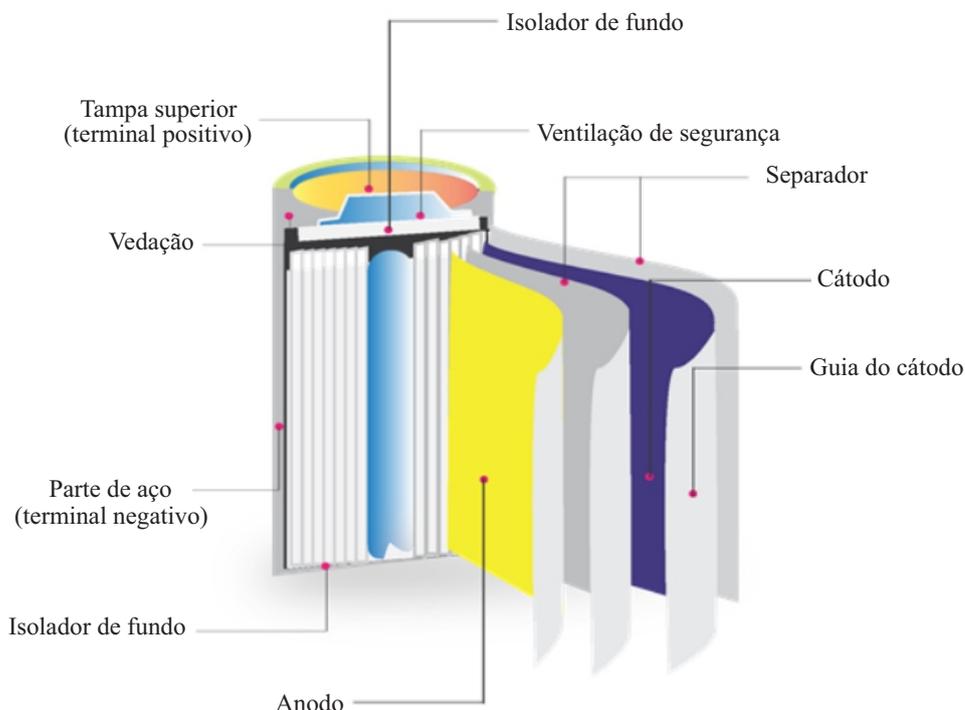
## 2.2 Armazenadores Eletroquímicos de Energia

Os armazenadores eletroquímicos de energia (AEEs), mais comumente conhecidos por baterias, são compostos por dois eletrodos isolados um do outro por um separador e mergulhados, geralmente em um líquido, podendo ser também, um polímero, conhecido como eletrólito, o qual cataliza o movimentos dos íons (BUCHMANN, 2011). A Figura 2.5 apresenta o aspecto construtivo de uma bateria de lítio-íon.

Tabela 2.1 – Parâmetros dos modelos comerciais de aeronaves remotamente pilotadas.

Parâmetros de aeronaves remotamente pilotadas					
Modelo	Marca	Tipo	Nº de células em série	Tensão Nominal (V)	Capacidade (mAh)
V1100	Walkera	Lipo	12	44,4	22000
R1000 RTK	Walkera	Lipo	12	44,4	14000
F420	Walkera	Lipo	12	44,4	4500
Voyager 5	Walkera	Lipo	6	22,2	4300
Matrice 300 RTK	DJI	Lipo	14	51,8	5935
MG-1P	DJI	Lipo	12	44,4	12000
MG-1S	DJI	Lipo	12	44,4	12000
Mavic 2 Enterprise	DJI	Lipo	5	18,5	3850
Anafi USA	Parrot	Lipo	3	11,1	3400
Poseidon PRO 480	Idea-Fly	Lipo	6	22,2	4500
M690L Multifunctional	Allign	Lipo	6	22,2	6000
M470L Multicopter	Allign	Lipo	6	22,2	6000
Griffion M8	MMA	Lipo	12	44,4	18000
Notuzi X85	MMA	Lipo	12	44,4	22000
Skylle	MMA	Lipo	12	44,4	22000
Skylle B	MMA	Lipo	12	44,4	30000
Skylle C	MMA	Lipo	12	44,4	44000
Nimbus	Nimbus	Lipo	6	22,2	22000

Figura 2.5 – Aspecto construtivo de uma bateria de lítio-íon.



Fonte: Adaptado de (BATTERY..., ).

Baterias são utilizadas para várias aplicações onde há a necessidade de se armazenar energia elétrica: dispositivos eletrônicos, UPS (*uninterruptable power supply*), sistemas com geração de energia intermitente, dispositivos autônomos, veículos elétricos terrestres e aéreos, etc. Os AEEs mais utilizados em drones (lítio-íon e lítio-íon polímero) possuem similaridades em relação à composição dos eletrodos, sendo a grande diferença o eletrólito utilizado. Entretanto, em baterias de Lipo uma das três formas são utilizadas: um polímero completamente sólido, o qual foi comercialmente descartado após anos de estudo; um composto químico poroso; ou, um eletrólito tipo gel, o mais comumente utilizado nas baterias para aeronaves.

Existem diversas combinações de elementos químicos para se utilizar na composição do cátodo (eletrodo positivo) de baterias de lítio-íon, porém há cinco mais utilizadas: fosfato de lítio-ferro (LFP), óxido de manganês de lítio (LMO), óxido de lítio-cobalto (LCO), níquel de lítio cobalto alumínio (NCA) e manganês cobalto níquel-lítio (NMC). Titanato de lítio (LTO) também é comumente utilizado, porém para a composição do anodo (eletrodo negativo) do armazenador. Cada uma dessas composições químicas possuem um aspecto distinto e um conjunto diferente de características de desempenho em relação às demais, tornando cada uma mais adequada para algumas aplicações do que para outras.

Para um material ativo, seja cátodo ou ânodo, a ser considerado como um candidato viável para uso em baterias de lítio-íon, ele deve ter várias características-chave. Primeiro,

deve ter capacidade reversível com a menor degradação possível do material. Em outras palavras, deve ser capaz de carregar e descarregar com um mínimo de quantidade de perda de capacidade e fazê-lo por um longo tempo, alcançando um longo ciclo de vida. Necessita ter boa condutividade iônica e elétrica, uma alta taxa de difusão de lítio no material ativo, o que ajuda a impulsionar a densidade de energia e finalmente, baixo custo e ambientalmente amigável (WARNER, 2019).

### 2.2.0.1 Parâmetros

Quando construídas para determinada aplicação, as baterias, com materiais ativos diferentes, apresentam performances e parâmetros distintos. Nesta seção serão estudados alguns desses critérios (tensão nominal, capacidade, temperatura e corrente de carga) enquanto outros, podendo ser considerados de menor importância, são sumarizados ao final.

#### Tensão Nominal

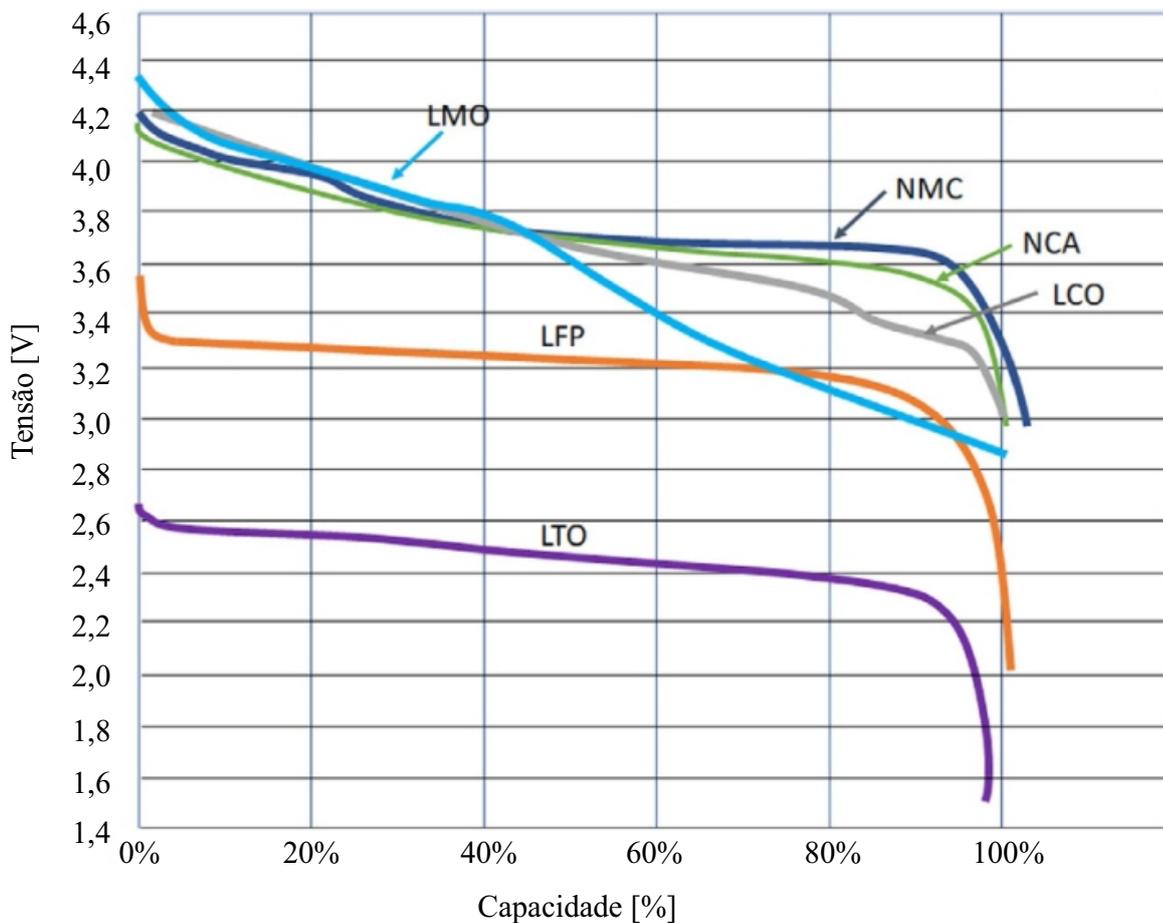
Como descrito previamente, baterias com composições químicas distintas apresentam características diferentes, sendo uma dessas características a tensão nominal, como também o intervalo entre o valor mínimo e máximo da tensão de operação. A definição de tensão de uma bateria é a diferença de potencial elétrico entre o ânodo carregado negativamente e o cátodo carregado positivamente (WARNER, 2019).

A fim de se obter um nível de tensão elevado, é necessária a combinação de várias células em série. Assim, composições químicas como LTO e LFP, as quais apresentam baixa tensão nominal, necessitam de um número maior de células em série, em comparação com outros materiais ativos, para criar um sistema com elevado nível de tensão. A Figura 2.6 apresenta curvas de descarga genéricas dos seis tipos mais comuns de baterias de lítio-íon.

Percebe-se pela Figura 2.6 que o nível da tensão de operação é consideravelmente diferente em relação à composição química usada, se destacando a LTO, LFP e LMO. Com relação às composições NMC, NCA e LCO, estas apresentam uma curva de descarga semelhante uma da outra, com tensão inicial relativamente alta, 4,2 V, e uma taxa de queda praticamente constante até atingir a região de "joelho", na qual o nível de tensão cai abruptamente até o nível de 3,0 V. Ressalta-se também que as curvas de descargas destas composições apresentam um comportamento quase plano do nível de tensão entre 10% e 90% da capacidade, o que acarreta em maiores dificuldades para se determinar o estado de carga utilizando apenas o nível de tensão do banco de baterias.

Outro importante ponto a se atentar é em relação ao quanto de energia efetiva pode ser considerada utilizável em uma bateria. Em regra geral, se utiliza apenas 80% da energia total disponibilizada, isso é devido principalmente à segurança do armazenador eletroquímico, o qual ao ser descarregado excessivamente pode gerar gases e inchar as células ou até mesmo acarretar um processo de amorfização em estado sólido eletroquimicamente

Figura 2.6 – Curvas de descarga genéricas do tipos mais comuns de bateria de lítio-íon.



Fonte: Adaptado de (WARNER, 2019).

irreversível, no qual a bateria não operará novamente de maneira satisfatória (WU et al., 2015).

Em relação aos drones, as composições de baterias mais comumente utilizadas são as NMC e NCA e por isso, o nível de tensão nominal utilizado e informado pelos fabricantes é de 3,7V. A Figura 2.7 apresenta uma imagem de uma bateria de lítio-íon polímero utilizada em aeronaves remotamente pilotadas, onde destaca-se o nível de tensão nominal do banco de 3,7V multiplicado pelo número de células em série.

### Capacidade

A capacidade da bateria é definida como a quantidade total de energia elétrica gerada devido às reações eletroquímicas na bateria e é expressa em amperes-hora ou miliamperes-hora. Por exemplo, utilizando a bateria apresentada na Figura 2.7, a qual apresenta uma capacidade de 10000 mAh, é possível afirmar que uma corrente constante de 10 A pode ser drenada durante uma hora, nesse caso é dito que a bateria está sendo descarregada com uma taxa de 1C. Caso a corrente de descarga fosse de 5A, a taxa seria

Figura 2.7 – Bateria de lítio-íon polímero com quatro células em série.



Fonte: (TATTU..., ).

de 0,5C e o tempo total que a bateria conseguiria fornecer tal valor de corrente seria, idealmente, de 2 horas. Entretanto, cabe destacar que o comportamento real de uma bateria com relação a sua capacidade não é linear, logo, caso a bateria em discussão descarregasse com 20 A, ou seja, uma taxa de 2C, o tempo total para descarga seria inferior a 30 minutos. O mesmo princípio, ao se analisar o comportamento real de uma bateria, se aplica para taxas de cargas inferiores a 1C.

A capacidade de uma bateria, em questão estrutural, depende da quantidade e do tamanho dos eletrodos presentes em uma célula e da densidade do eletrólito. O primeiro fator relaciona uma maior quantidade de elementos ativos na bateria, o que acarreta em uma maior capacidade de armazenar e fornecer energia elétrica. Com relação ao eletrólito, quanto mais denso, maior a capacidade, entretanto a vida útil da bateria é reduzida, assim é necessário encontrar um valor ótimo para cada armazenador eletroquímico.

Além dos fatores previamente citados, a capacidade de uma bateria também varia de acordo com a idade e com a temperatura do eletrólito, sendo que baterias mais velhas apresentam menor capacidade do que no início de vida e eletrólitos com elevada temperatura tendem a aumentar a capacidade da bateria. Entretanto, novamente é necessário encontrar o ponto ótimo de operação, pois um elevado aumento na temperatura pode ocasionar mau funcionamento em baterias de lítio-íon.

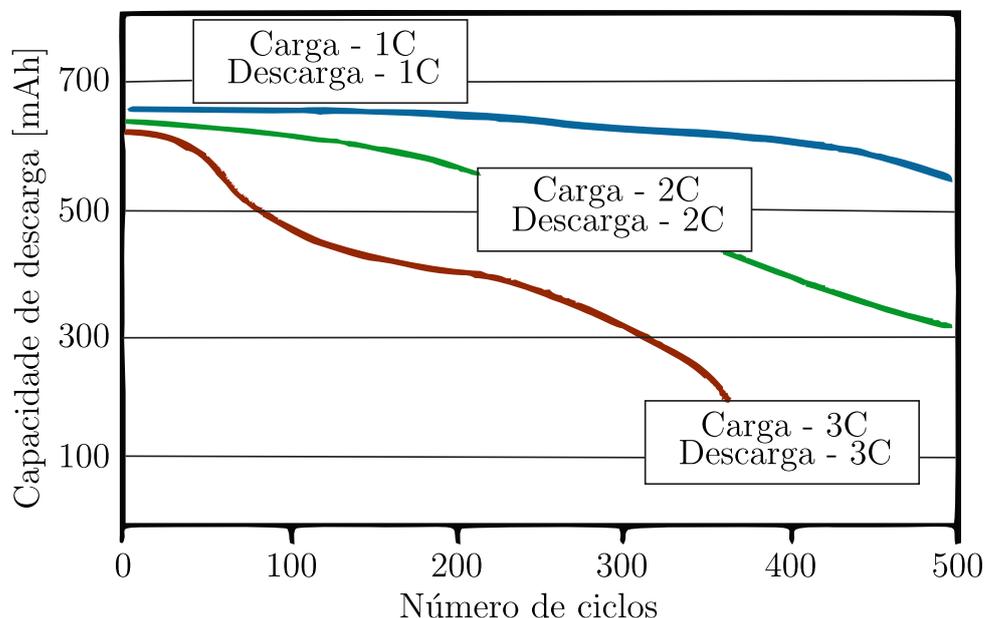
### Corrente de carga

A corrente de carga de um banco de baterias é usualmente definida por uma taxa relacionada à sua capacidade. De acordo com (BUCHMANN, 2011) e folhas de dados de fabricantes (ACA4000CE285, ; LYNX-ION, ; RELION, ), o valor adequado para a carga segura varia de 0,5C a 1C.

Naturalmente, quanto maior a corrente, mais rápida é a recarga, entretanto valores elevados podem ocasionar problemas à bateria, por exemplo a criação de placas no ânodo devido ao acúmulo de lítio depositado, as quais reduzem a capacidade total do armazenador. Altas correntes também influenciam na vida útil da bateria, conforme apresentado na

Figura 2.8.

Figura 2.8 – Performance de uma bateria de lítio para diferentes valores de corrente de carga e descarga.



Fonte: Adaptado de Battery University - BU-401a: Fast and Ultra-fast Chargers.

Não há uma taxa única de corrente adequada para qualquer tipo de bateria, o valor mais comum é de 1C, entretanto é recomendado que o projetista do carregador verifique as características do armazenador a fim de escolher a melhor opção. As baterias apresentam um grande número de parâmetros além dos citados, muitos desses estão definidos na Tabela 2.2.

## 2.3 Método de carga

Existem diversos métodos para se realizar a carga de uma bateria, sendo que alguns métodos são exclusivos para determinadas tecnologia de armazenadores. Para baterias de lítio-íon o método mais utilizado é o da tensão constante ou mais comumente conhecido como CC-CV (*Constant Current - Constant Voltage*).

Um sistema de tensão constante fornece corrente elétrica para a bateria na tentativa de elevar o nível de tensão da bateria até um valor pré-definido (geralmente referido como tensão ajustada). Uma vez atingida este nível de tensão, o carregador fornecerá apenas corrente suficiente para manter o tensão da bateria neste nível constante, sendo essa é a razão pela qual o método de carga é chamado de tensão constante.

Atualmente, os principais fabricante de células Li-Íon recomendam 4.200 +/- 50 mV como o ideal valor de tensão para ponto de ajuste e 1C (uma taxa de corrente de carga igual à capacidade em Ah da bateria) como a corrente de carga máxima a ser utilizada

Tabela 2.2 – Definição de parâmetros de baterias

Parâmetros das Baterias	
Parâmetros	Definição
Estado de Carga (SOC)	Porcentagem da capacidade da bateria disponível para descarga.
Vida útil (Ciclos de carga)	O número de ciclos de carga e descarga após o qual a capacidade da bateria cai abaixo de 80% do valor nominal.
Efeitos da temperatura	Quanto menor a temperatura, menor a capacidade da bateria. Em temperaturas mais altas, os produtos químicos da bateria são mais ativos, levando a um aumento da capacidade da bateria. Em altas temperaturas, é ainda possível atingir uma capacidade de bateria acima da nominal. No entanto, essas altas temperaturas são prejudiciais à saúde da bateria.
Profundidade de descarga	Fração de energia que pode ser retirada da bateria.
Tensão de corte	A tensão mínima permitida. Nível de tensão que geralmente define o estado vazio da bateria. Em baterias de Lipo, esse valor é próximo a 3,0 V.
Energia Nominal	O total de Watt-hora (Wh) disponível quando a bateria é descarregada a um certa taxa de descarga.
Energia Específica	A energia nominal da bateria por unidade de massa (Wh/kg).
Potência Específica	A potência máxima disponível por unidade de massa (W/kg). Talvez um dos parâmetro de maior diferença entre as baterias de lítio-íon em comparação com as Lipo. Baterias de Lipo apresentam uma elevada potência específica e esse é um dos motivos de serem amplamente utilizadas em drones.
Densidade de Energia	A energia nominal da bateria por unidade de volume (Wh/L).
Densidade de Potência	A potência máxima disponível por unidade de volume (W/L).

(SIMPSON, ). Para baterias de lítio-íon a precisão na tensão ajustada é fundamental, pois se este nível for muito elevado, o número de ciclos de carga que a bateria pode completar é reduzido (redução da vida útil da bateria), porém, se o nível de tensão for muito baixo, a bateria não será totalmente carregada.

O método de carga de tensão constante pode ser dividido em duas etapas separadas. A primeira sendo a etapa de corrente constante, nesse ponto a corrente de carga máxima está fluindo para a bateria, pois a tensão do banco é inferior ao ponto de ajuste. O carregador, ao detectar que o nível de tensão atual da bateria está abaixo do ajustado, fornece a corrente máxima a fim de elevar a tensão do armazenador.

Durante essa etapa, o carregador deve limitar a corrente injetada ao valor máximo permitido pelo fabricante, com o intuito de evitar danos às baterias. Cerca de 65% da carga total é entregue à bateria durante essa fase de corrente constante. De acordo com (SIMPSON, ), ao assumir uma corrente de carga de 1C, o tempo de duração máximo do início até o final dessa etapa seria cerca de 40 minutos.

A etapa de tensão constante do ciclo de carga inicia quando a tensão da bateria medida pelo carregador atinge 4,20 V. Neste ponto, o carregador reduz a corrente de carga para um valor apenas necessário para manter a tensão constante em 4,2 V, resultando em uma corrente elétrica com decaimento exponencial até atingir um valor definido, geralmente em torno de 10% da corrente da primeira etapa, ou até o sistema de medição do estado de carga informar que a bateria se encontra totalmente carregada.

Como a corrente de carga é constantemente decrescente durante a fase de tensão constante, o tempo dessa etapa é de quase duas horas, ou seja, para entregar os 35% finais da carga demora cerca de duas vezes mais que para os primeiros 65%.

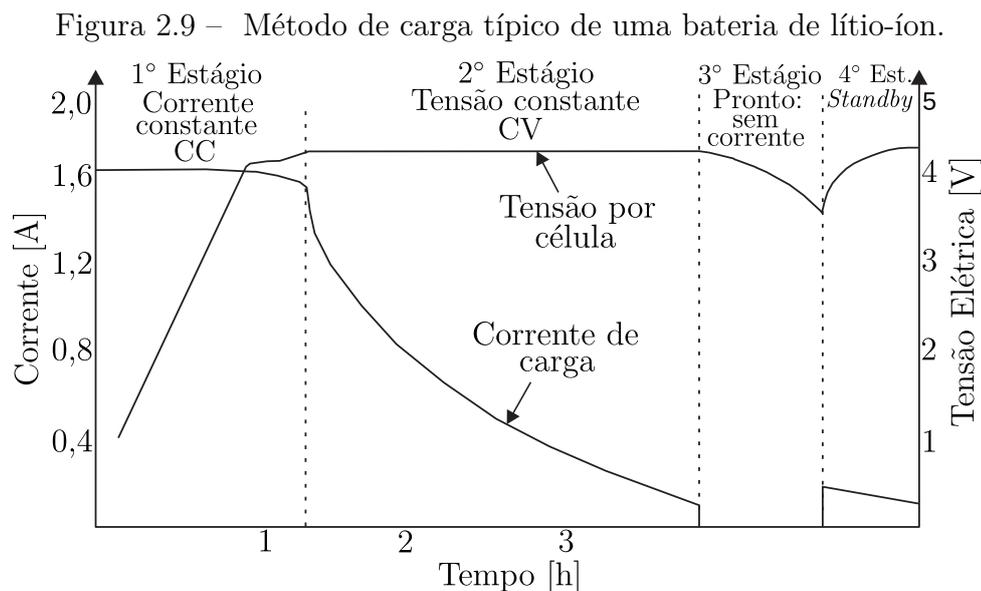
A Figura 2.9 apresenta a forma de onda da tensão e corrente aplicada na bateria durante um processo de carga completo.

## 2.4 Carregadores

Diferentemente dos veículos elétricos, os quais apresentam, em sua maioria, um carregador *on-board*, drones não o possuem, principalmente, devido ao peso do equipamento, o qual afeta a autonomia da aeronave. Nesta seção, inicialmente, são descritas as classificações gerais de carregadores, após são apresentados alguns dos carregadores comerciais com maior aceitação de mercado e suas características e, por fim, estudos acadêmicos que abordam o assunto.

Durante as últimas décadas, nas quais houve um crescimento na utilização de veículos elétricos, tem havido diversos sistemas de carregamento propostos. Devido a essas diversas configurações dos carregadores, foi necessário classificá-los com base no design, no nível de potência e tensão, nos recursos disponíveis no equipamento e entre outros pontos.

Como previamente citado, carregadores podem ser divididos em dois grupos: *on-*



Fonte: Adaptado de Battery University - BU-403: Charging lithium-ion.

*board*, no qual o equipamento permanece dentro dos veículos e *off-board*, em que o carregador é um elemento externo, podendo ser fixo, como um eletroposto, ou portátil. Para a aplicação com aeronaves remotamente pilotadas, os mais utilizados são carregadores *off-board* portáteis, os quais oferecem maior versatilidade para o operador, porém carregadores fixos, como plataformas, vêm sendo estudados e utilizados em diferentes aplicações (SHORO, 2021). As Figuras 2.10 e 2.11 apresentam um carregador de baterias Lipo portátil e fixo, respectivamente.

Carregadores também podem ser diferenciados com relação ao tipo de conexão utilizada, nesta classificação há três principais tipos: condutiva, indutiva e mecânica. A condutiva ocorre quando há conexão direta entre os conectores do equipamento e do banco de bateria. Já o carregador indutivo conecta a rede elétrica às baterias indiretamente via um transformador de alta-frequência, enquanto que a mecânica refere-se a troca manual da bateria utilizada por um *pack* totalmente carregado.

Outro critério de classificação é com relação ao número de estágios de conversão. Carregadores podem apresentar um estágio único, no qual o sistema retifica a forma de onda da rede elétrica e realiza o processo de recarga por um único conversor eletrônico ou dois estágios, um inicial, retificador, e um segundo, geralmente um conversor cc-cc, exclusivo para a carga do banco de baterias.

Com relação aos carregadores utilizados em drones, além das classificações supracitadas, também podem ser diferenciados pelo nível de tensão aplicado ao banco de baterias. De modo geral, carregadores comerciais carregam bancos de menor tensão, 1S (3,7 V) a 6S (22,2 V) ou de nível de tensão mais elevado, 8S (29,6 V) a 14S (51,8 V), sendo raros os quais conseguem carregar baterias em toda a faixa de tensão aplicada em drones comerciais (geralmente entre 3S a 12S). Na Tabela 2.3 são apresentados, novamente, alguns

Figura 2.10 – Carregador portátil para baterias com até seis células em série (6S).



Fonte: (CHARGER..., ).

Figura 2.11 – Plataforma de carregamento para baterias de aeronaves remotamente pilotadas.



Fonte:(WIBOTIC, )

carregadores comerciais utilizados para recarga de baterias de Lipo. Além disso, mesmo os carregadores capazes de carregar bancos de baterias de mesma tensão, podem-se, ainda, se diferenciar pela corrente fornecida durante a carga, possibilitando um carregamento mais

Tabela 2.3 – Carregadores de baterias de Lipo comercializados mundialmente.

Carregadores comerciais		
Modelo/Fabricante	Nº de células em série	Potência [W]
HOTA D6 Pro Dual	1 - 6S	650
iSDT Q8	1 - 8S	500
iSDT 608AC	1 - 6S	200
ToolkitRC M6D	1 - 6S	500
ToolkitRC M8	1 - 6S	300
Skyrc IMAX B6	1 - 6S	60
Skyrc T6200	1 - 6S	200
Ultrapower UP-S6AC M8	1S	26
Reaktor 120 DUO	1 - 6S	240
ISDT X16	2 - 16S	2x1100
PC1260	12S	1260
Bguad - A9	1 - 8S	1350
iCharger	12S	1100
TA1200	12S	1260

rápido, sem afetar a segurança do processo.

Por mais importante que seja conhecer as principais funções e aplicações dos carregadores comerciais, poucas informações sobre a topologia destes podem ser encontradas nos *websites* ou *datasheet* dos fabricantes. Além disso, a literatura de carregadores para os níveis de tensão e corrente presentes nos bancos de baterias de drones não é vasta. Assim sendo, artigos científicos com foco em carregadores para veículos elétricos de pequeno porte, com nível de tensão até 100 V, foram utilizados a fim de se compreender as mais usuais topologias utilizadas tanto para o primeiro estágio, retificador, quanto para o segundo, conversor dc-dc.

#### 2.4.1 Retificadores

Bancos de baterias ao serem carregados através do método CC-CV, necessitam de uma corrente e tensão contínua na saída do carregador, porém em sistemas *off-board*, esses são alimentados eletricamente por uma fonte de tensão alternada (rede elétrica), o que ocasiona a necessidade dos carregadores apresentarem um estágio retificador em sua arquitetura.

Os retificadores em carregadores de baterias, além de converter os sinais de tensão e corrente alternados em contínuos, também possui outros objetivos, tais como: (i) corrente

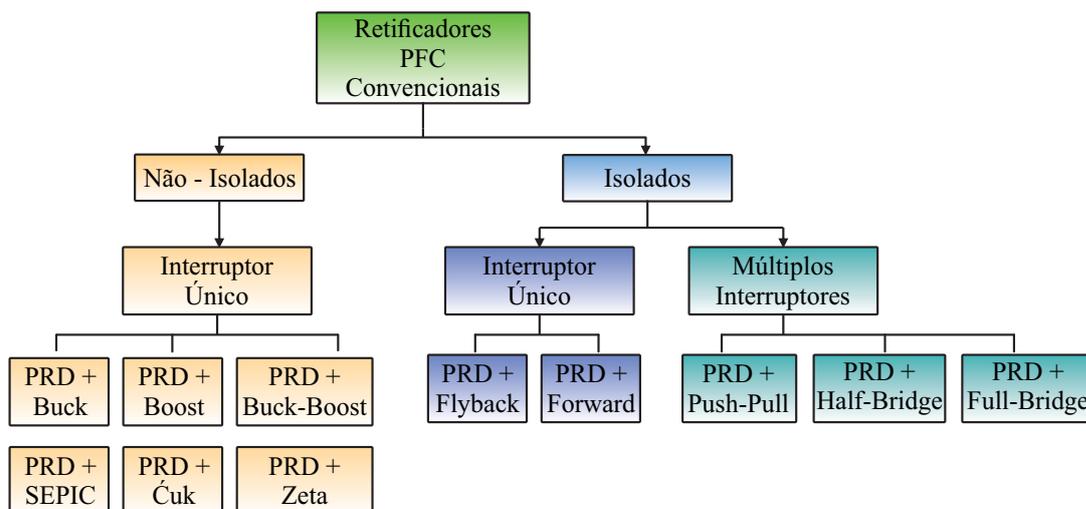
de entrada senoidal e em fase com a tensão (fator de potência próximo ao unitário); (ii) baixa distorção harmônica; (iii) alta eficiência para diferentes condições de carga; (iv) capacidade de elevar e reduzir o valor da tensão de entrada à depender da quantidade de células em séries do banco de bateria; (v) controle simplificado da corrente de entrada CA e a tensão CC de saída e (vi) baixo custo (número reduzido de componentes e sensores).

Convencionalmente, retificadores PFC (*Power Factor Correction*), monofásicos são constituídos de uma ponte retificadora de diodos (PRD) e um conversor cc-cc. Esses conversores podem ser elevadores, abaixadores, ou ambas configurações, podendo ser isolados ou não isolados, apresentar apenas um ou múltiplos interruptores e operar no modo de condução contínuo, descontínuo ou crítico.

Dentre as topologias mais usuais empregadas, juntamente com uma ponte de diodos, para retificadores PFC pode-se incluir: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, SEPIC, Cúk, Zeta, *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull*, *Full-Bridge* e *Half-Bridge* (SAYED; MASSOUD, 2022). A Figura 2.12 apresenta as topologias convencionais de retificadores compostos por uma ponte de diodo e um conversor cc-cc separados pelo tipo de isolamento e quantidade de interruptores. Na tabela 2.4 são apresentadas as principais vantagens e desvantagens das topologias não-isoladas.

Diferentemente dos veículos elétricos (VEs), os quais apresentam bancos de baterias com tensão elevada (entre 150 a 800 V), os UAVs, possuem bancos de baterias com menor nível de tensão, por esse motivo, é mais apropriado a utilização de uma topologia retificadora abaixadora, diferentemente dos VEs, os quais em grande maioria utilizam carregadores com topologia *Boost* no retificador.

Figura 2.12 – Topologias convencionais de retificadores compostos por um ponte de diodo e um conversor cc-cc.



Fonte: Adaptado de Review on State-of-the-Art Unidirectional Non-Isolated Power Factor Correction Converters (SAYED; MASSOUD, 2022).

Todas as topologias apresentadas na Tabela 2.4, exceto a *Boost*, são capazes de

reduzir o nível de tensão da rede elétrica, porém, além disso é necessário analisar outros pontos também considerados importantes, como continuidade da corrente de entrada, número de componentes passivos e ativos e complexidade do sistema de controle.

Com relação a forma de onda da corrente de entrada ressalta-se que quando a mesma é descontínua, surge a necessidade da utilização de filtros na entrada, o que acarreta em um maior número de componentes passivos no retificador. A quantidade de componentes resulta em um maior volume, peso, complexidade e em alguns casos em menor eficiência do sistema. Componentes passivos, geralmente, diminuem a densidade de potência do retificador, enquanto componentes ativos requerem circuitos auxiliares de *driver* e/ou grampeadores.

A complexidade do controle é um parâmetro difícil de mensurar, ainda mais quando esse é realizado digitalmente através de um microprocessador, porém, algo que deve ser levado em consideração é a quantidade de sensores de tensão e corrente necessários para o adequado controle da topologia, o que ocasiona em maior complexidade dos circuitos de condicionamento e um maior volume do retificador.

Com base nos pontos acima mencionados, uma das topologia que melhor agrega as características requisitadas pelo retificador para um carregador de baterias de UAVs e a escolhida para este trabalho é a formada por uma ponte retificadora à diodos e um conversor cc-cc SEPIC. Tal topologia apresenta corrente de entrada contínua, saída em tensão positiva sem a necessidade de um semicondutor ativo a mais, opção de operação em modo descontínuo, reduzindo a quantidade de sensores necessários para o controle do sistema e a possibilidade de isolamento galvânico, caso se faça necessário. Estudos mais detalhados sobre o retificador SEPIC são apresentados nos Capítulos 3 e 4.

#### 2.4.2 Conversores cc-cc

O segundo estágio de potência de um carregador é composto por um conversor cc-cc responsável pelo controle da tensão e corrente de saída, ou seja, pela implementação do método de carregamento do *pack* de baterias. O barramento capacitivo na saída do retificador fornece o nível de tensão constante necessário para o adequado funcionamento do conversor cc-cc. Em alguns casos, quando há exigência por norma, esses conversores são isolados, porém para carregadores de baterias de drones, as quais são, consideradas, de baixa tensão e corrente, não há necessidade de isolamento (HUNG et al., 2016).

A literatura para o segundo estágio de potência de um carregador é praticamente toda dedicada a bancos de baterias de veículos elétricos, as quais apresentam nível de tensão e capacidade de carga maiores do que as utilizadas em aeronaves remotamente pilotadas. Porém, alguns veículos elétricos, como os NEV (*neighborhood electric vehicle*) possuem um sistema de armazenamentos similar às baterias de drones, logo apresentando

Tabela 2.4 – Vantagens e desvantagens das topologias usualmente utilizadas em retificadores PFC.

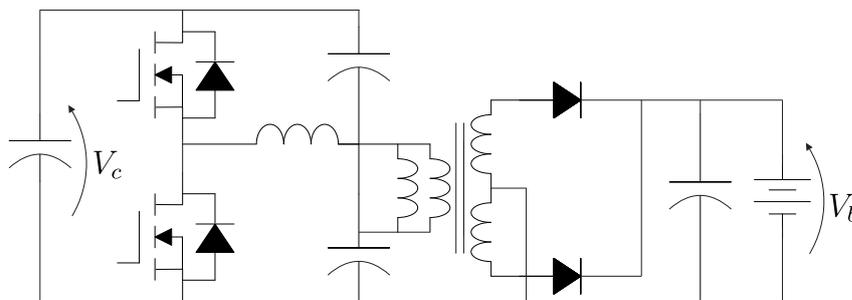
Características das topologias fundamentais de retificadores PFC		
Topologia	Vantagens	Desvantagens
<i>Buck</i>	Baixa quantidade de componentes; Alta eficiência ao operar em malha aberta.	Corrente de entrada descontínua; Necessidade de um filtro na entrada; Opera apenas como abaixador.
<i>Boost</i>	Corrente de entrada contínua; Baixa quantidade de componentes; Ótima performance quando opera no modo de condução descontínuo.	Opera apenas como elevador; Baixa eficiência durante situações de baixa carga; Capacitor de saída com elevado nível de tensão.
<i>Buck-Boost</i>	Elevador e abaixador; baixa quantidade de componentes;	Corrente de entrada descontínua; Tensão de saída com polaridade reversa; Necessidade da utilização de outro semicondutor para reverter a polaridade na saída.
SEPIC	Corrente de entrada contínua; Utilização de apenas um semicondutor ativo; Elevador e abaixador; Saída com tensão positiva.	Necessidade de um indutor e um capacitor a mais do que as topologias supracitadas;
Cúk	Corrente de entrada contínua; Utilização de apenas um semicondutor ativo; Elevador e abaixador.	Necessidade de um indutor e um capacitor a mais; Tensão de saída negativa; Necessidade da utilização de outro semicondutor para reverter a polaridade na saída.
Zeta	Utilização de apenas um semicondutor ativo; Elevador e abaixador; Saída com tensão positiva.	Corrente de entrada descontínua; Necessidade de um indutor e um capacitor a mais;

sistemas de recarga com potência semelhante ao proposto nesse trabalho. Além dos NEVs, carregadores para equipamentos alimentados por bancos de baterias de baixa potência, como bicicletas elétricas, *e-scooters*, ferramentas elétricas, pequenos eletrodomésticos e robôs de serviço doméstico (aspiradores de pó) também foram estudados. Dessa maneira, levantou-se possíveis topologias descritas na literatura hábeis a realizar a carga de um banco de baterias para drones.

Os estudos (MUSAVI et al., 2012), (ZHANG et al., 2018) e (LEE, 2016) apresentam topologias semelhantes entre si, as quais são compostas por conversores ressonantes (Figura 2.13). Muito utilizado em sistemas de telecomunicações, o conversor meia ponte LLC ressonante (MUSAVI et al., 2012) apresenta alta eficiência quando opera na frequência de ressonância, é isolado e a pode-se implementar a técnica de *soft-switching* nos interruptores. Em contrapartida, essas topologias utilizam grande quantidade de componentes ativos e magnéticos, acarretando em maior complexidade e custo do sistema ao se comparar com topologias clássicas como os conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*. Além disso, quando o nível de tensão de entrada é elevado, a faixa de frequência de comutação precisa ser aumentada de acordo. Assim, tensões elevadas na entrada geram frequências de chaveamento excessivamente altas, o que intensifica os efeitos adversos dos parâmetros parasitas, os quais podem afetar o sistema conversor (ZENG et al., 2020). Adicionalmente, para se adaptar a uma ampla gama de tensões de entrada, o indutor de magnetização deve ser pequeno, o que causa um aumento da corrente ressonante, efeito esse que eleva as perdas de condução e histerese e reduz a eficiência do conversor.

Em (LEE et al., 2011) dois conversores ressonantes ponte-completa (PSFB - *Phase Shift Full-Bridge*) são analisados, um apresenta a topologia típica desse tipo de conversor enquanto o outro uma modificada. De acordo com o estudo, o conversor típico apresenta os mesmos atributos que a topologia com meia-ponte, porém, apresenta ruídos e sobretensões nos semicondutores, o que não ocorre com o conversor modificado (Figura 2.14). Apesar disso, da mesma maneira que o conversor meia-ponte LLC ressonante, essas topologias utilizam uma quantidade elevada de semicondutores e componentes magnéticos.

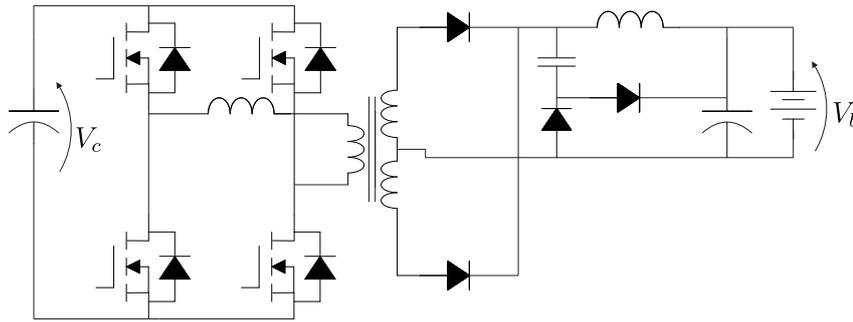
Figura 2.13 – Conversor meia ponte ressonante LLC.



Fonte: MUSAVI, Fariborz; EDINGTON, Murray; EBERLE, Wilson; et al.

Outras topologias utilizadas para o segundo estágio de carregadores para baixa potência são modificações do conversor *Flyback*, como por exemplo: *Flyback* quase resso-

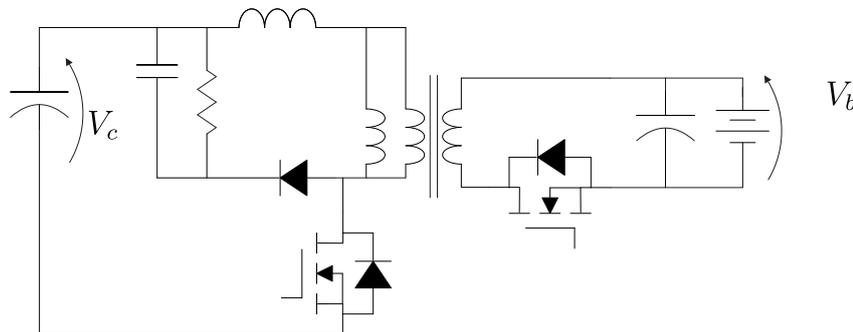
Figura 2.14 – Conversor ponte completa *phase shift* ressonante modificado.



Fonte: LEE, Chan-Song; JEONG, Jin-Beom; LEE, Baek-Haeng; et al.

nante (Figura 2.15), *Flyback* com grampeador ativo e o *Flyback* híbrido, os quais também são isolados e possuem uma menor quantidade de componentes em comparação com os conversores LLC ressonantes. Entretanto, tanto o conversor *Flyback* tradicional, quanto os modificados são limitados para utilização em baixa potência (DINWOODIE, ), geralmente até apenas 200 W, valor esse abaixo do necessário para um carregador de baterias de até doze células em série (12S).

Figura 2.15 – Conversor *Flyback* quase ressonante.



Fonte: Comparison between Quasi-Resonant and Active Clamp Flyback topologies for GaN-based 65W Wall Charger Application.

Em estudos para carga de baterias com energia gerada por painéis solares, observa-se a utilização de topologias como *Buck*, *Cúk* e *Zeta* para o controle das variáveis de tensão e corrente de saída. Tais conversores, os quais são amplamente difundidos na literatura, apresentam menos componentes que as topologias supramencionadas e necessitam de um sistema de controle e modulação de baixa complexidade quando comparados com os conversores LLC ressonantes e os *Flybacks* modificados.

Dessa maneira, nesse trabalho, se optou pela utilização do conversor *Buck* para o segundo estágio do carregador devido a simplicidade da topologia (apenas um interruptor ativo e um componente magnético), a característica de tensão na entrada (barramento cc), a característica de corrente na saída, a qual possibilita uma corrente de carga com baixa ondulação, a possibilidade da utilização em *interleaving*, entre outras vantagens apresentadas no Capítulo 3.

Vale ressaltar que a escolha por dois estágios pode ser justificada pelos seguintes itens: (i) maior grau de liberdade para as variáveis controladas; (ii) melhor desacoplamento entre o nível ac da rede elétrica do nível cc de saída e (iii) a complexidade de se utilizar uma única topologia capaz de operar com fator de potência próximo unitário, controlar a corrente de carga, apresentar a possibilidade de ser isolada, além de operar de modo intercalado.

## 2.5 Conclusão

Neste capítulo foi, inicialmente, apresentadas as técnicas de recarga usadas em bancos de baterias e os sistemas de geração de energia mais comumente utilizados em aeronaves remotamente pilotadas. Após, foi apresentado um levantamento dos *packs* de baterias empregados em drones comerciais, além dos principais parâmetros referentes às baterias de íon de lítio e o método de carga escolhido. Em seguida foi apresentada uma gama de carregadores comerciais e suas especificações e por fim, foi feito um levantamento das principais topologias utilizadas para esta aplicação.



## Capítulo 3

# Sistema Proposto

O objetivo do sistema proposto é carregar bancos de baterias utilizados em aeronaves remotamente pilotadas (drones). De acordo com a Tabela 3.1 é possível identificar que a tensão nominal da maioria dos bancos varia entre 11,1 V(3S) a 44,4 V(12S). Já em relação a capacidade do armazenador há uma maior variação, o que acarreta em uma necessidade do carregador processar diferentes níveis de potência. A Figura 3.1 apresenta um gráfico da potência nominal processada pelo carregador quando este carrega os bancos apresentados na Tabela 3.1, com uma taxa de 1C em relação a tensão nominal da bateria.

Ao analisar a Tabela 3.1, propõe-se dividir os níveis de potência em três regiões: a primeira até 400 W; a segunda de 400 W a 800 W; e a terceira de 800 W a 1200 W. A Figura 3.1 ilustra essa divisão representando o número de células, potência e o número de módulos em paralelo empregados para carregar uma grande gama de baterias. A solução proposta é composta por três módulos, os quais são constituídos cada, de um retificador SEPIC PFC e um conversor cc-cc *Buck*, operando em interleaving, quando oportuno, sendo que cada módulo foi dimensionado para processar 400 W nominalmente. Logo, por exemplo, para o banco de baterias modelo *Voyager 5* da *Walkera*, o qual ao ser carregado com taxa de 1C, a potência entregue aos terminais seria de 95,5 W, e apenas um módulo se faz necessário, já para o modelo R1000 RTK do mesmo fabricante, a potência de carga seria 621,6 W, sendo necessário a utilização de dois módulos intercalados. Além do mais, através da Figura 3.1 pode-se perceber que grande parte dos bancos de baterias apresentados serão carregados com um nível de potência próximo a 50% e 60% do valor nominal do módulo ou da soma dos módulos, isso acarreta em um maior rendimento para o carregador durante a carga desses armazenadores. As outras especificações do sistema podem ser encontradas na Tabela 3.2.

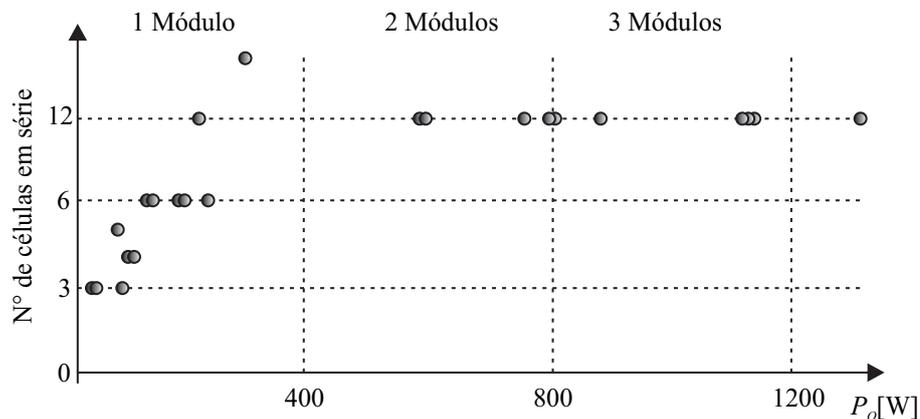
O sistema de carregamento é constituído de dois estágios. Um estágio inicial retificador, composto por uma ponte de diodos e um conversor SEPIC operando no modo de condução descontínua, responsáveis pelo controle da tensão no barramento CC, além de garantir um fator de potência próximo ao unitário. O segundo estágio apresenta um conversor *Buck*, o qual controla a tensão e corrente de saída para o carregamento adequado do banco de bateria utilizado. A Figura 3.2 apresenta a topologia completa estudada.

Com relação a operação em *interleaving*, a escolha se fez pela vasta quantidade de baterias a serem carregadas. Como apresentado na Tabela 3.1, alguns armazenadores demandam uma quantidade menor de potência ao comparado com outros. Ao se utilizar um único módulo capaz de carregar todos esses bancos de baterias, o rendimento do carregador para os limites inferiores ficaria muito aquém do razoável, além do maior volume dos componentes magnéticos presentes nas topologias.

Dentre os bancos de baterias apresentados, observa-se que alguns apresentam nível de tensão maior que 44,4 V ou que necessitam de maior potência para a carga com taxa de 1C, tais baterias não serão utilizadas para o dimensionamento do carregador. Tais elementos armazenadores estão em destaque na Tabela 3.1. Contudo, cabe ressaltar que os bancos de bateria *Skylle B* e *Skylle C* podem ser carregados pelo sistema estudado, porém com uma taxa de carga inferior a 1C.

Este capítulo está dividido em 3 seções, a primeira analisa, brevemente, o 1º estágio, o retificador SEPIC, na segunda é abordado o 2º estágio, conversor cc-cc *Buck*. Formas de onda, etapas de operação e principais expressões matemáticas de cada topologia são definidos. A última seção do capítulo disserta sobre a técnica interleaved e o funcionamento do sistema completo, além de apresentar alguns resultados obtidos em simulação.

Figura 3.1 – Potência processada pelo sistema para cada um dos banco de baterias.



Fonte: Autor.

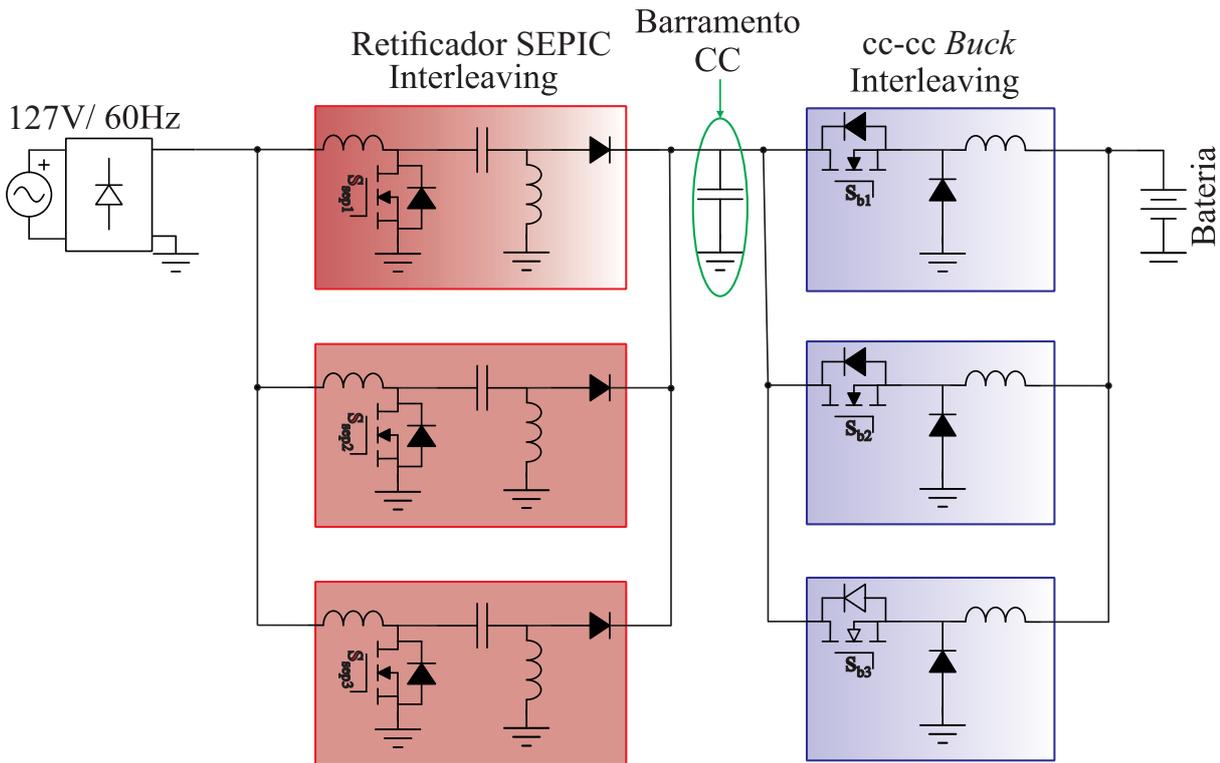
### 3.1 Retificador PFC SEPIC MCD

A topologia mais utilizada em aplicações de correção de fator de potência é a topologia *Boost*, a qual apresenta duas vantagens principais (STMICROELECTRONICS, 2007):

Tabela 3.1 – Parâmetros das baterias dos modelos comerciais de aeronaves remotamente pilotadas.

Parâmetros de aeronaves remotamente pilotadas					
Modelo	Marca	Tipo	N° de células em série	Tensão Nominal (V)	Capacidade (mAh)
V1100	Walkera	Lipo	12	44,4	22000
R1000 RTK	Walkera	Lipo	12	44,4	14000
F420	Walkera	Lipo	12	44,4	4500
Voyager 5	Walkera	Lipo	6	22,2	4300
Matrice 300 RTK	DJI	Lipo	14	51,8	5935
MG-1P	DJI	Lipo	12	44,4	12000
MG-1S	DJI	Lipo	12	44,4	12000
Mavic 2 Enterprise	DJI	Lipo	5	18,5	3850
Anafi USA	Parrot	Lipo	3	11,1	3400
Typhoon H	Yuneec	Lipo	4	14,8	5250
Anafi Mark 3	Parrot	Lipo	3	11,1	3400
Prime Air	Amazon	Lipo	6	22,2	10000
Anafi AI	Parrot	Lipo	3	11,1	6800
H520-G	3DR	Lipo	4	14,8	5250
AltaX	FreeFly	Lipo	12	44,4	16000
Poseidon PRO 480	Idea-Fly	Lipo	6	22,2	4500
M690L Multifunctional	Allign	Lipo	6	22,2	6000
M470L Multicopter	Allign	Lipo	6	22,2	6000
Griffion M8	MMA	Lipo	12	44,4	18000
Notuzi X85	MMA	Lipo	12	44,4	22000
Skylle	MMA	Lipo	12	44,4	22000
Skylle B	MMA	Lipo	12	44,4	30000
Skylle C	MMA	Lipo	12	44,4	44000

Figura 3.2 – Sistema completo proposto.



Fonte: Autor.

Tabela 3.2 – Especificações do sistema proposto.

Especificações do carregador	
Tensão de Entrada	127 V
Frequência da Rede Elétrica	60 Hz
Tensão Nominal de Saída	11,1 - 44,4 V
Tensão do Barramento	26,2 - 110 V
Corrente de Saída Máxima p/ módulo	10 A
Corrente de Saída Máxima	22 A
frequência de comutação ( $f_s$ )	40 kHz

- O interruptor ativo utilizado pode ser comandado por um *driver* não isolado, diferentemente do conversor *Buck*, por exemplo.
- Apresenta um indutor no lado da entrada, o qual possibilita que a corrente seja contínua e com baixa ondulação.

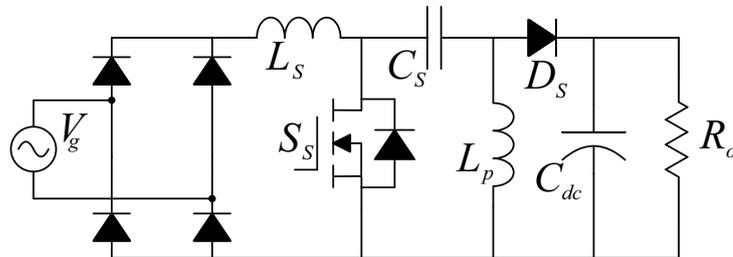
Entretanto, a principal desvantagem do retificador *Boost* é que a tensão de saída deve ser sempre maior que a máxima tensão de entrada, situação essa que limita a utilização da estrutura em aplicações com nível de tensão menor que o valor de pico da tensão da rede elétrica.

A topologia SEPIC tem as vantagens acima descritas e não apresenta a restrição de

tensão de saída. Semelhante a topologia *buck-boost*, a tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada. Além disso, uma vantagem adicional da topologia SEPIC é a presença de um segundo indutor, o qual pode ser substituído por um transformador, tornando o conversor isolado galvanicamente. Com relação as desvantagens da topologia, destacam-se os valores elevados de tensão e corrente nos semicondutores e a necessidade de circuitos de grampeamento ao utilizar a estrutura isolada devido à indutância de dispersão (TIBOLA, 2013).

Como o primeiro estágio do carregador de estudo é constituído por um retificador SEPIC, é de interesse analisar os principais conceitos da estrutura básica, com ênfase no modo de condução descontínuo, o qual será empregado no sistema de recarga. A Figura 3.4 apresenta a estrutura básica do retificador SEPIC com uma ponte de diodos.

Figura 3.3 – Retificador SEPIC.



Fonte: Autor.

O retificador SEPIC apresenta três possibilidades de operação: modo de condução contínuo (MCC), modo de condução crítico (MCCr) e modo de condução descontínuo (MCD), o qual é definido através da análise da corrente no diodo durante um intervalo de comutação. Assim, defini-se o modo de condução descontínuo no retificador SEPIC, quando a corrente no diodo se anula e permanece zerada até o momento em que o interruptor é acionado novamente. Aqui vale ressaltar as divergências encontradas na literatura quanto a definição do modo de condução descontínuo, a qual geralmente é definida com base na corrente no indutor, algo que não se aplica ao conversor em estudo.

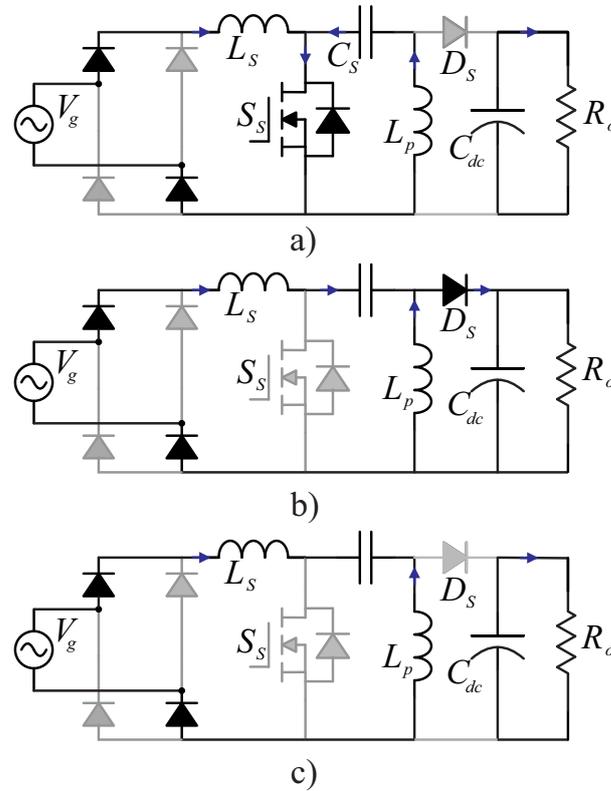
Nesse capítulo apenas o modo de condução descontínuo será analisado. Detalhes construtivos e operacionais com relação ao modo de condução contínuo podem ser encontrados em (TIBOLA, 2013) e (MARTINS; BARBI, 2000).

### 3.1.1 Modo de condução descontínuo (MCD)

O MCD do conversor SEPIC, conforme citado anteriormente, é definido com a descontinuidade na corrente no diodo durante um período de comutação enquanto o interruptor permanece bloqueado. Por esse motivo, nesse modo de condução, o conversor apresenta três etapas de operação durante o semiciclo positivo da rede elétrica. Tais etapas são analisadas abaixo e apresentadas na Figura 3.4.

- **Primeira etapa** ( $0 - t_1$ )

Figura 3.4 – Etapas de operação do retificador SEPIC durante o semiciclo positivo da rede elétrica.



Fonte: Autor.

A primeira etapa de operação, conhecida como a etapa de armazenamento, se inicia quando o interruptor  $S_s$  é comandado a conduzir e o diodo  $D_s$  se encontra bloqueado. Durante essa etapa a corrente no indutor de entrada  $L_s$  cresce linearmente de acordo com (3.1), pois este armazena energia provinda da fonte de entrada  $V_g$

$$i_{L_s}(t) = \frac{V_g}{L_s}t \quad (3.1)$$

Ao se considerar nula a ondulação no capacitor de acoplamento  $C_s$ , percebe-se que a tensão sobre o mesmo é igual a tensão da fonte de entrada, assim é possível descrever o equacionamento da corrente do indutor  $L_p$ , a qual também cresce linearmente durante essa etapa, de acordo com (3.2)

$$i_{L_p}(t) = \frac{V_g}{L_p}t \quad (3.2)$$

A Figura 3.4(a) destaca os componentes em operação durante essa etapa de operação, a qual termina em  $t_1$ .

- **Segunda etapa ( $t_1 - t_2$ )**

A segunda etapa inicia quando o interruptor  $S_s$  é bloqueado e o diodo  $D_s$  entra em condução. Nesse estágio o nível de tensão sobre o interruptor é igual a soma da tensão

da entrada e da saída, os indutores são desmagnetizados e suas correntes, as quais são conduzidas pelo diodo  $D_s$ , decrescem linearmente até  $t_2$ , momento em que se anulam e interrompem a corrente no diodo, bloqueando o mesmo e encerrando a segunda etapa.

Durante a segunda etapa a tensão sobre ambos os indutores é igual a tensão de saída  $V_{dc}$ , sendo assim o equacionamento do comportamento da corrente em cada uma das indutâncias é determinada conforme (3.3) e (3.4), respectivamente:

$$i_{L_s}(t) = -\frac{V_{dc}}{L_s}t \quad (3.3)$$

$$i_{L_p}(t) = -\frac{V_{dc}}{L_p}t \quad (3.4)$$

Vale destacar que para o conversor operar no modo de condução descontínua,  $t_2$  deve ser menor que o período de chaveamento  $T_s$ . A Figura 3.4(b) apresenta os componentes em funcionamento durante a segunda etapa de operação.

- **Terceira etapa ( $t_2 - T_s$ )**

Na terceira etapa, tanto o interruptor  $S_s$  quanto o diodo  $D_s$  estão bloqueados e as correntes das indutâncias  $L_s$  e  $L_p$  são constantes e iguais, porém com sentidos opostos. Durante essa etapa a carga é totalmente alimentada pelo capacitor de saída  $C_{dc}$ . O final desse estágio ocorre quando o interruptor  $S_s$  é comandado a conduzir, repetindo a primeira etapa novamente. A Figura 3.4(c) apresenta o funcionamento do conversor para essa etapa de operação.

### 3.1.2 Formas de onda

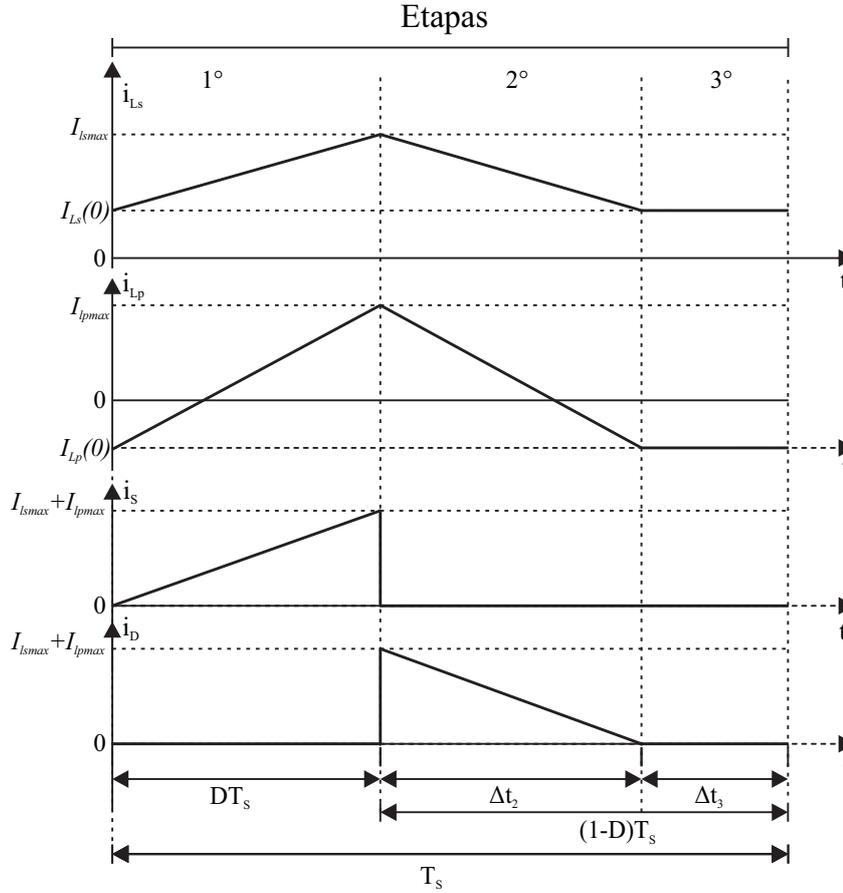
As formas de onda da corrente e tensão das indutâncias e dos semicondutores durante as três etapas de operação, para um intervalo de chaveamento, estão apresentadas nas Figuras 3.5 e 3.6, respectivamente. Considera-se que a frequência de comutação do retificador é consideravelmente maior que a da rede elétrica, possibilitando considerar o valor da tensão de entrada constante para um período de chaveamento.

Nota-se que o valor máximo da corrente dos indutores ocorre ao final na primeira etapa,  $t_1$ , e como previamente citado, na terceira etapa as correntes têm valores iguais, zerando a corrente no diodo. Com relação ao nível de tensão, há três níveis distintos, sendo que o valor máximo nos semicondutores é igual a soma da tensão de entrada e da saída, reafirmando uma das desvantagens do conversor SEPIC.

### 3.1.3 Equacionamento matemático

O equacionamento matemático do conversor SEPIC é amplamente difundido e de fácil acesso na literatura atual, por isso, não será apresentado com minuciosidades neste

Figura 3.5 – Principais formas de onda de corrente do conversor SEPIC operando no modo de condução descontínuo.



Fonte: Autor.

trabalho. Maiores detalhes sobre o equacionamento podem ser encontrados em (TIBOLA, 2013).

Segundo (TIBOLA, 2013), os intervalos de tempo de cada etapa de operação do conversor SEPIC no modo de condução descontínua são expressos de acordo com (3.5), (3.6) e (3.7).

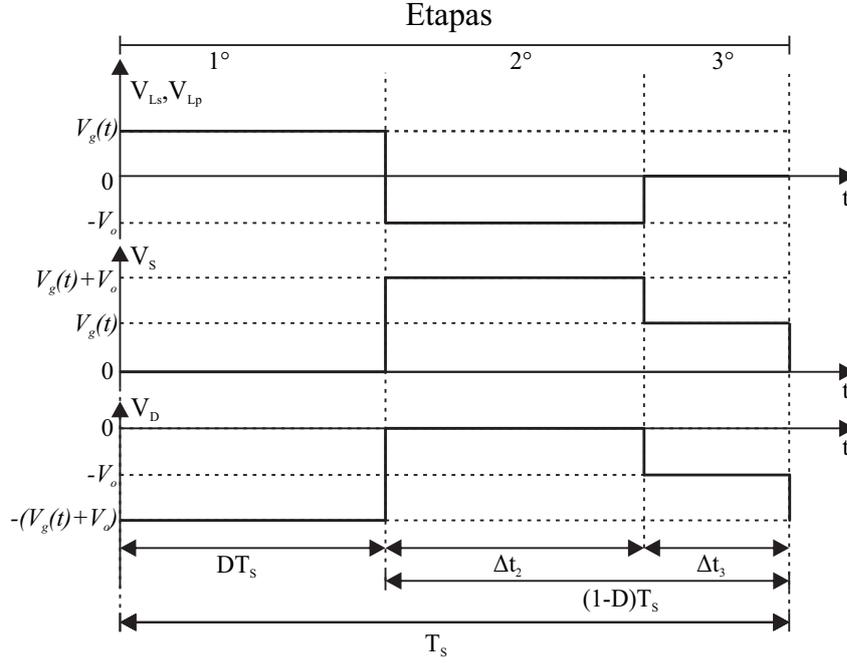
$$\Delta t_1(t) = DT_s \quad (3.5)$$

$$\Delta t_2(t) = \frac{V_g(t)}{V_{dc}} DT_s \quad (3.6)$$

$$\Delta t_3(t) = \frac{V_{dc}(1-D) - V_g(t)D}{V_{dc}} T_s \quad (3.7)$$

Entretanto, para a obtenção da razão cíclica crítica, a qual determina o limite para o funcionamento do conversor nos modos de operação contínua e descontínua, se faz necessário igualar  $\Delta t_3$  a zero, assim:

Figura 3.6 – Principais formas de onda de tensão do conversor SEPIC operando no modo de condução descontínuo.



Fonte: Autor.

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = T_s \quad (3.8)$$

Substituindo (3.5) e (3.6) em (3.8), obtêm-se :

$$D_{crit} = \frac{M}{M+1} \quad (3.9)$$

em que  $M$ , para o retificador SEPIC, é definido por:

$$M = \frac{V_{dc}}{V_p} \quad (3.10)$$

Outro equacionamento de interesse refere-se a corrente média de saída, a qual é igual a corrente média do diodo e dada por (3.11), em que  $L_{eq}$  é a indutância equivalente resultante da associação em paralelo das indutâncias de entrada,  $L_s$  e saída,  $L_p$ , expressa por (3.12).

$$I_o = \frac{D^2 V_p^2}{4 V_{dc} L_{eq} f_s} \quad (3.11)$$

$$L_{eq} = \frac{L_s L_p}{L_s + L_p} \quad (3.12)$$

A corrente média de saída também pode ser expressa por (3.13) e ao substituir essa expressão em (3.11) e isolar o termo definido em (3.14), obtêm a equação (3.15), a qual relaciona a potência de saída com a razão cíclica do conversor.

$$I_o = \frac{V_{dc}}{R_o} \quad (3.13)$$

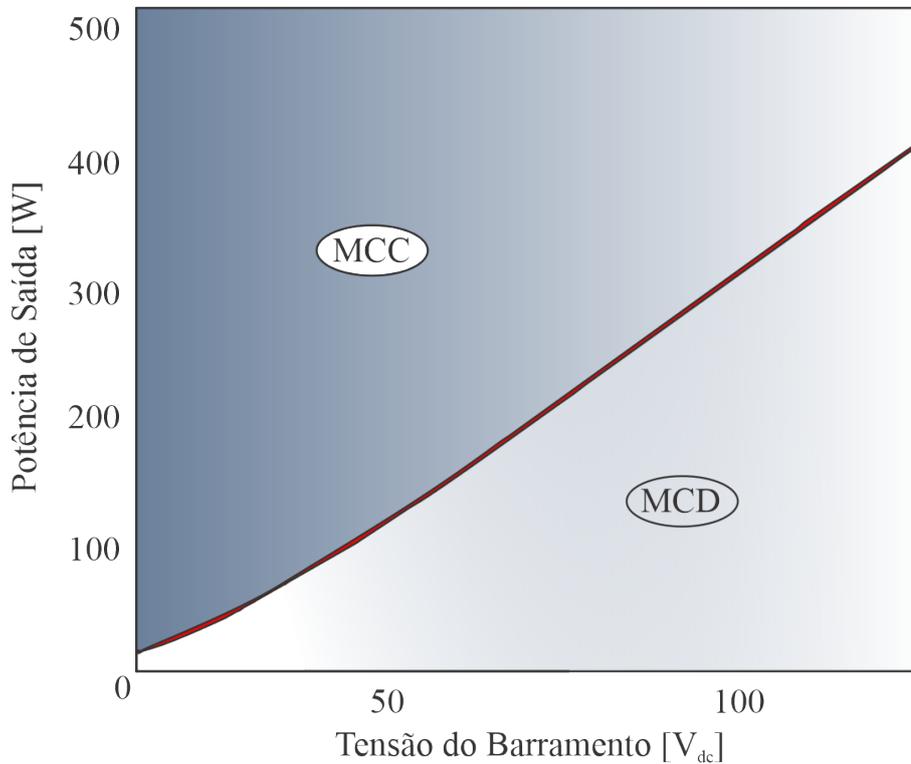
$$P_o = \frac{V_{dc}^2}{R_o} \quad (3.14)$$

$$P_o = \frac{D^2 V_p^2}{4L_{eq}f_s} \quad (3.15)$$

Por fim, ao substituir a expressão (3.9) em (3.15), se encontra a equação (3.16), a qual relaciona, ao se considerar um sistema sem perdas, a potência processada pelo conversor e a tensão de saída mínima para que este opere em modo de condução descontínuo. A Figura 3.7 apresenta a relação expressa por (3.16), onde se encontra em destaque a região de MCD do retificador.

$$P_o = \frac{V_{dc}^2}{4L_{eq}(M+1)^2f_s} \quad (3.16)$$

Figura 3.7 – Relação entre a potência de saída e a tensão do barramento para os modos de condução contínuo e descontínuo.



Fonte: Autor.

Ao se isolar a variável  $V_{dc}$  em (3.16), obtém-se (3.17):

$$V_{dc} = \frac{-2V_p(2P_oL_{eq}f_s + V_p\sqrt{P_oL_{eq}f_s})}{4P_oL_{eq}f_s - V_p^2} \quad (3.17)$$

Dessa forma, tendo a frequência de chaveamento,  $f_s$  (40 kHz), a tensão de pico da rede elétrica,  $V_p$  (179,6 V), pré definidas, e a potência de saída em função do banco de baterias a ser carregado, para determinar o valor da tensão do barramento  $V_{dc}$  que possibilite o retificador SEPIC operar em MCD se faz necessário determinar o valor da indutância equivalente,  $L_{eq}$ .

Porém para se determinar a indutância equivalente são necessários os possíveis valores da tensão do barramento,  $V_{dc}$ , o que acarreta em um impasse no dimensionamento do retificador SEPIC. A fim de solucionar esse ponto, se fez necessário criar uma condição com relação a razão cíclica mínima de operação do conversor *Buck*, a qual foi definida em 0,3. Logo, ao se carregar uma bateria de Lipo composta de três células em série (11,1 V), a tensão do barramento máxima deve ser igual a 33,3 V, para que a condição de razão cíclica mínima do conversor de saída seja atendida. Tal característica do conversor *Buck* é mais detalhada na próxima seção deste capítulo.

Com todos os parâmetros previamente citados, se encontra o valor crítico, da indutância equivalente, necessário para que as condições de razão cíclica do conversor *Buck* e modo de condução descontínua do retificador SEPIC sejam respeitadas.

O ponto crítico ocorre quando se tem a maior corrente de carga por módulo, a qual foi definida em 10 A e que acontece ao se carregar o banco de baterias do *Prime Air* da *Amazon* com uma taxa de 1C.

### 3.1.3.1 Determinação dos indutores

O dimensionamento do indutor de entrada,  $L_s$ , é realizado com relação a ondulação da corrente de entrada. De acordo com (TIBOLA, 2013) a equação para o determinação do indutor de entrada é dada por (3.18)

$$L_s = \frac{V_p D_s}{f_s \Delta I_{L_s}} \quad (3.18)$$

O menor valor de ondulação, o qual acarreta o maior valor de indutância ocorre quando o sistema processa a menor potência, o que acontece ao se carregar, entre os bancos apresentados na Tabela 3.1, a bateria do *Anafi USA* e *Anafi Mark 3*, ambos da fabricante *Parrot*, a qual é composta por três células em série (3S) e possui capacidade de 3400 mA.

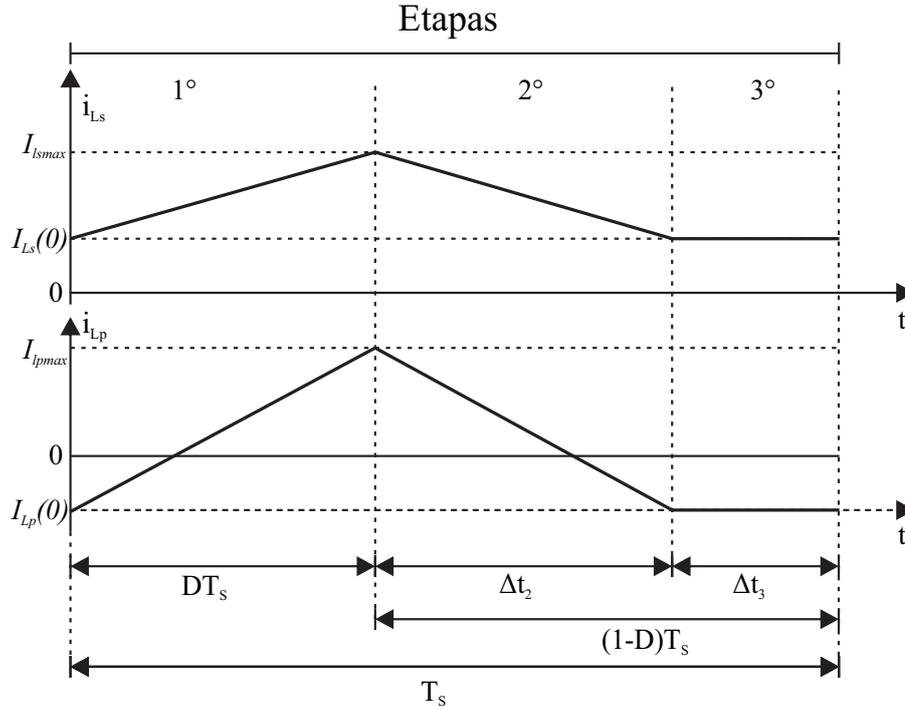
Com a indutância equivalente e o indutor de entrada,  $L_s$ , definidos, pode-se determinar o indutor de saída através da equação (3.12). Ao se isolar o termo  $L_p$ , obtém-se (3.19).

$$L_p = \frac{L_{eq} L_s}{L_s L_{eq}} \quad (3.19)$$

Ressalta-se, que os indutores foram construídos a fim de apresentar a indutância calculada, porém o dimensionamento do núcleo e dos condutores não foram dimensionados,

em todos os casos, para os mesmos pontos, mas sim para as situações em que apresentam o maior valor de corrente eficaz e de pico. A corrente eficaz dos indutores pode ser calculada analisando a forma de onda durante um período de comutação, as quais são apresentadas na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Formas de onda da corrente nos indutores, durante um ciclo de comutação, do retificador SEPIC.



Fonte: Autor.

De acordo com (TIBOLA, 2013), considerando a tensão de entrada constante durante um período de comutação, os valores máximos das correntes de  $L_s$  e  $L_p$  e a corrente de circulação, igual para ambos os indutores, são expressas por (3.20), (3.21) e (3.22), respectivamente:

$$I_{12} = I_{Lsmax} = \frac{[D_s(V_{dc}L_s - V_pL_p) + 2L_pV_{dc}]D_sV_p}{2V_{dc}L_sL_p f_s} \quad (3.20)$$

$$I_{22} = I_{Lpmax} = \frac{[2V_{dc}L_s - (V_{dc}L_s - V_pL_p)D_s]D_sV_p}{2V_{dc}L_sL_p f_s} \quad (3.21)$$

$$I_{11} = I_{Ls}(0) = I_{Lp}(0) = \frac{(V_{dc}L_s - V_pL_p)D_s^2V_p}{2V_{dc}L_sL_p f_s} \quad (3.22)$$

Uma forma para encontrar o valor eficaz da corrente é analisar o comportamento da forma de onda da mesma durante cada etapa de operação. Com a equação de cada curva obtida, se integra o valor quadrático das expressões para um período de comutação e então se integra o resultado encontrado previamente para um semiciclo completo da rede elétrica. O valor da corrente eficaz é a raiz quadrada do valor obtido com ambas as integrais dividido

Tabela 3.3 – Valor eficaz da corrente no indutor  $L_s$  durante a carga dos bancos de baterias comerciais selecionados.

Valor eficaz da corrente no indutor $L_s$					
<b>V1100</b>	R1000 RTK	F420	Voyager 5	MG-1P	MG-1S
<b>3,40 A</b>	3,27 A	2,12 A	1,08 A	2,80 A	2,80 A
Mavic 2 Enterprise	Anafi USA	Typhoon H Plus	Anafi Mark 3	Amazon Prime Air	Anafi AI
0,79 A	0,44 A	0,86 A	0,44 A	2,38 A	0,85 A
H520-G	AltaX	Ideafiy Poseid.	M690L	M470L	Griffion M8
0,86 A	2,48 A	1,08 A	1,43 A	1,43 A	2,80 A
<b>Notuzi X85</b>	<b>Skylle</b>	AG-122	-	-	-
<b>3,40 A</b>	<b>3,40 A</b>	2,75 A	-	-	-

pelo período da forma de onda. As Tabelas 3.3 e 3.4 apresentam os valores eficazes da corrente no indutor  $L_s$  e  $L_p$ , respectivamente, para cada banco de bateria selecionado. As células em destaque apresentam os maiores valores entre todas as baterias, e estes foram os utilizados para o projeto dos indutores.

Um *script* no *Scilab* foi criado para facilitar a obtenção dos valores eficazes das correntes nos indutores para todos os pontos de operação do retificador e está exposto no Apêndice A. Ressalta-se que o maior valor eficaz da corrente ocorre no momento de máxima potência durante a carga, o qual acontece quando a tensão da bateria é máxima.

Para a obtenção do valor de pico da corrente nos indutores  $L_s$  e  $L_p$  é necessário utilizar o valor de pico da tensão de entrada nas equações (3.21) e (3.22), respectivamente. Os maiores valores de pico, semelhantes aos valores eficazes, também ocorrem para os bancos de bateria que requerem maior potência por módulo do carregador.

### 3.1.3.2 Capacitor de acoplamento

O capacitor de acoplamento,  $C_s$ , deve ser escolhido para que alguns parâmetros sejam atendidos: (i) baixa ondulação de tensão na frequência de chaveamento; (ii) capacidade de acompanhar a variação da tensão de entrada; (iii) frequência de ressonância do conjunto  $C_s$ ,  $L_s$  e  $L_p$  a fim de reduzir as oscilações na corrente de linha. Um dos métodos para dimensionar o capacitor de acoplamento é considerar que a frequência de ressonância do conjunto, previamente citado, deve ser consideravelmente maior que a frequência da rede

Tabela 3.4 – Valor eficaz da corrente no indutor  $L_p$  durante a carga dos bancos de baterias comerciais selecionados.

Valor eficaz da corrente no indutor $L_p$					
<b>V1100</b>	R1000 RTK	F420	Voyager 5	MG-1P	MG-1S
<b>6,39 A</b>	6,29 A	5,32 A	3,99 A	5,94 A	5,94 A
Mavic 2 Enterprise	Anafi USA	Typhoon H Plus	Anafi Mark 3	Amazon Prime Air	Anafi AI
3,46 A	2,586 A	3,60 A	2,58 A	5,58 A	3,60 A
H520-G	AltaX	Ideafiy Poseid.	M690L	M470L	Griffion M8
3,60 A	5,65 A	3,99 A	4,51 A	4,51 A	5,94 A
<b>Notuzi X85</b>	<b>Skylle</b>	AG-122	-	-	-
<b>6,39 A</b>	<b>6,39 A</b>	5,64 A	-	-	-

elétrica e deveras menor que a frequência de comutação do retificador SEPIC. Uma boa prática inicial é considerar que a frequência de ressonância do conjunto seja de dez vezes maior que a da rede elétrica, como apresentado em (3.23), e após simulações pode ser ajustado para valores mais adequados de acordo com (3.24)

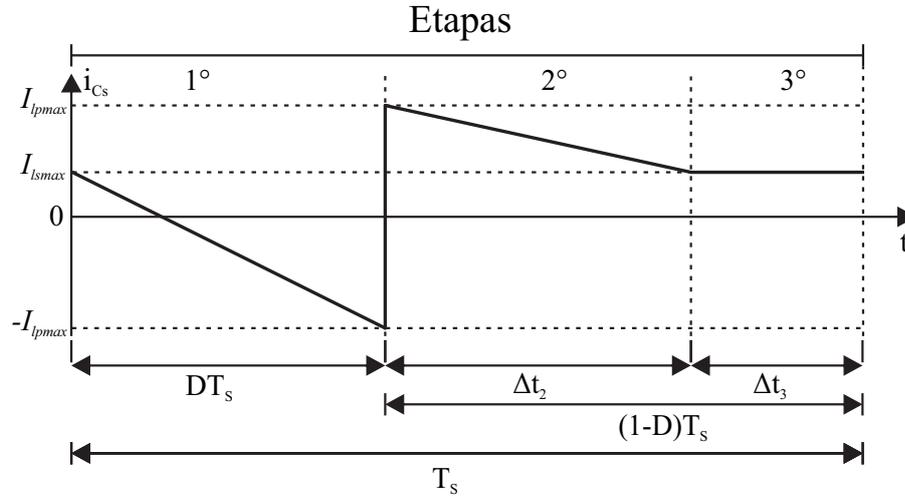
$$\omega_r = 10\omega_{rede} \quad (3.23)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_r^2(L_s + L_p)} \quad (3.24)$$

Destaca-se que após diversas simulações do módulo para vários bancos de baterias, a frequência de ressonância do conjunto foi definida em 2000 Hz, valor consideravelmente acima da frequência da rede elétrica e inferior a de comutação. Para a escolha correta do capacitor de acoplamento também é preciso considerar o valor eficaz da corrente que irá circular pelo componente. Os mesmos passos utilizados para o cálculo do valor eficaz das correntes dos indutores  $L_s$  e  $L_p$  foram realizados para a corrente eficaz de  $C_s$ , só alterando os pontos das retas em cada etapa de operação. A Figura 3.9. apresenta a forma de onda da corrente no capacitor de acoplamento para um período de comutação, com a qual é possível definir o valor eficaz da corrente.

Com a forma de onda ilustrada na Figura 3.9 e com o *script* criado no *Scilab* e apresentado no Apêndice A foi obtido o valor eficaz de corrente máximo entre os bancos de armazenadores selecionados, o qual ocorre para as baterias de 12S/22000 mAh.

Figura 3.9 – Formas de onda da corrente no capacitor de acoplamento, durante um ciclo de comutação, do retificador SEPIC.



Fonte: Autor.

Tabela 3.5 – Valores ideais das capacitâncias e indutâncias do retificador SEPIC.

Componentes do retificador SEPIC				
$L_s$	$L_p$	$L_{eq}$	$C_s$	$C_{dc}$
623 $\mu$ H	70 $\mu$ H	62 $\mu$ H	9 $\mu$ F	470 $\mu$ F

### 3.1.3.3 Capacitor de saída

O capacitor de saída deve ser dimensionado para que a ondulação de tensão do barramento não ultrapasse o valor mínimo definido para todos os pontos de operação do sistema, garantindo assim que o retificador SEPIC consiga operar sempre em modo de condução descontínuo como apresentado na Figura 3.7.

De acordo com (TIBOLA, 2013) a equação para o dimensionamento da capacitância do capacitor de barramento é dada por (3.25)

$$C_{dc} = \frac{P_o}{2\pi f_r \Delta V_{cp} V_{dc}} \quad (3.25)$$

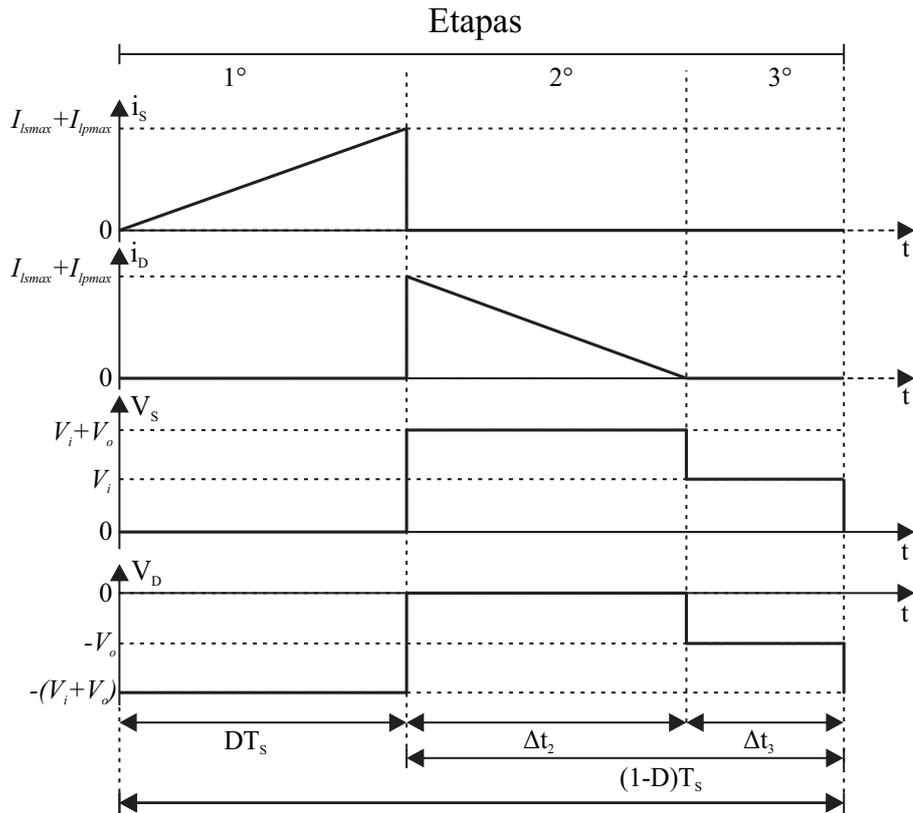
Em que  $V_{cp}$  é a ondulação de pico a pico máxima definida. Neste trabalho foi definido um valor de 20 V como a ondulação máxima quando o módulo está operando na potência nominal de 400 W. Dessa maneira se assegura que a ondulação seja menor quando a potência processada estiver abaixo do nível máximo. O cenário mais crítico, relevante para o correto dimensionamento do capacitor de barramento, ocorre quando o módulo está operando na potência nominal e a tensão atinge o seu valor mais elevado, que é de 110 V.

A Tabela 3.5. apresenta os valores das capacitância e indutância calculadas de acordo com o dimensionamento descrito acima.

### 3.1.3.4 Semicondutores

Para o correto funcionamento do retificador SEPIC em todos os pontos de operação requeridos, se faz necessário a análise dos esforços de corrente e tensão no interruptor e diodo para a correta seleção de ambos. As formas de onda da corrente e tensão nos semicondutores apresentadas nas Figuras 3.5 e 3.6, estão exibidas, novamente, na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Formas de onda da corrente e tensão nos semicondutores, durante um ciclo de comutação, do retificador SEPIC.



Fonte: Autor.

Através das formas de onda da tensão apresentadas na Figura 3.10 percebe-se que o valor máximo da tensão em ambos os semicondutores é igual a soma do nível da tensão de entrada e da saída. O valor máximo, um dos pontos críticos para a seleção dos componentes, ocorre quando o módulo processa a máxima energia, ou seja, durante a recarga do banco de bateria de  $44,4\text{V}(12\text{S})/22000\text{mAh}$ . As expressões das correntes médias nos semicondutores são obtida através das formas de onda da corrente exibidas na Figura 3.10 e estão descritas em (3.26) e (3.27).

$$I_{Smed} = \frac{(I_{12} + I_{22})\Delta t_1}{2T_s} \quad (3.26)$$

$$I_{Dmed} = \frac{(I_{12} + I_{22})\Delta t_2}{2T_s} \quad (3.27)$$

Tabela 3.6 – Valor eficaz da corrente no interruptor  $S_s$  durante a carga dos bancos de baterias comerciais selecionados.

Valor eficaz da corrente no interruptor $S_s$					
<b>V1100</b>	R1000 RTK	F420	Voyager 5	MG-1P	MG-1S
<b>3,40 A</b>	3,27 A	2,12 A	1,08 A	2,80 A	2,80 A
Mavic 2 Enterprise	Anafi USA	Typhoon H Plus	Anafi Mark 3	Amazon Prime Air	Anafi AI
0,79 A	0,44 A	0,86 A	0,44 A	2,38 A	0,85 A
H520-G	AltaX	Ideafiy Poseid.	M690L	M470L	Griffion M8
0,86 A	2,48 A	1,08 A	1,43 A	1,43 A	2,80 A
<b>Notuzi X85</b>	<b>Skylle</b>	AG-122	-	-	-
<b>3,40 A</b>	<b>3,40 A</b>	2,48 A	-	-	-

Substituindo (3.5), (3.6), (3.20) e (3.21) nas equações (3.26) e (3.27), se obtêm novas expressões ((3.28) e (3.29)) para o cálculo do valor médio das correntes nos semicondutores.

$$I_{Smed} = \frac{D^2 V_p}{2 f_s L_{eq}} \quad (3.28)$$

$$I_{Dmed} = \frac{D^2 V_p^2}{4 V_{dc} f_s L_{eq}} \quad (3.29)$$

Para a obtenção dos valores eficazes das correntes nos semicondutores o mesmo procedimento citado para as correntes nos indutores e no capacitor de acoplamento foi utilizado. As Tabelas 3.6 e 3.7 apresentam os valores eficazes das correntes que circulam pelos semicondutores para todos os bancos de baterias selecionados. Em destaque estão os valores críticos para ambos componentes.

## 3.2 Conversor cc-cc Buck

Os bancos de baterias utilizados em aeronave remotamente pilotadas, como exibido na Tabela 3.1, apresentam, geralmente, em sua composição de três a doze células em série, tendo um nível de tensão nominal de circuito aberto que varia de 11,1 V a 44,4 V, ou seja, possuem níveis de tensão inferior ao de uma rede elétrica de 127 V. Por esse motivo e, também, para que o retificador de entrada não opere com ganho extremamente reduzido,

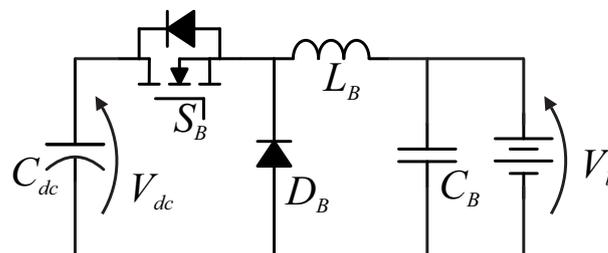
Tabela 3.7 – Valor eficaz da corrente no diodo  $D_s$  durante a carga dos bancos de baterias comerciais selecionados.

Valor eficaz da corrente no diodo $D_s$					
<b>V1100</b>	R1000 RTK	F420	Voyager 5	MG-1P	MG-1S
<b>6,72 A</b>	6,62 A	5,65 A	4,23 A	6,27 A	6,27 A
Mavic 2 Enterprise	Anafi USA	Typhoon H Plus	Anafi Mark 3	Amazon Prime Air	Anafi AI
3,67 A	2,73 A	3,82 A	2,73 A	5,93 A	3,82 A
H520-G	AltaX	Ideafiy Poseid.	M690L	M470L	Griffion M8
3,82 A	5,99 A	4,23 A	4,80 A	4,0 A	6,27 A
<b>Notuzi X85</b>	<b>Skylle</b>	AG-122	-	-	-
<b>6,72 A</b>	<b>6,72 A</b>	5,98 A	-	-	-

um segundo estágio de processamento que reduzisse a tensão de saída do retificador SEPIC para os níveis de tensão das baterias supracitadas foi utilizado.

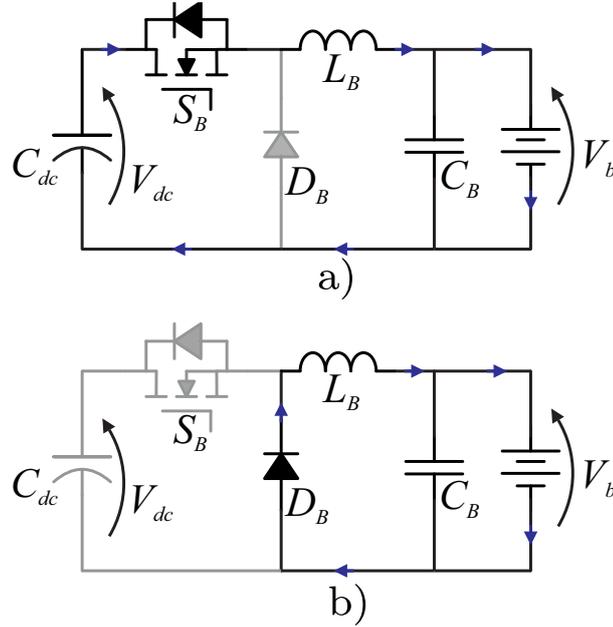
O conversor cc-cc *Buck* (Figura 3.11) apresenta essa característica abaixadora, além de possuir um indutor na saída, o qual suaviza as ondulações na corrente de carga da bateria, um parâmetro de elevada importância para o correto e seguro carregamento do banco armazenador. Outros pontos que sustentam a utilização do conversor *Buck* são: presença do interruptor no caminho direto entre a fonte de entrada e saída, o qual pode bloquear a corrente em caso de alguma falta no sistema; apenas um semiconductor ativo e um passivo na topologia, garantindo um baixo custo para a implementação do conversor.

Figura 3.11 – Conversor cc-cc *Buck*.



Fonte: Autor.

O conversor cc-cc quando operando no modo de condução contínua apresenta duas etapas de operação, no primeiro estágio, quando o interruptor está conduzindo, a fonte de entrada fornece energia para a carga e para o indutor, magnetizando-o. A segunda etapa inicia quando o interruptor é bloqueado, nesse instante o indutor desmagnetiza e através do diodo de roda livre, alimenta o banco de baterias. Ambas etapas estão apresentadas na Figura 3.12.

Figura 3.12 – Etapas de operação do conversor cc-cc *Buck*.

Fonte: Autor.

De acordo com as Leis de Kirchhoff é possível obter as expressões matemáticas da tensão no indutor para a primeira e segunda etapa, respectivamente.

$$V_{L_B}(t) = V_{dc}(t) - V_{bat}(t) = \frac{L_B \cdot di_{L_B}}{dt} \quad (3.30)$$

$$V_{L_B}(t) = V_{bat}(t) = \frac{L_B \cdot di_{L_B}}{dt} \quad (3.31)$$

Através da aproximação de pequena ondulação (*small ripple approximation*) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) as equações 3.30 e 3.31 podem ser rescritas da seguinte maneira,

$$V_{L_B} = V_{dc} - V_b = \frac{L_B \cdot \Delta I_{L_B}}{D \cdot T_s} \quad (3.32)$$

$$V_{L_B} = V_b = \frac{L_B \cdot \Delta I_{L_B}}{(1 - D) \cdot T_s} \quad (3.33)$$

Com o sistema operando em modo de condução contínua, a variação da corrente no indutor na primeira etapa é igual a da segunda etapa, rearranjando matematicamente 3.32 e 3.33 obtêm-se a expressão do ganho e a da razão cíclica do conversor cc-cc *Buck*,

$$\frac{V_b}{V_{dc}} = D \quad (3.34)$$

Como brevemente mencionado na seção anterior, para calcular o valor mínimo do indutor equivalente,  $L_{eq}$ , do retificador SEPIC, se fez necessário definir a condição de

razão cíclica mínima para o conversor *Buck*. Foi especificado o valor mínimo de 0,3 em função da curva característica de rendimento do conversor (Apêndice C), a qual pode variar com relação aos componentes utilizados no projeto. As perdas no conversor *Buck* podem ser, geralmente, atribuídas a três componentes: indutor, interruptor e diodo. As perdas no indutor podem ser divididas em perdas magnéticas e no cobre, as quais podem ser expressas de acordo com 3.35 e 3.36, respectivamente.

$$P_{Lmag} = [\Delta B^{2,4}(k_h f_s + k_f f_s)V_{núcleo}] \quad (3.35)$$

$$P_{Lcobre} = R_L I_b^2 \quad (3.36)$$

Nota-se que ambas as perdas relacionadas com o componente magnético não dependem dos níveis de tensão de entrada ou saída, logo podem ser consideradas constante dada uma corrente de saída e uma frequência de chaveamento. Já com relação as perdas de condução dos semicondutores há uma clara dependência da tensão de entrada e de saída, como apresentados em 3.37 e 3.38, as quais expressam a corrente eficaz no interruptor e a corrente média no diodo, respectivamente.

$$I_{Srms} = \sqrt{\frac{V_b}{V_{dc}}} I_b \quad (3.37)$$

$$I_{Dmed} = \left(1 - \frac{V_b}{V_{dc}}\right) I_b \quad (3.38)$$

De acordo com as expressões acima, identifica-se que para um valor de razão cíclica próximo de um, situação em que o interruptor permanecerá um maior intervalo de tempo conduzindo a corrente de carga, as perdas geradas pelos semicondutores serão praticamente atribuídas ao interruptor, já com razão cíclica próxima de zero as perdas são conferidas ao diodo. Assim, em função dos componentes utilizados para a implementação do conversor *Buck*, foi averiguado que o diodo apresenta característica de elevada queda de tensão e logo de perdas de condução superiores ao interruptor. Por tal motivo, foi definido que o conversor, a fim de garantir uma melhor performance, não operasse com razão cíclica abaixo de 0,3.

### 3.2.1 Determinação do indutor

A expressão para a determinação da indutância do conversor *Buck* pode ser obtida ao substituir (3.32) em (3.33) e isolar a variável de interesse, obtendo-se assim 3.39

$$L_B = \frac{(V_{dc} - V_b)D_B}{\Delta I_{L_B} f_s} \quad (3.39)$$

Entretanto, a razão cíclica durante um período de recarga varia, pois a tensão da bateria aumenta enquanto a tensão do barramento permanece com valor constante. Sendo assim, se fez necessário analisar a equação 3.39 para ambos os pontos, englobando todos os bancos de bateria apresentados na Tabela 3.1. A Tabela 3.8 apresenta os valores de indutância encontrados utilizando o método acima descrito. Foi também considerado para a determinação da indutância do conversor *Buck* que o pior caso seria toda a ondulação de saída ser a mesma ondulação presente na corrente do indutor, ou seja, desconsiderando a ondulação da corrente no capacitor de saída  $C_b$ .

Ressalta-se que o valor máximo para a ondulação de corrente na saída do conversor *Buck* foi estabelecido para que o sistema apresente baixa ondulação com o carregador operando com um, dois ou três módulos. O funcionamento do sistema com mais de um módulo com operação *interleaved* será apresentado no Capítulo 4.

Nota-se pela Tabela 3.8 que a maior indutância é definida para o banco de baterias com o maior número de células em série, porém com menor capacidade. Algo esperado, pois é mais crítico manter um valor percentual baixo de ondulação para correntes menores. Assim, o limite inferior do carregador proposto, em função da máxima ondulação percentual, é para bancos de baterias de 12S (44,4 V) com capacidade igual a 4500 mAh, porém o conversor funciona normalmente para taxas de carga menores, como é mostrado na Figura 3.13 c), possuindo apenas um valor percentual de ondulação maior, o que não acarreta grandes problemas visto que a corrente de saída é baixa.

### 3.2.1.1 Projeto do Indutor

Com o valor da indutância máxima definida, se passa ao projeto físico do indutor de saída do conversor *Buck*. Porém, o valor crítico de corrente a qual o indutor deverá operar não, necessariamente, ocorre para o ponto de operação para a qual a indutância foi escolhida. Dessa forma se fez necessário calcular a corrente eficaz e máxima para todos os bancos de baterias a fim de averiguar o pior caso.

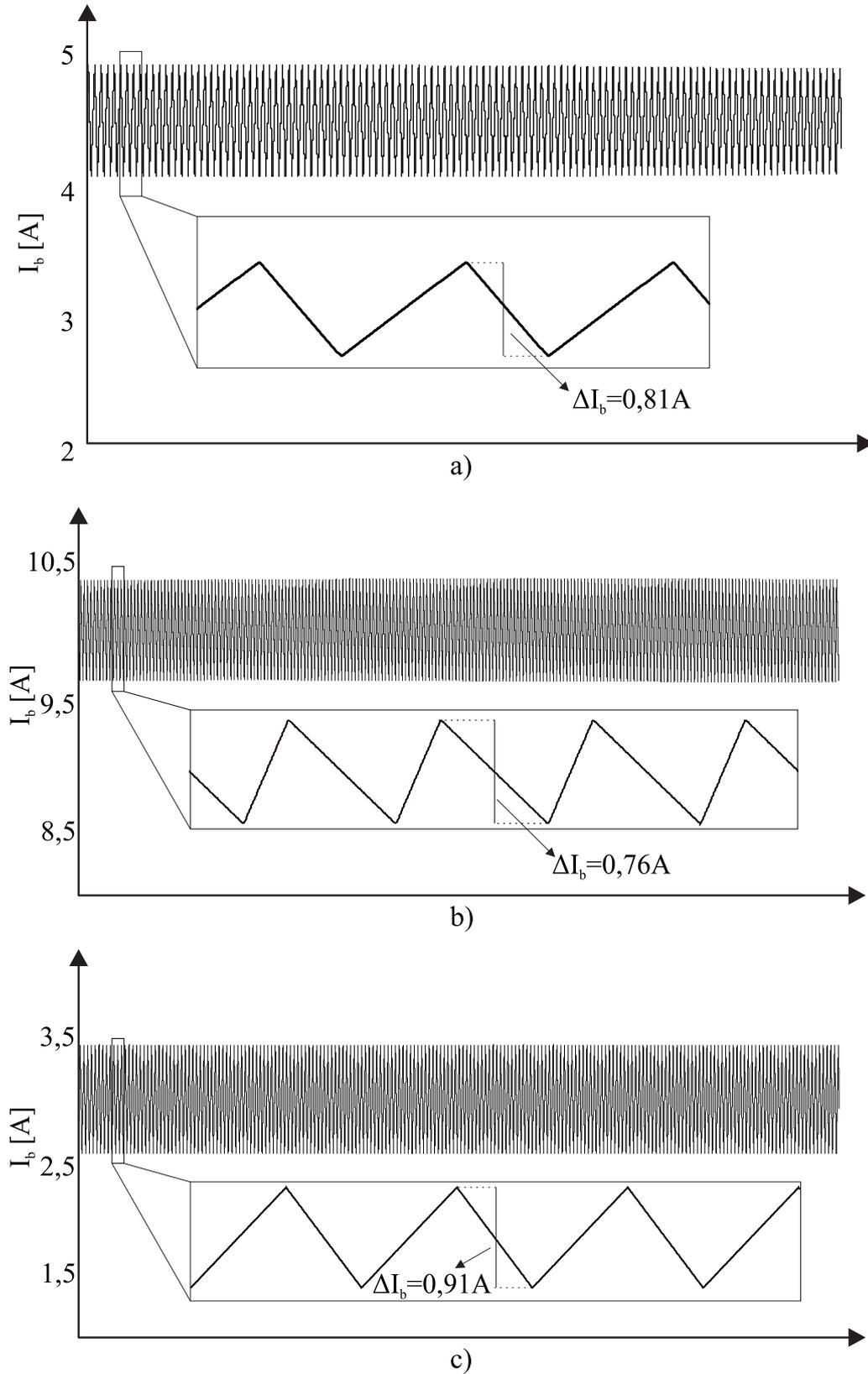
Os valores críticos de corrente eficaz e máxima ocorrem para a carga do banco de baterias do *Prime Air* da *Amazon*, a qual é realizada em 10 A, enquanto o máximo valor de indutância foi dimensionado para a carga do banco de baterias do *F420*. Neste ponto é necessário enfatizar que as baterias de 18000 mAh, 22000 mAh e 22000 mAh, do *Griflion M8*, *Notuzi X85* e *Skylle*, respectivamente, serão carregadas com mais de um módulo, o que reduz a corrente eficaz em cada indutor de saída.

Com os valores de indutância e corrente calculados foi projetado e construído o indutor do conversor *Buck*, o qual é exibido na Figura 3.14.

Tabela 3.8 – Seleção do indutor do conversor *Buck*

Parâmetros de aeronaves remotamente pilotadas					
Modelo	Capacidade (mAh)	Tensão Nom. (V)	Tensão Máx. (V)	$L_B$ $D_{Bmin}$ (mH)	$L_B$ $D_{Bmax}$ (mH)
V1100	22000	44,4	50,40	0,501	0,517
R1000 RTK	14000	44,4	50,4	0,512	0,525
F420	4500	44,4	50,4	0,559	0 510
Voyager 5	4500	22,2	25,2	0,362	0,361
MG-1P	12000	44,4	50,4	0,537	0,534
MG-1S	12000	44,4	50,4	0,537	0,534
Mavic 2 Enterpri- sem	3850	18,5	21	0,342	0,339
Anafi USA	3400	11,1	12,6	0,260	0,265
Typhoon H	5250	14,8	16,8	0,247	0,258
Anafi Mark 3	3400	11,1	12,6	0,260	0,265
Prime Air	10000	22,2	25,2	0,224	0,241
Anafi AI	6800	11,1	12,6	0,164	0,176
H520-G	5250	14,8	16,8	0,247	0,258
AltaX	16000	44,4	50,4	0,552	0,534
Poseidon PRO 480	4500	22,2	25,2	0,362	0,361
M690L Multifunc- tional	6000	22,2	25,2	0,314	0,325
M470L Multicop- ter	6000	22,2	25,2	0,314	0,325
Griffion M8	18000	44,4	50,4	0,537	0,534
Notuzi X85	22000	44,4	50,4	0,501	0,517
Skylle	22000	44,4	50,4	0,501	0,517

Figura 3.13 – Ondulação da corrente no indutor do converso *Buck*. a) Bateria de Lipo 12S/4,5Ah. b) Bateria de Lipo 6S/10Ah. c) Bateria de Lipo 12S/3Ah.



Fonte: Autor.

Figura 3.14 – Indutor projetado para cada módulo do conversor cc-cc *Buck*.



Fonte: Autor.

### 3.2.2 Determinação do capacitor de saída

Para o dimensionamento do capacitor de saída,  $C_B$  é necessário encontrar a variação da carga elétrica,  $\Delta Q$  no componente durante um período de comutação, a qual é definida de acordo com a equação 3.40,

$$\Delta Q = \frac{\Delta I_{L_B}}{8 \cdot f_s} \quad (3.40)$$

tendo que,

$$\Delta Q = C_B \cdot \Delta V_b \quad (3.41)$$

Definindo um valor máximo para a ondulação de tensão no valor de 2%, a fim de garantir que não ocorra picos de sobretensão nos terminais da bateria, obtém-se o capacitor de saída do conversor cc-cc *Buck*,

$$C_B = \frac{V_b \cdot (1 - D)}{8 \cdot L_B \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_b} \quad (3.42)$$

As expressões dos esforços de tensão e corrente de todos os componentes do conversor cc-cc *Buck* foram estimadas para o piores casos e estão dispostas na planilha no Apêndice B.

## 3.3 Técnica *Interleaved*

Com o objetivo de desenvolver um carregador capaz de carregar uma vasta quantidade de baterias utilizadas em aeronave se faz necessário que as topologias processem, eficientemente, quantidades diferentes de potência para diversos níveis de tensões e corrente de saída. Para solucionar esse ponto se definiu pela utilização de três módulos, em configuração *interleaved*, os quais são capazes de processar a potência necessária para a

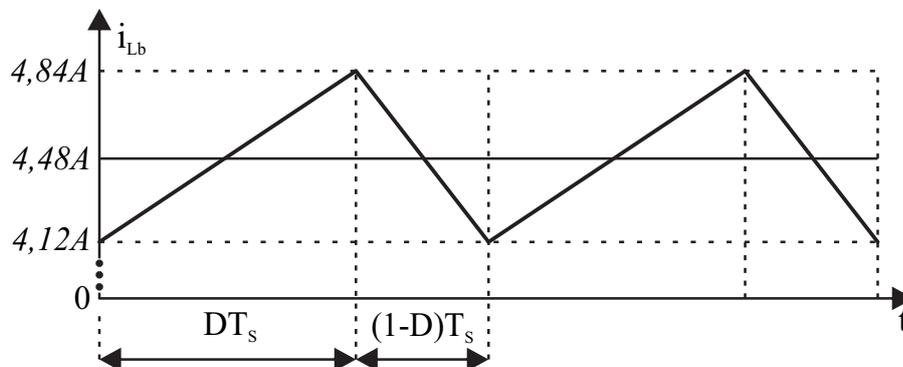
carga de um banco de bateria de 44,4 V(12S) e 22000 mAh, já para a carga de um banco de 11,1 V(3S)/3400 mAh, apenas um módulo é necessário. Os níveis de tensão e potência de carga para cada banco de bateria selecionado está apresentada na Figura 3.1.

Além de possibilitar um valor maior de potência processada, a técnica *interleaved*, na qual o interruptor de cada módulo é comandado por um sinal defasado de  $2\pi/n$  (em que  $n$  é o número de módulos operando) (MIWA, 1992), reduz a ondulação da corrente da bateria em relação a ondulação no componente magnético de saída enquanto a frequência aumenta em  $n$  vezes (ZUMEL et al., 2004).

É devido a esse motivo que o ponto mais crítico da ondulação da corrente no indutor do conversor *cc-cc Buck* ocorre quando apenas um módulo está em operação e o sistema não opera em *interleaving*. Para o banco de baterias do drone R1000 RTK da *Walkera*, o qual apresenta um nível de tensão nominal de 44,4 V e capacidade de 14000 mAh, dois módulos são necessários para efetuar o carregamento com uma taxa de carga de 1C, assim, mesmo com a corrente nominal de cada indutor sendo maior, pelo fato de ter dois módulos funcionando, a ondulação de corrente no componente magnético pode ser até duas vezes maior que a ondulação na bateria determinada anteriormente, o que possibilita a utilização de um componente com menor indutância, mesmo processando mais potência.

A fim de exemplificar o funcionamento do sistema operando em *interleaved*, as Figuras 3.15 e 3.16 apresentam as formas de onda da corrente injetada na bateria e no indutor de saída durante a carga de dois bancos de baterias. A Figura 3.15 exibe a corrente no indutor, a qual é a mesma da bateria, pois apenas um módulo está sendo utilizado, durante a recarga do banco de baterias da aeronave *Voyager 5*, da *Walkera*. Já na Figura 3.16 são mostradas as formas de onda em cada um dos indutores, para a carga dessa bateria dois módulos são necessários, e a corrente injetada na bateria, a qual apresenta menor ondulação e o dobro da frequência de comutação.

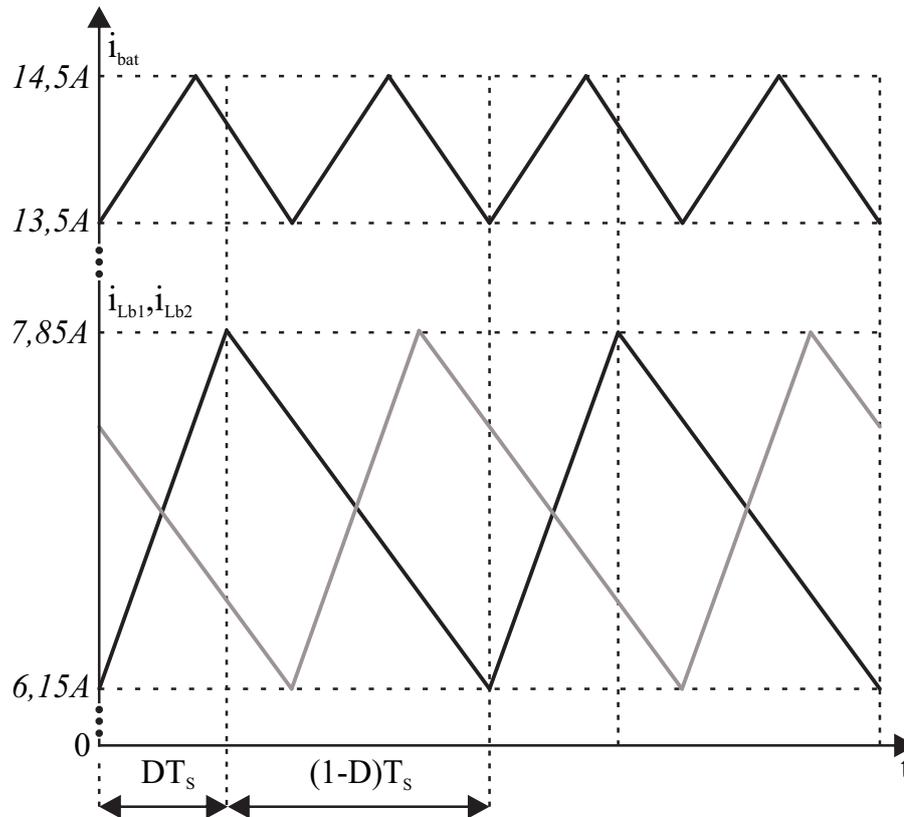
Figura 3.15 – Forma de onda da corrente no indutor no conversor *Buck* durante a carga de um banco de bateria de 44,4 V/4500 mAh.



Fonte: Autor.

Os mesmos fenômenos podem ser averiguados nas correntes conduzidas pelos indutores de entrada do retificador SEPIC, as quais, por estarem defasadas uma em relação

Figura 3.16 – Forma de onda da corrente nos indutores dos conversores *Buck* e a corrente injetada na bateria durante a carga de um banco de bateria de 44,4 V/14000 mAh.



Fonte: Autor.

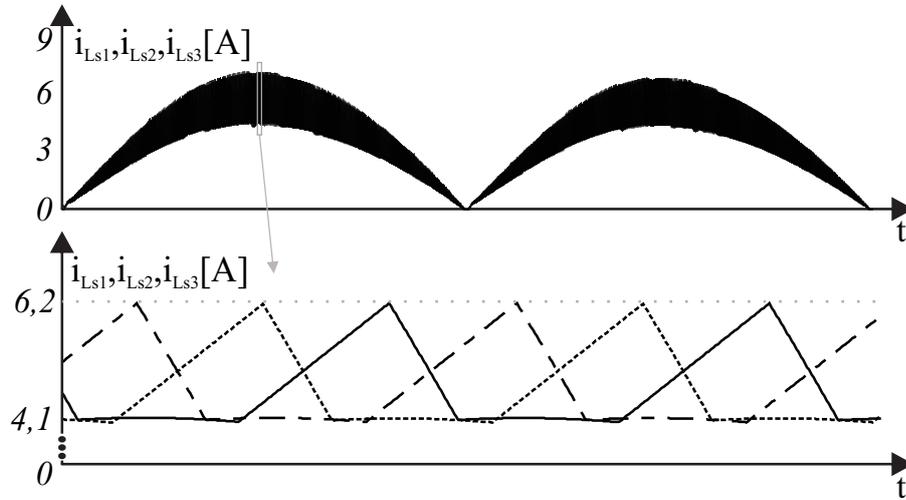
a outra reduzem a ondulação da corrente de entrada, aumentando o fator de potência do sistema, e aumentam a frequência da ondulação, reduzindo o tamanho do filtro de entrada caso esse seja necessário. As Figuras 3.17 e 3.18 apresentam as formas de ondas defasadas em  $120^\circ$  das correntes nos indutores de entrada e a corrente da rede elétrica durante a carga de um banco de baterias de 44,4 V/22000 mAh, respectivamente.

### 3.4 Funcionamento do Sistema

Como supracitado, o carregador de estudo apresenta três módulos, em que cada um é formado por um retificador SEPIC e um conversor cc-cc *Buck*. O retificador opera no modo de condução descontínua enquanto o conversor cc-cc *Buck* no modo de condução contínua. Os módulos estão interligados entre si, em paralelo, na entrada do sistema, no barramento capacitivo, o qual conecta o retificador ao conversor, e na saída conectada ao banco de baterias.

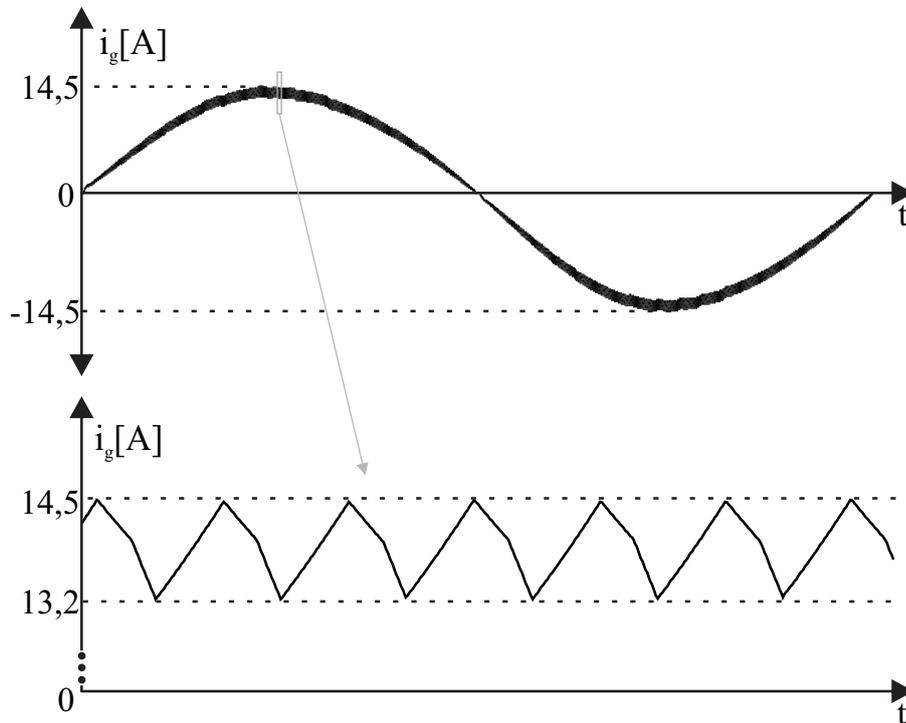
Cada um dos módulos foi projetado para processar uma potência nominal de 400 W, logo, se um banco de baterias necessita de maior potência para uma recarga com taxa de 1C, mais de um módulo entra em operação. O carregador apresenta um sistema de controle, o qual é apresentado em detalhes no Capítulo 4, composto por três malhas. O retificador SEPIC controla a tensão de saída ( $V_{dc}$ ), enquanto o conversor cc-cc *Buck* apresenta duas

Figura 3.17 – Forma de onda das correntes no indutor no retificador SEPIC durante a carga de um banco de bateria de 44,4 V/22000 mAh com três módulos operando.



Fonte: Autor.

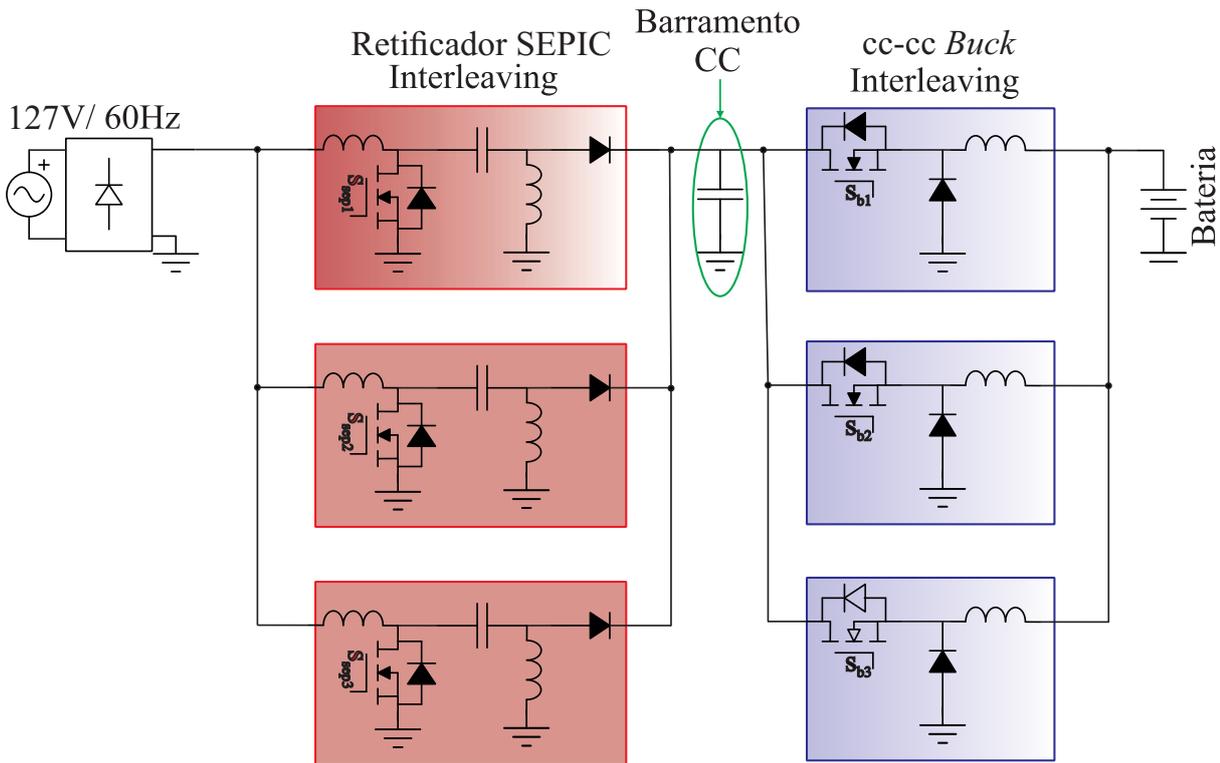
Figura 3.18 – Forma de onda das correntes no indutor no retificador SEPIC durante a carga de um banco de bateria de 44,4 V/22000 mAh com três módulos operando.



Fonte: Autor.

malhas de controle (corrente e tensão de saída) para realizar o método de carga CC-CV. A representação completa, com todos os módulos, do carregador já exibida previamente na Figura 3.2 é novamente apresentada na Figura 3.19.

Figura 3.19 – Sistema completo proposto.



Fonte: Autor.

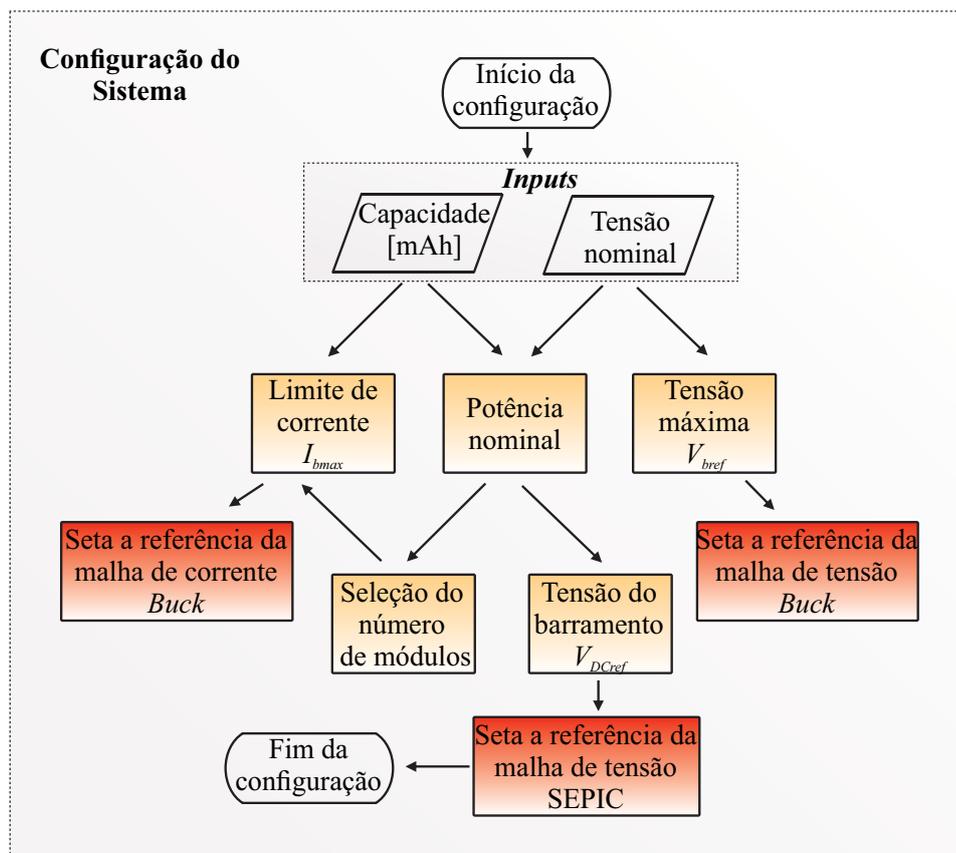
### 3.4.1 Processo de inicialização

Para a operação correta do sistema, primeiramente, o usuário deve fornecer os parâmetros do banco de baterias (número de células em série/nível de tensão e capacidade), os quais são obtidos no corpo da bateria ou em contato com o fabricante da mesma. Com tais dados o sistema calcula a potência máxima que será processada, seleciona o número de módulos utilizados e os níveis de referência para o controle da tensão no barramento com a utilização da equação 3.17. Os níveis de referência para as malhas de corrente e tensão de saída são obtidos dos parâmetros fornecidos (capacidade - referência para a corrente de carga e número de células - referência para a tensão de saída). Logo após, o sistema entra em operação, inicialmente com os interruptores do retificador SEPIC e do conversor *cc-cc Buck* bloqueados, a fim de carregar o capacitor do barramento até 90% do valor calculado inicialmente.

Quando a tensão no capacitor atinge o valor definido, ambos conversores entram em operação. O retificador começa a operar no modo de condução descontínuo regulando a tensão do barramento. Enquanto o conversor *Buck* inicia o processo de carga injetando uma corrente constante (CC), a qual foi definida com base na capacidade fornecida pelo usuário, no banco de baterias. A Figura 3.20 apresenta um fluxograma do processo de inicialização do sistema.

O carregador, durante a carga, monitora a tensão na saída, para que quando esta

Figura 3.20 – Fluxograma do funcionamento do carregador.



Fonte: Autor.

atinja o valor máximo (valor máximo da tensão em uma célula multiplicado pela quantidade de células em série), o método de carregamento alterne para o de tensão constante (CV), no qual se mantém a tensão do banco de baterias constante, reduzindo a corrente injetada até um valor entre 5% a 10% da corrente fornecida previamente, momento este que a carga é finalizada.

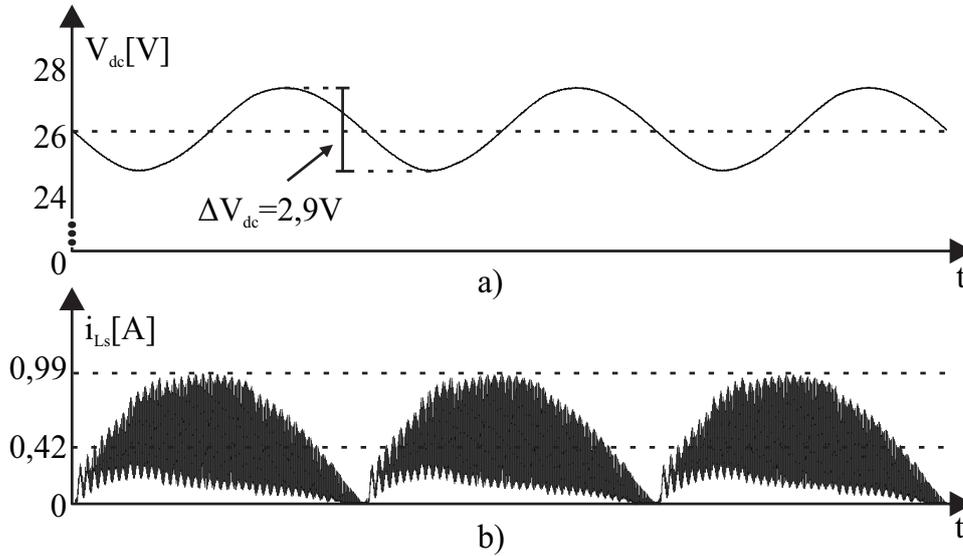
O sistema foi criado no *software PSIM* e o funcionamento para todos os bancos de baterias selecionados pode ser simulado. O circuito do carregador utilizado para as simulações está apresentado no Apêndice D.

### 3.4.2 Processo de carga de uma bateria de 11,1 V/3400 mAh

O primeiro ponto simulado foi o carregamento do banco de baterias da aeronave *Anafi Mark 3* da fabricante *Parrot*, o qual apresenta três células em série (3S - 11,1 V) e capacidade igual a 3400 mAh. As Figuras 3.21 e 3.22 apresentam as principais formas de onda durante a etapa de corrente constante neste ponto de operação.

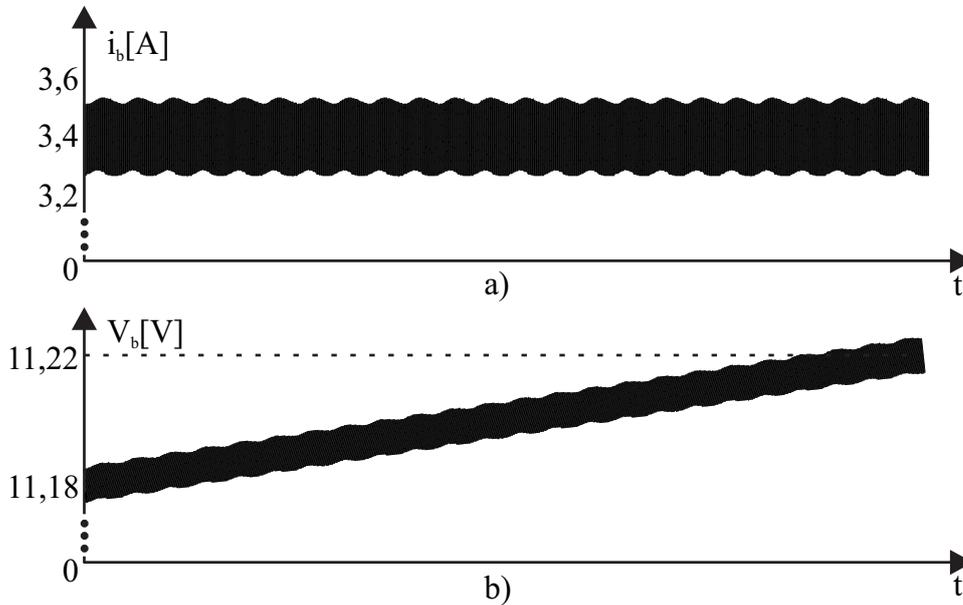
A Figura 3.21 apresenta as formas de onda da tensão no barramento (saída do retificador SEPIC) e a da corrente no indutor de entrada. Para esse ponto de operação, como já enfatizado, foi definido o valor da indutância  $L_s$ , pois o valor percentual da ondulação de corrente é o maior em relação aos outros pontos, pois é o ponto em que ocorre de menor

Figura 3.21 – Formas de onda durante a carga de uma bateria de 11,1 V/3400 mAh. a) Tensão do barramento  $V_{dc}$ . b) Corrente no indutor de entrada  $L_s$ .



Fonte: Autor.

Figura 3.22 – Formas de onda durante a carga de uma bateria de 11,1 V/3400 mAh. a) Corrente de carga na bateria. b) Tensão na bateria.



Fonte: Autor.

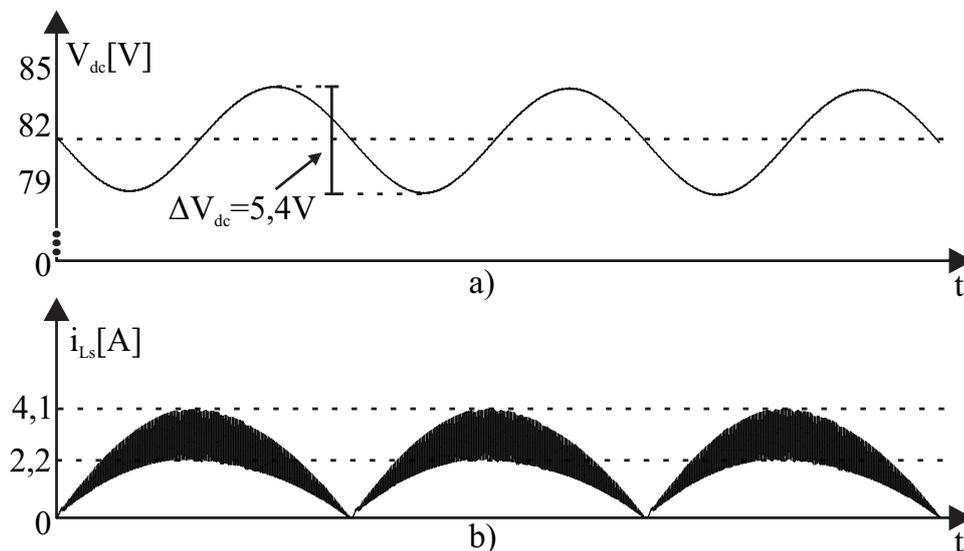
corrente processada. Os valores apresentados na Figura 3.21b) representam o nível eficaz e máximo da corrente que circula pelo indutor. O valor médio da tensão de barramento foi definido com base na potência processada pelo sistema, a qual foi definida através da potência elétrica calculado pelo número de células em série e capacidade da bateria. Por esse ser o banco de baterias que requer a menor potência entre todos os selecionados, a ondulação da tensão no barramento também é a menor. Adicionalmente, neste ponto de operação o fator de potência é inferior a todos os outros, sendo aproximadamente 0,884.

As formas de onda da corrente e da tensão nos terminais da bateria são apresentadas na Figura 3.22. Como a tensão do banco de baterias ainda não atingiu o valor máximo, o carregador está operando na etapa de corrente constante (CC) com taxa de carga igual a 1C. Ambas formas de onda apresentam uma componente, de baixa amplitude, em 120 Hz referente a ondulação do barramento apresentado na Figura 3.21, o qual, do ponto de vista do conversor cc-cc *Buck*, é a fonte de entrada. Ressalta-se aqui que o tempo de simulação das duas figuras não são os mesmos. Enquanto a Figura 3.21 apresenta apenas um ciclo e meio da rede elétrica, vários ciclos foram simulados para a obtenção das formas de onda exibidos na Figura 3.22.

### 3.4.3 Processo de carga de uma bateria de 22,2 V/10000 mAh

A simulação da carga de um banco de baterias com seis células em série (6S) e capacidade de 10000 mAh também foi realizada e as principais formas de onda estão apresentadas nas Figuras 3.23 e 3.24. Neste ponto de operação o valor da corrente de saída do conversor cc-cc *Buck* é máximo para apenas um módulo (10A), sendo este utilizado para o dimensionamento do indutor  $L_b$ . Durante a carga deste sistema de armazenamento a potência máxima processada é inferior ao limite de 400 W pré estabelecido, logo apenas um módulo está operante.

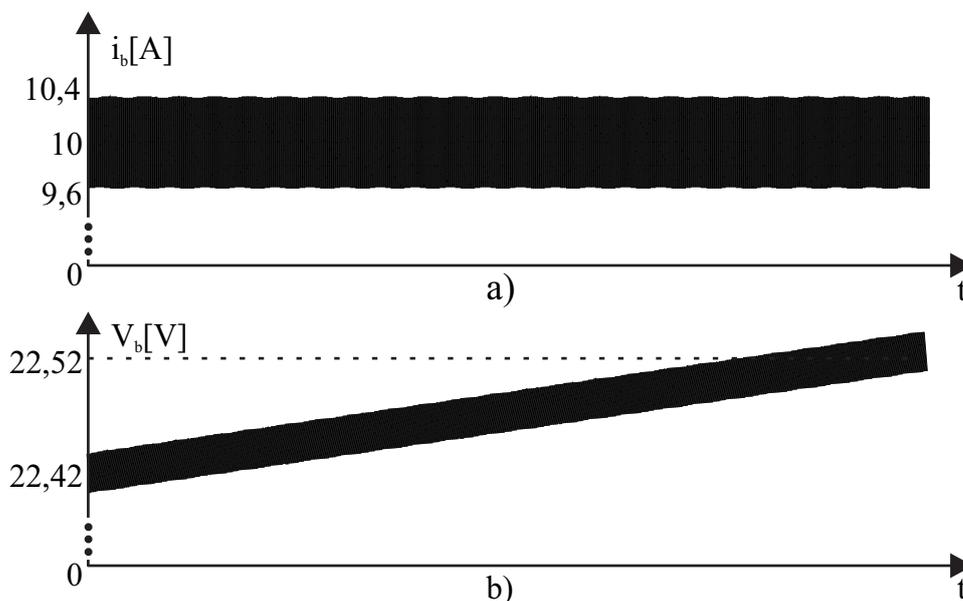
Figura 3.23 – Formas de onda durante a carga de uma bateria de 22,2 V/10000 mAh. a) Tensão do barramento  $V_{dc}$ . b) Corrente no indutor de entrada  $I_{L_s}$ .



Fonte: Autor.

O valor da tensão média no barramento foi obtido de maneira semelhante ao do primeiro ponto simulado, sendo necessário apenas informar ao sistema o número de células em série e a capacidade do banco de baterias. Pelo fato do carregador estar processando maior potência e ter mantido o mesmo valor de capacitância no barramento, apenas um módulo operando, em comparação com o teste previamente exibido, a ondulação da tensão no barramento é maior. Neste ponto de operação a corrente no indutor de entrada do

Figura 3.24 – Formas de onda durante a carga de uma bateria de 22,2 V/10000 mAh. a) Corrente de carga na bateria. b) Tensão na bateria.



Fonte: Autor.

retificador SEPIC já apresenta um formato mais próximo a uma senoide retificada, o que garante, neste caso, um fator de potência mais elevado em comparação ao último ponto simulado. Neste ponto de operação o fator de potência obtido através do *software PSIM* foi de 0,98.

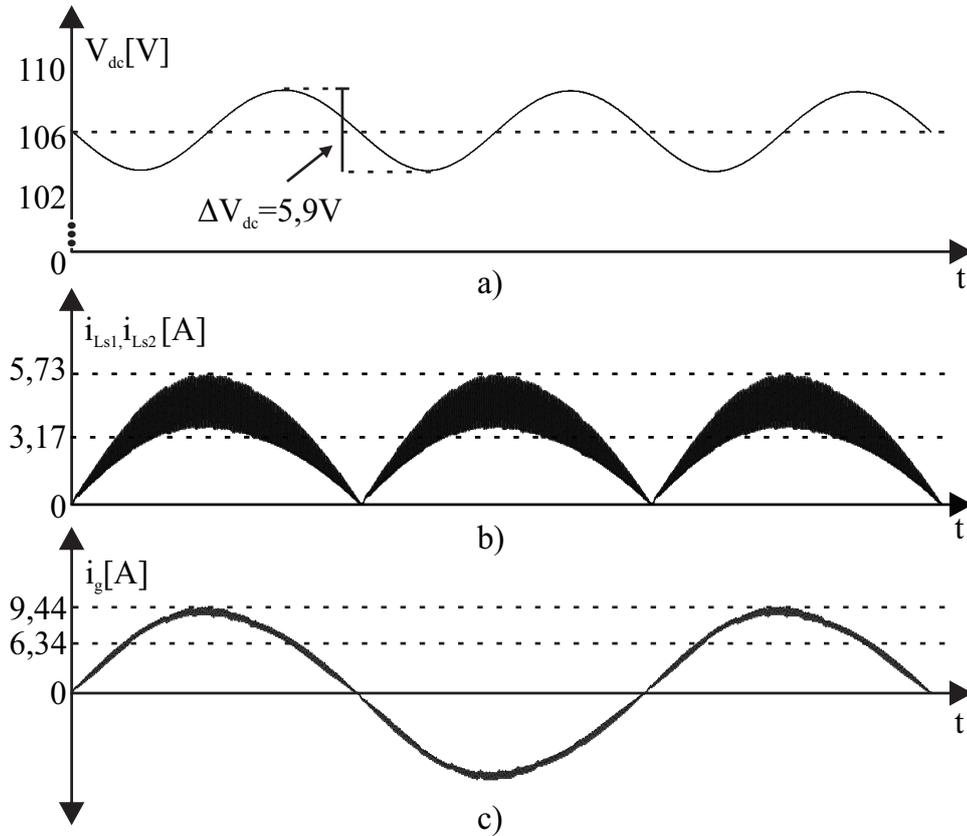
Outra análise possível de ser realizada é com relação a ondulação da corrente de saída do conversor cc-cc *Buck*. No segundo ponto de teste a ondulação é maior que no primeiro (0,57 A e 0,23 A, respectivamente) pois em ambos os casos apenas um módulo está operando e a corrente de saída é maior na simulação de carregamento da bateria do *Amazon Prime Air* (22,2 V/3400 mAh).

#### 3.4.4 Processo de carga de uma bateria de 44,4 V/14000 mAh

O sistema operando com mais de um módulo também foi simulado. As Figuras 3.25 e 3.26 apresentam as principais formas de ondas para a carga de um banco de baterias utilizado na aeronave R1000 da *Walkera*, a qual possui doze células em série (12S) e capacidade de 14000 mAh. Neste ponto de operação dois módulos operam em *interleaving*, pois a potência processada é superior a 400 W e inferior a 800 W. O fato dos módulos operarem com defasagem na modulação acarreta em uma redução na ondulação da corrente de entrada do sistema e da fornecida à bateria, como pode ser visualizado nas Figuras 3.25c) e 3.26b), respectivamente.

Para a carga do sistema armazenador presente no R1000 cada módulo processa em torno de 350 W, assim, mesmo com o dobro da capacitância, dois módulos conectados em paralelo, a ondulação na tensão do barramento (Figura 3.25a) é superior ao valor encontrado

Figura 3.25 – Formas de onda durante a carga de uma bateria de 44,4 V/14000 mAh. a) Tensão do barramento  $V_{dc}$ . b) Corrente nos indutores de entrada  $L_{s1}$  e  $L_{s2}$ . c) Corrente na entrada do retificador proveniente da rede elétrica.



Fonte: Autor.

na simulação do banco de baterias de 22,2 V/1000 mAh apresentado previamente.

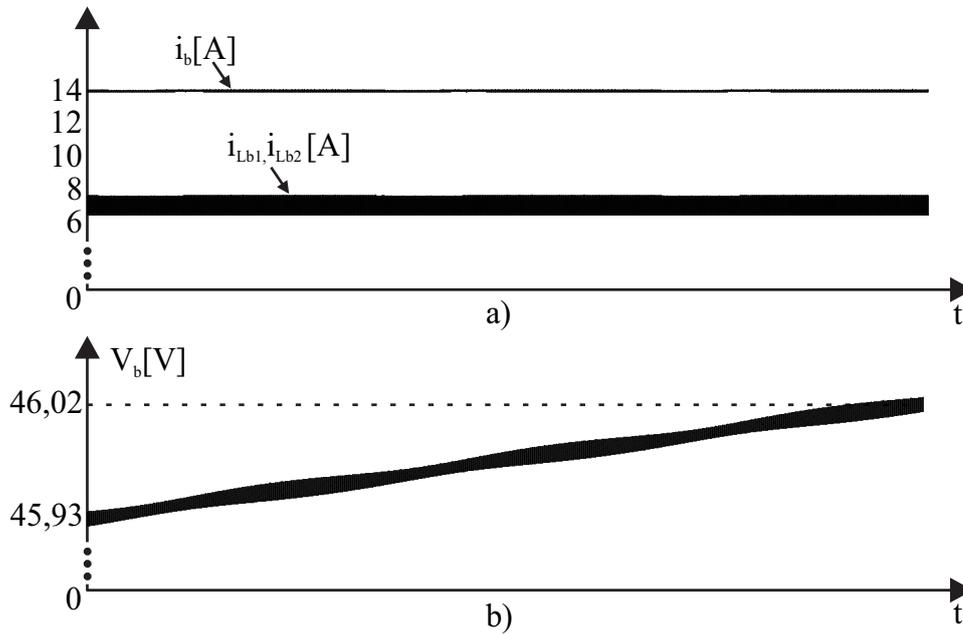
Por fim, ressalta-se que as Figuras 3.25b) e 3.26a) mostram as formas de onda das correntes que fluem nos dois indutores de entrada e nos dois de saída, respectivamente. Em ambos os casos, os indutores conduzem o mesmo nível de corrente elétrica, garantindo uma distribuição satisfatória de potência entre os dois módulos em operação, além de, como previamente comentado, reduzir a ondulação da corrente de entrada e saída do sistema. A baixa ondulação gerada na corrente de entrada acarreta em um elevado fator de potência, 0,998 nesse ponto de operação.

### 3.4.5 Processo de carga de uma bateria de 44,4 V/22000 mAh

O último ponto simulado e apresentado neste capítulo refere-se à carga do banco de bateria de maior capacidade entre os selecionados, é o sistema de armazenamento presente no drone *Skylle* da *MicroMulticopter Aviation*, o qual possui doze células em série e capacidade de 22000 mAh. As Figuras 3.27 e 3.28 exibem as principais formas de onda para este ponto de operação.

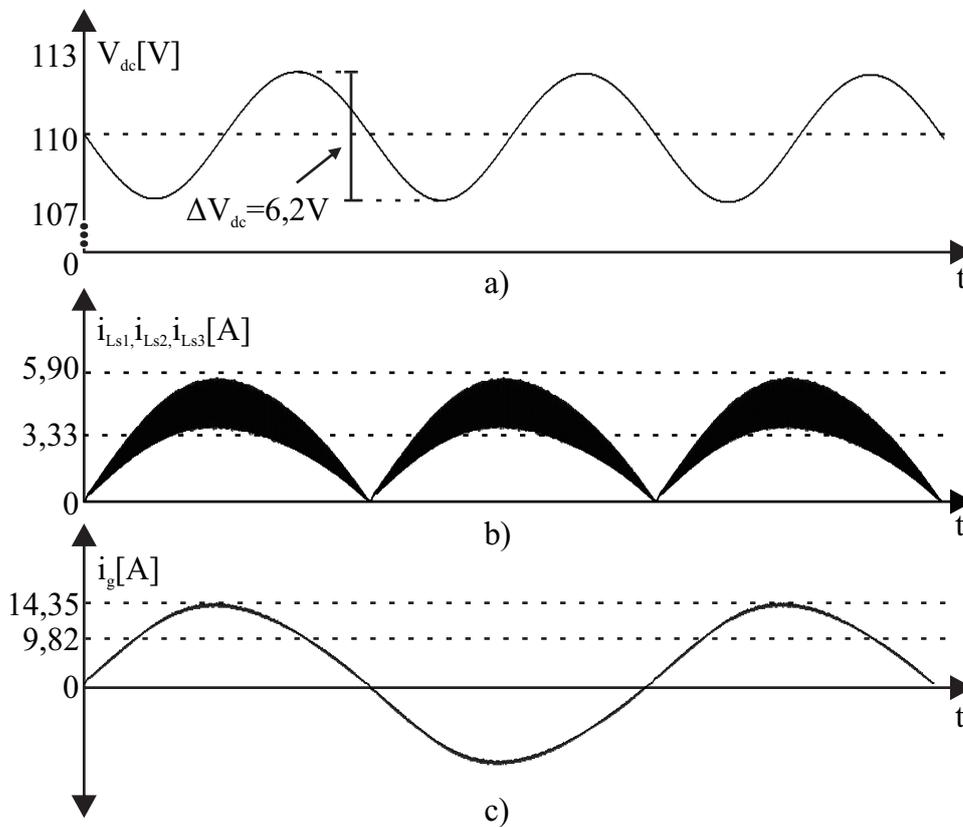
Para a carga deste banco de baterias é necessário que os três módulos operem, o

Figura 3.26 – Formas de onda durante a carga de uma bateria de 44,4 V/14000 mAh. a) Corrente de carga nos indutores do conversor *Buck* e na bateria. b) Tensão na bateria.



Fonte: Autor.

Figura 3.27 – Formas de onda durante a carga de uma bateria de 44,4 V/22000 mAh. a) Tensão do barramento  $V_{dc}$ . b) Corrente nos indutores de entrada  $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$  e  $L_{s3}$ . c) Corrente na entrada do retificador proveniente da rede elétrica.

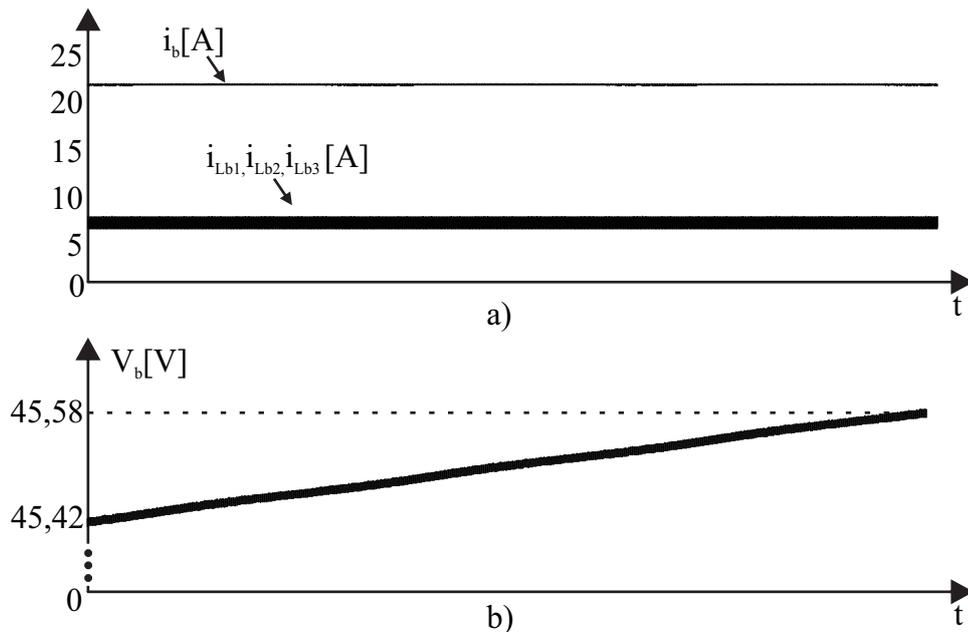


Fonte: Autor.

que resulta em uma potência processada em cada um de aproximadamente 370 W. Por esse motivo, a corrente individual dos indutores do retificador SEPIC e do conversor cc-cc *Buck*, como também a ondulação da tensão no barramento são semelhantes ao da carga do banco de baterias do R1000, apresentado anteriormente. Entretanto, a corrente da rede elétrica (Figura 3.27c) e a corrente fornecida ao banco de baterias apresentam valores maiores, pois três módulos estão operando ao invés de apenas dois.

As correntes de entrada e de saída do carregador apresentam baixa ondulação devido ao fato dos módulos operarem intercalados. Nesse ponto de operação, com três módulos operando, a defasagem da portadora é de  $120^\circ$ , diferentemente de quando se operam apenas dois módulos ( $180^\circ$ ). De modo semelhante ao apresentado no terceiro ponto simulado, a baixa ondulação de corrente na entrada garante um elevado fator de potência para esse ponto de operação (0,999).

Figura 3.28 – Formas de onda durante a carga de uma bateria de 44,4 V/22000 mAh. a) Corrente de carga nos indutores do conversor *Buck* e na bateria. b) Tensão na bateria.



Fonte: Autor.

### 3.5 Análise da solução diante de diferentes níveis de recarga

Além dos pontos de operação simulados apresentados na seção anterior, a recarga de todos os outros bancos de baterias também foram simuladas. Os principais parâmetros de corrente e tensão de todos os pontos simulados estão apresentados na Tabela 3.9. De acordo com os dados exibidos na Tabela 3.9 alguns pontos podem ser observados:

- Conforme o esperado, à medida que a potência processada por um módulo aumenta, a tensão no barramento também aumenta. Isso é necessário para garantir que o retificador SEPIC opere sempre no modo de condução descontínua.

- O sistema apresenta um melhor fator de potência quando opera com mais módulos intercalados.
- Para uma mesma quantidade de módulos em operação, quanto maior a potência processada, maior é o fator de potência do carregador.
- A ondulação de corrente de recarga se manteve dentro dos limites pré-estabelecidos no projeto.
- A ondulação da tensão no barramento também permaneceu dentro dos limites definidos pelo projeto.

### 3.6 Conclusão

Inicialmente, este capítulo abordou a operação básica do sistema completo e os bancos de baterias selecionados para o estudo. Posteriormente foram apresentados, individualmente, as topologias que compõem o carregador, além do dimensionamento e esforços de cada componente presente em cada conversor. Após, um breve estudo e comportamento do sistema utilizando a técnica *interleaving* foi descrito. Em sequência foram apresentados resultados de simulação do carregador e as principais formas de onda para quatro pontos de operação distintos, sendo esses críticos para a seleção dos componentes utilizados e por fim foi apresentado um comparativo dos valores de corrente e tensão obtidos através de simulação durante a recarga de todos os bancos de baterias previamente estimados.

Tabela 3.9 – Parâmetros dos modelos comerciais de aeronaves remotamente pilotadas.

Principais parâmetros obtidos por simulação dos bancos de baterias carregados							
Modelo	$V_{dc}$ [V]	$\Delta V_{dc}$ [V]	$Fp$	$I_{Ls_{rms}}$ [A]	$I_{B_{rms}}$ [A]	$I_b$ [A]	$\Delta I_b$ [A]
V1100	110	6,2	0,999	3,35	7,34	22,0	0,14
R1000 RTK	106	5,9	0,998	3,09	7,0	14,0	0,14
F420	75,6	5,1	0,976	1,92	4,5	4,5	0,59
Voyager 5	45,9	4,1	0,950	0,96	4,3	4,3	0,39
MG-1P	93,6	5,7	0,997	2,63	6,0	12,0	0,03
MG-1S	93,6	5,7	0,997	2,63	6,0	12,0	0,03
Mavic 2 Enterprise	38,2	3,7	0,934	0,74	3,85	3,85	0,34
Anafi USA	26,2	2,9	0,884	0,43	3,4	3,4	0,23
Typhoon H	40,4	3,9	0,942	0,82	5,25	5,25	0,33
Anafi Mark 3	26,2	2,9	0,884	0,43	3,4	3,4	0,23
Prime Air	81,6	5,4	0,980	2,26	10,0	10,0	0,57
Anafi AI	39,6	4,1	0,943	0,83	6,8	6,8	0,29
H520-G	40,4	3,9	0,942	0,82	5,25	5,25	0,33
AltaX	85,6	5,6	0,998	2,38	5,34	16,0	0,12
Poseidon PRO 480	47,3	4,2	0,952	1,01	4,5	4,5	0,40
M690L Multifunctional	57,0	4,70	0,964	1,34	6,0	6,0	0,47
M470L Multicopter	57,0	4,70	0,964	1,34	6,0	6,0	0,47
Griflion M8	93,6	5,83	0,998	2,70	6,0	18,0	0,13
Notuzi X85	110	6,2	0,999	3,35	7,34	22,0	0,14
Skylle	110	6,2	0,999	3,35	7,34	22,0	0,14



## Capítulo 4

# Modelagem e Controle do Sistema

### 4.1 Introdução

O capítulo a seguir descreve sobre a funcionalidade das malhas de controle empregadas e as técnicas para a obtenção das plantas de cada um dos conversores estudados e dos compensadores utilizados.

O retificador SEPIC deve garantir que a corrente de entrada esteja em fase com a tensão e com baixas distorções harmônicas, além de controlar o nível de tensão no barramento. O conversor cc-cc *Buck* é responsável pelo carregamento da bateria, inicialmente o sistema opera na etapa de corrente constante, ponto esse em que o controle deve garantir que a corrente nominal seja fornecida com baixas ondulações. Quando o nível de tensão máximo do banco é atingido, o conversor passa a operar com tensão constante, segunda etapa do método de carga. Nesse instante o controle é responsável por manter a tensão fixa enquanto a corrente se reduz até 10% do valor nominal, momento em que a carga se encerra. A Figura 4.1 apresenta o fluxograma do funcionamento do carregador de estudo.

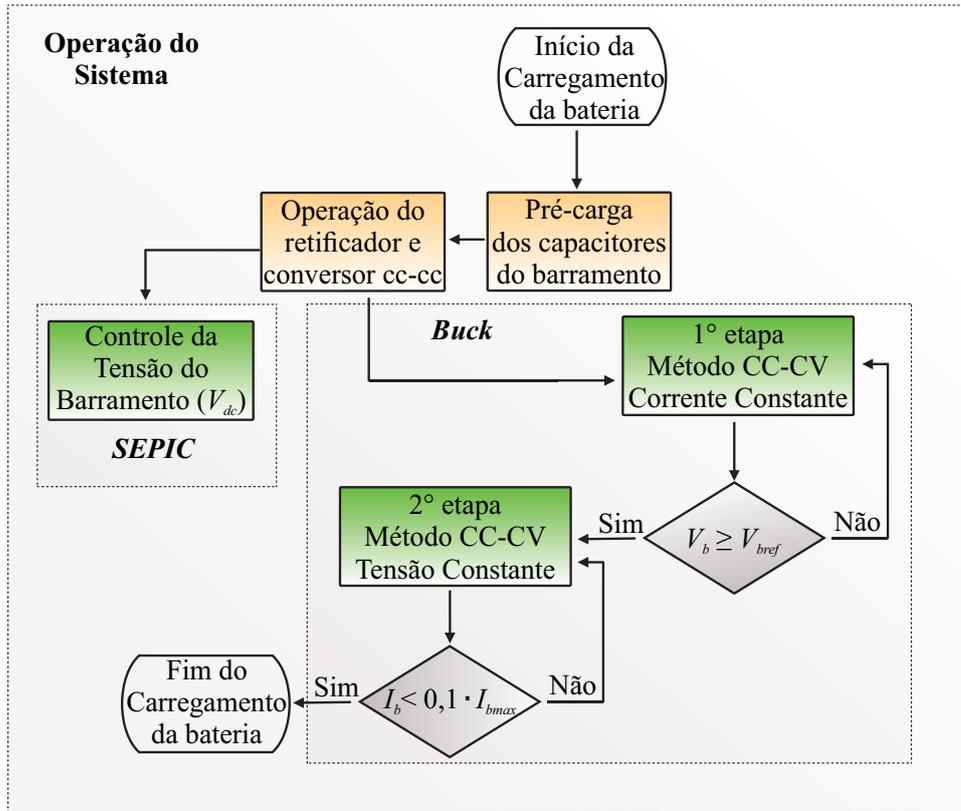
Esse capítulo está dividido em duas seções, inicialmente é abordado o processo realizado para a obtenção da planta de tensão do retificador SEPIC, os modelos são comparados ao sistema comutado e os compensadores são dimensionados visando atender todos os pontos de operação. Após, é feita a análise do controle para o conversor cc-cc *Buck*, plantas de tensão e corrente de saída são obtidas, comparadas ao sistema chaveado e os compensadores são selecionados.

### 4.2 Retificador SEPIC

Como previamente estabelecido, uma das funções do retificador SEPIC é garantir que a corrente de entrada esteja em fase com a tensão e com baixas distorções harmônicas, ou, que o fator de potência do sistema seja o mais próximo ao unitário. Para a análise desse ponto, se faz necessário, inicialmente, averiguar a corrente média de saída do retificador, a qual possui o mesmo valor que a corrente média no diodo,  $D_s$ , apresentada na Figura 4.3.

Considerando um sistema ideal, com 100% de eficiência, pode-se afirmar que,

Figura 4.1 – Fluxograma do funcionamento do carregador.



Fonte: Autor.

$$P_i = P_o \quad (4.1)$$

De acordo com (SIMONETTI; SEBASTIAN; UCEDA, 1997), a equação 4.1 pode ser reescrita da seguinte maneira para valores médios,

$$V_i(t)i_i(t) = V_p \text{sen}(wt)i_i(t) = V_{dc}i_{Dmed} \quad (4.2)$$

Substituindo 3.29 em 4.2 e isolando a corrente de entrada obtêm-se 4.3

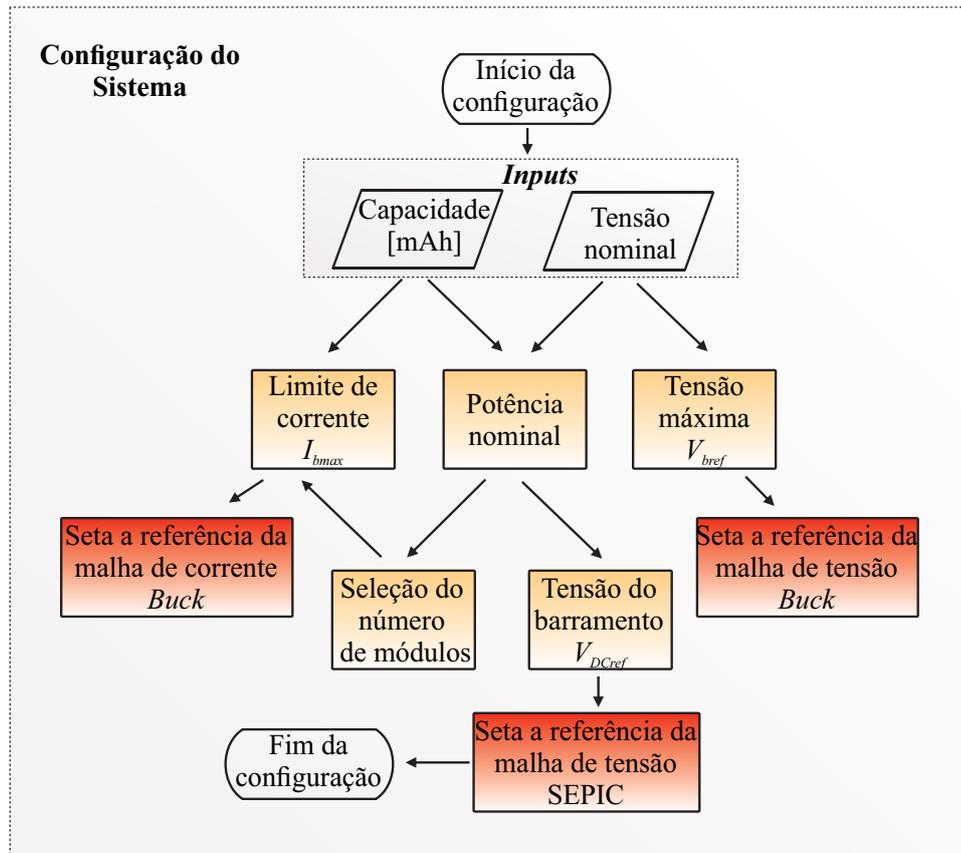
$$i_i(t) = \frac{V_{dc}V_p^2D^2}{2L_{eq}f_sV_{dc}V_p} \text{sen}(wt) = \frac{V_pD^2}{2L_{eq}f_s} \text{sen}(wt) \quad (4.3)$$

logo, o valor de pico da corrente de entrada é definido por

$$I_{ip} = \frac{V_pD^2}{2L_{eq}f_s} \quad (4.4)$$

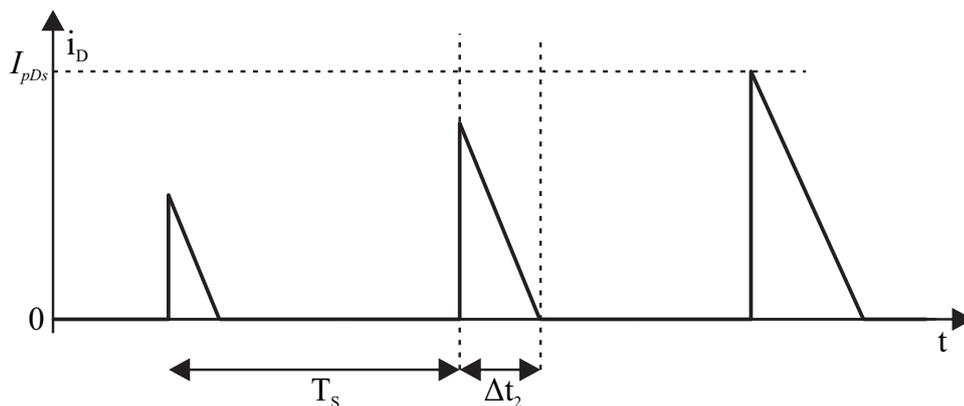
Pela equação 4.3 observa-se que o retificador SEPIC, quando operando no modo de condução descontínuo, apresenta uma corrente de entrada, em teoria, perfeitamente senoidal, tendo o valor de pico dependente do valor máximo da tensão de entrada, da frequência de comutação, razão cíclica e da indutância equivalente, todos parâmetros constantes e pré-definidos no projeto do retificador.

Figura 4.2 – Fluxograma do funcionamento do carregador.



Fonte: Autor.

Figura 4.3 – Forma de onda da corrente no diodo do retificador SEPIC



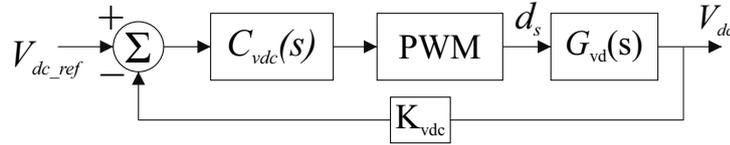
Fonte: Autor.

Assim, pode-se concluir que ao operar o retificador SEPIC no MCD não se faz necessário uma malha de controle para a corrente de entrada pois esta segue naturalmente a forma de onda da tensão da rede elétrica, dessa forma apenas a tensão de saída do retificador será controlada neste trabalho, reduzindo de maneira significativa o número de sensores e cálculos computacionais.

O controle da tensão do barramento é necessário para que não se tenha alteração no valor médio da mesma, decorrente da variação de potência no conversor cc-cc *Buck* ou

outra perturbação externa. Um divisor resistivo é utilizado para mensurar o valor da tensão no barramento, o qual é comparado com o sinal de referência, e erro é então compensando a fim de se garantir um valor médio constante na tensão de saída do retificador. A Figura 4.4 apresenta o diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada no retificador SEPIC.

Figura 4.4 – Diagrama de blocos da malha de controle utilizada do retificador SEPIC.



Fonte: Autor.

### 4.2.1 Modelagem

A fim de se obter um adequado controle em malha fechada é necessário determinar a função de transferência da tensão de saída do retificador SEPIC, a qual pode ser encontrada por diversas maneiras, entretanto, à depender de certas características do conversor, alguns métodos de modelagem se tornam mais triviais de serem aplicados. Para o retificador SEPIC operando em DCM, uma abordagem que simplifica a análise e que mesmo assim possibilita bons resultados é a modelagem através da abordagem CIECA (*Current Injected Equivalent Circuit Approach*)(CHETTY, 1982).

Para a realização dessa abordagem, inicialmente, se faz necessário identificar a parte não linear do circuito a ser modelado e linearizá-la obtendo o equacionamento da corrente média, para o caso do retificador SEPIC, no interruptor. Dessa maneira a obtenção do conjunto de equações que modelam o conversor podem ser obtidas de maneira mais simples.

O comportamento dinâmico do conversor é obtido através de várias perturbações de baixa amplitude no ponto de operação em regime permanente. Tais perturbações devem apresentar um valor muito menor do que as grandezas em regime do sistema.

Dessa maneira, aplicando essas variações de pequeno sinal na razão cíclica, nas tensões e correntes de entrada e saída na equação 3.29, a qual é apresentada novamente em 4.5 e que equaciona o corrente média na saída do retificador SEPIC operando em DCM, e negligenciando os termos não lineares de segunda ordem, obtém-se a expressão 4.6.

$$I_{Dmed} = \frac{D^2 V_p^2}{4V_{dc} f_s L_{eq}} \quad (4.5)$$

$$\tilde{i}_o = j_2 \tilde{d} + g_2 \tilde{v}_{in} - \frac{1}{r_2} \tilde{v}_o \quad (4.6)$$

sendo que:

$$j_2 = \frac{V_{in}^2 DT_s}{V_o 2L_{eq}} \quad (4.7)$$

$$g_2 = \frac{V_{in} D^2 T_s}{V_o 2L_{eq}} \quad (4.8)$$

$$r_2 = \frac{V_o}{I_o} \quad (4.9)$$

Para a mesma análise, ou seja, aplicando as mesmas perturbações, porém agora na equação do valor médio da corrente de entrada 4.4 obtém-se:

$$\tilde{i}_{in} = j_1 \tilde{d} + \frac{1}{r_1} \tilde{v}_{in} \quad (4.10)$$

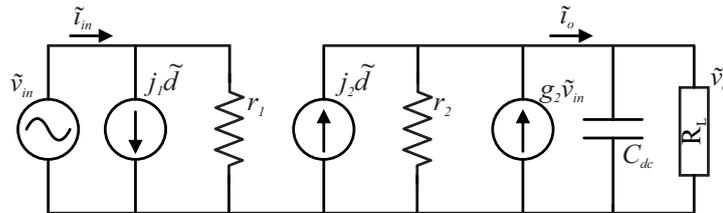
em que:

$$j_1 = \frac{V_{in} DT_s}{L_{eq}} \quad (4.11)$$

$$r_1 = \frac{2L_{eq}}{D^2 T_s} \quad (4.12)$$

As expressões 4.6 e 4.10 representam o modelo de pequenos sinais de baixa frequência do conversor SEPIC PFC em DCM. Além disso, é possível obter o circuito equivalente de pequenos sinais, o qual está apresentado na Figura 4.5

Figura 4.5 – Circuito equivalente de pequenos sinais do retificador SEPIC operando em DCM.



Fonte: Autor.

Com base no circuito equivalente é possível obter as funções de transferências desejadas do conversor modelado. Ressalta-se que a impedância equivalente de saída do modelo de pequenos sinais depende completamente da carga conectada ao retificador. Neste trabalho, por se tratar de um carregador de baterias que irá operar durante grande parte do tempo com tensão e potência, praticamente, constantes, a impedância equivalente de pequenos sinais foi considerada uma carga puramente resistiva ( $R_L$ ). Entretanto, a depender do banco de baterias à ser carregado, tal valor de resistência é alterado, necessitando de um estudo que analise todos os pontos limítrofes de operação do sistema.

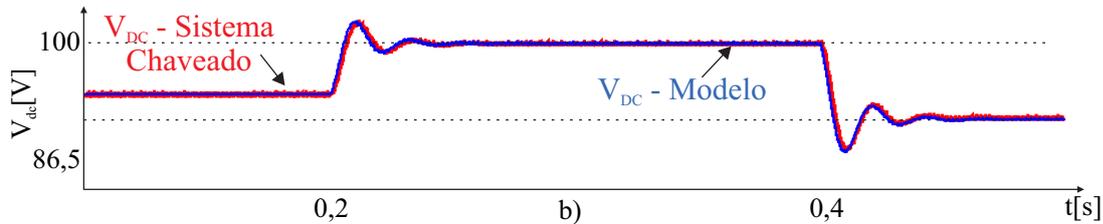
De acordo com a Figura 4.5 é possível obter a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica, a qual é apresentada em 4.13 e 4.14:

$$G_{vd}(s) = \frac{j_2}{C_{dc}s + \left(\frac{1}{r_2} + \frac{1}{R_L}\right)} \quad (4.13)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\frac{V_{in}^2 DT_s}{V_o 2L_{eq}}}{C_{dc}s + \left(\frac{1}{\frac{V_o}{I_o}} + \frac{1}{R_L}\right)} \quad (4.14)$$

A fim de consolidar a técnica, foi realizada uma simulação com o retificador SEPIC e com o modelo encontrado. Um degrau positivo e negativo na razão cíclica é aplicado com o propósito de analisar a resposta de ambos os sistemas. A Figura 4.6 apresenta o comportamento do conversor chaveado e do modelo obtido anteriormente. As formas de ondas apresentadas na Figura 4.6 foram extraídas do sistema simulado apresentado no Apêndice D.

Figura 4.6 – Comparação entre o sistema chaveado e o modelo obtido para o controle do retificador SEPIC.



Fonte: Autor.

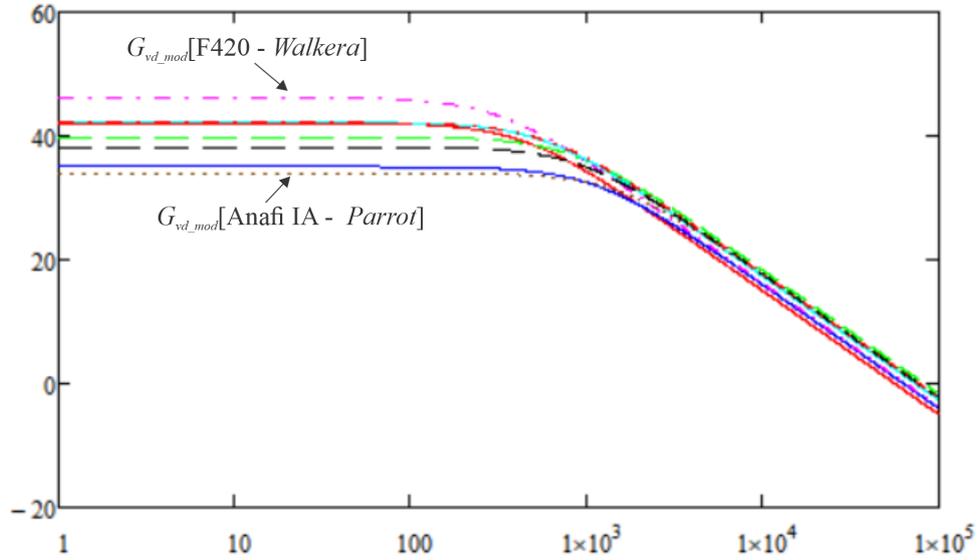
#### 4.2.2 Compensadores

O projeto do compensador para controlar a tensão no barramento do retificador SEPIC, a fim de abranger toda a faixa de pontos de operação, pode ser realizado por meio da análise em frequência. Isso envolve a construção dos diagramas de Bode de módulo e fase para todos os pontos de operação definidos, que, no caso, correspondem aos diferentes bancos de baterias. As Figuras 4.7 e 4.8 ilustram o comportamento de cada ponto de operação, com destaques para quando o sistema está carregando as baterias utilizadas no F420 da *Walkera* e o Anafi IA da *Parrot*.

A fim de obter um único compensador que conseguisse controlar adequadamente o sistema em todos os pontos de operação, optou-se para projetar um controlador que atendesse tanto os limites inferior e superior apresentados nas Figuras 4.7 e 4.8. Optou-se que o compensador utilizado fosse um proporcional integral (PI), o qual é amplamente utilizado para o controle de conversores estáticos de potência. O controlador PI aprimora a resposta transitória do sistema com a ação proporcional enquanto o erro em regime permanente é corrigido pela integrador. A equação 4.15 apresenta a função de transferência do compensador PI.

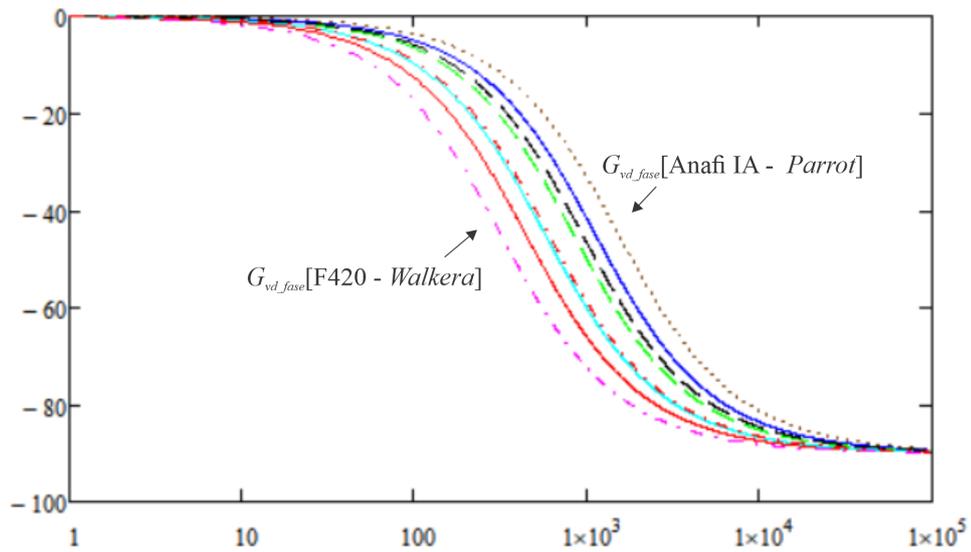
$$C_{svi}(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \quad (4.15)$$

Figura 4.7 – Diagrama de bode da função de transferência obtida para o controle do retificador SEPIC - Módulo.



Fonte: Autor.

Figura 4.8 – Diagrama de bode da função de transferência obtida para o controle do retificador SEPIC - Fase.



Fonte: Autor.

para,

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (4.16)$$

Primeiramente, para obter os parâmetros do compensador é necessário determinar a margem de fase do sistema e a frequência de corte ( $f_c$ ), a qual é recomendada que seja no mínimo uma década abaixo da frequência de comutação. Após a definição de  $f_c$  se obtém a frequência de cruzamento do sistema,

Tabela 4.1 – Parâmetros dos compensadores PI do retificador SEPIC.

Parâmetros dos compensadores	
Ganho proporcional ( $k_{cbv}$ )	62,178
Tempo integrativo ( $t_{cbv}$ )	2,7 ms

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (4.17)$$

Com o valor da frequência de cruzamento pode se determinar a frequência de margem de fase especificada e assim encontrar o tempo integrativo,  $k_i$ , do controlador.

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan[M_f - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{inc}(\omega_c))]} \quad (4.18)$$

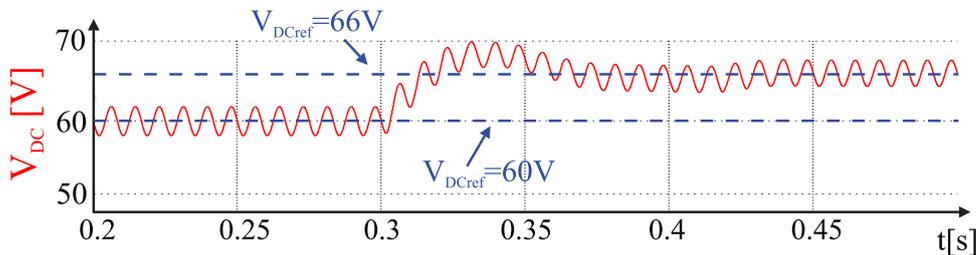
$$t_{csi} = \frac{1}{\omega_z} \quad (4.19)$$

Já o ganho do compensador pode ser definido através dos parâmetros previamente encontrados em 4.17 e 4.18,

$$K_{csi} = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} \cdot |FTLA_{inc}(\omega_c)|} \quad (4.20)$$

Após a obtenção dos ganhos do compensador conforme o cálculo apresentado, o sistema foi posto em uma simulação em que o valor de referência da malha de tensão alterava, a fim de validar o projeto. A Figura 4.9 apresenta a resposta da planta de tensão do barramento à uma variação no sinal de referência e foi obtida através do sistema simulado apresentado no Apêndice D.

Figura 4.9 – Resposta da planta de tensão do barramento CC compensada.



Fonte: Autor.

Os parâmetros do compensador obtido através do procedimento supramencionado estão apresentados na Tabela 4.1. As respostas em frequência de malha aberta compensada e não compensada da malha de tensão do barramento de saída do retificador SEPIC estão presentes no Apêndice E.

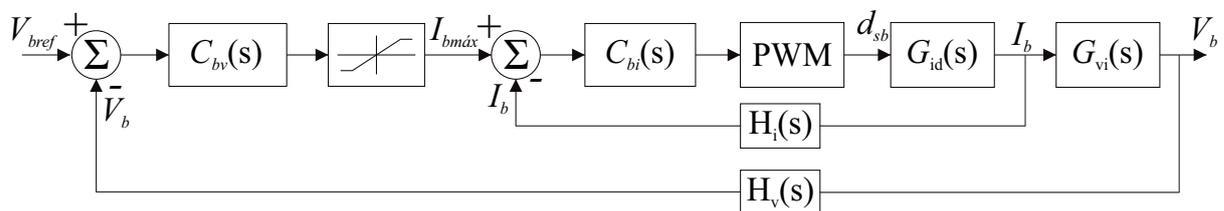
### 4.3 Conversor cc-cc Buck

O conversor *Buck* tem a finalidade de carregar o banco de baterias, o que significa controlar as variáveis de saída para que estas estejam de acordo com os limites de segurança de cada sistema de armazenamento, além de performar o método de carga de corrente constante e tensão constante (CC-CV). A técnica utilizada para realizar tanto a segurança com relação aos níveis de tensão e corrente máximos nos bancos de baterias quanto o método de carga apresenta duas malhas de controle, uma malha de corrente e uma de tensão, sendo uma interna a outra.

Supondo que a bateria esteja descarregada, com tensão nos terminais inferior a máxima, uma referência constante ( $V_{bref}$ ), de valor igual a tensão máxima do banco é aplicada a malha de tensão. Considerando que um banco de baterias apresente elevada inércia, a variação de tensão nos terminais é consideravelmente lenta em relação a uma período de chaveamento ou até mesmo da rede elétrica. Assim sendo, o erro gerado pela diferença da tensão de referência e da tensão medida nos terminais da bateria, após ser limitado pelo valor máximo de corrente de carregamento ( $I_{bmáx}$ ), se torna a referência para o controle da corrente do indutor do conversor *Buck*. Essa etapa é conhecida como corrente constante (CC) e se perdura até a tensão nos terminais da bateria atingir o valor de referência.

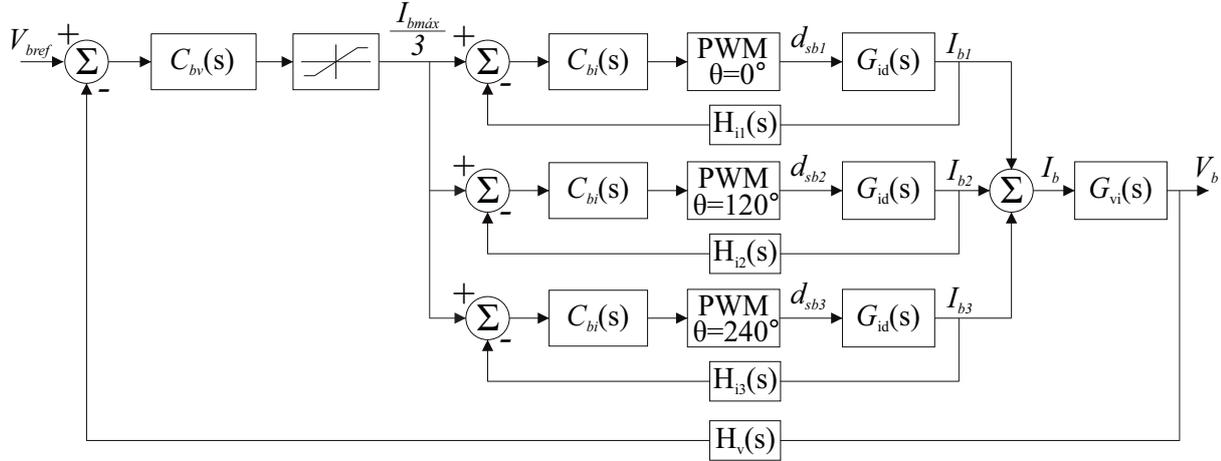
Na segunda etapa (CV), tensão constante, a malha externa controla o conversor, mantendo o nível de tensão nos terminais constante enquanto a corrente injetada é reduzida, devido ao baixo erro da planta externa, até atingir um valor de 10% do limite máximo utilizado no método anterior, quando a carga é encerrada. As Figuras 4.10 e 4.11 apresentam os diagramas de blocos da técnica de controle empregada para a operação de um e de três módulos do conversor cc-cc *Buck*, respectivamente.

Figura 4.10 – Diagrama de blocos do conversor cc-cc *Buck* com um módulo operando.



Fonte: Autor.

Nota-se pela Figura 4.11 que a malha de tensão é comum para todos os módulos enquanto a malha de corrente é individual, necessitando três sensores de corrente, a fim de garantir o equilíbrio do fluxo de carga nos indutores de cada módulo. Com relação a corrente de referência, valor máximo na saída do limitador, esta é definida com relação ao número de módulos em operação, os quais são configurados de acordo com a potência total processada durante a recarga do banco de baterias. Percebe-se ainda, que a modulação utilizada para o acionamento dos semicondutores é por largura de pulso (PWM), e que

Figura 4.11 – Diagrama de blocos do conversor cc-cc *Buck* com três módulos operando.

Fonte: Autor.

cada portadora está defasada de  $120^\circ$  em relação a anterior para que o sistema opere de modo *interleaving* como previamente mencionado.

### 4.3.1 Modelagem

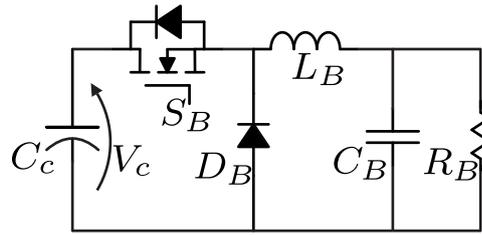
De modo similar ao realizado para o retificador SEPIC, para o adequado controle do conversor *Buck* é necessário a obtenção do modelo do comportamento dinâmico do sistema, com o qual se obtém as funções de transferências desejadas. Entretanto, para a obtenção do modelo do conversor *Buck* foi utilizada uma abordagem diferente, a técnica de espaço de estados. Essa técnica é a representação de um modelo matemático do comportamento de um sistema com múltiplas variáveis de entrada, saída e estados, as quais são relacionadas por equações diferenciais de primeiro grau. Um sistema como o conversor cc-cc *Buck* pode ser descrito pelas equações 4.21 e 4.22 para cada etapa de operação. A expressão 4.21 pode ser reescrita por 4.23 e 4.24 as quais apresentam as equações diferenciais para as etapas com o interruptor conduzindo e bloqueado, respectivamente. As expressões 4.23 e 4.24 foram obtidas através dos equacionamentos realizados no Capítulo 3.

$$\bar{\dot{x}} = A_i \cdot \bar{x} + B_i \cdot \bar{u} \quad (4.21)$$

$$\bar{y} = C \cdot \bar{x} + D \cdot \bar{u} \quad (4.22)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{LB} \\ v_{CB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_B} \\ -\frac{1}{C_B} & -\frac{1}{R_B C_B} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{LB} \\ v_{CB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_B} \\ 0 \end{bmatrix} V_c \quad (4.23)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{LB} \\ v_{CB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_B} & -\frac{1}{R_B C_B} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{LB} \\ v_{CB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_B} \\ 0 \end{bmatrix} V_c \quad (4.24)$$

Figura 4.12 – Topologia para o modelo do conversor *Buck*.

Fonte: Autor.

Para a obtenção do comportamento estático do modelo é necessário definir as matrizes médias do sistema,

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \quad (4.25)$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D) \quad (4.26)$$

$$X = -A_1^{-1} \cdot B \cdot U \quad (4.27)$$

Nota-se que ambos os sistemas, 4.23 e 4.24, são iguais, logo a matriz A é igual as matrizes  $A_1$  e  $A_2$ .

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_B} \\ \frac{-1}{C_B} & \frac{-1}{R_B C_B} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Substituindo 4.23 em 4.27 obtêm-se o comportamento estático das variáveis de saída desejadas, assim:

$$V_{C_B} = V_i \cdot D \quad (4.29)$$

$$I_{L_B} = \frac{V_i \cdot D}{R_B} \quad (4.30)$$

Para a obtenção do comportamento transitório e da função transferência de corrente a matriz C deve ser a apresentada em 4.31 e para a função de transferência da tensão igual a 4.32.

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Utilizando a expressão 4.33 e substituindo devidamente na matriz C, pode se encontrar as funções de transferência da corrente e da tensão de saída, respectivamente.

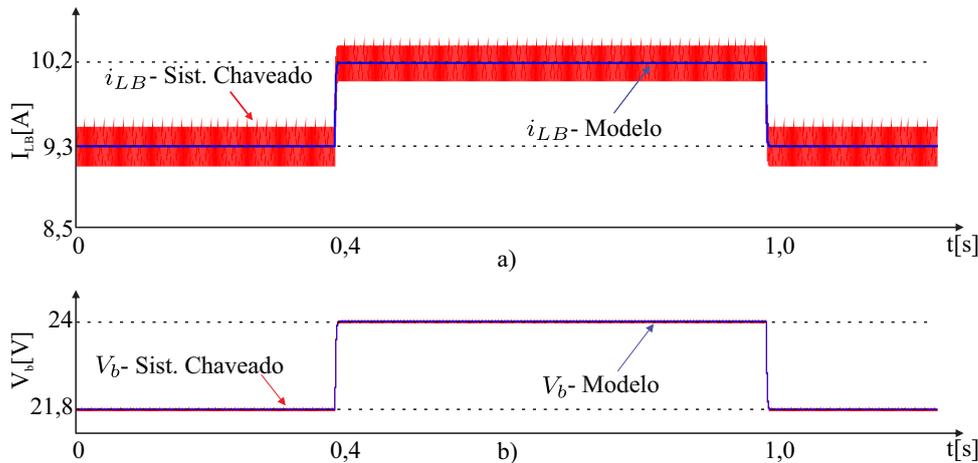
$$Y = C(sI - A)^{-1}(A_1 - A_2) \cdot \bar{x} + (B_1 - B_2) \cdot \bar{u} \quad (4.33)$$

Os modelos matemáticos encontrados foram comparados com o sistema chaveado e a resposta para um degrau positivo e negativo na razão cíclica de ambos estão presentes na Figura 4.13 a) e b), validando a análise.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta d} = V_C \frac{C_B R_B s + 1}{C_B L_B R_B s^2 + L_B s + R_B} \quad (4.34)$$

$$\frac{\Delta V_{C_B}}{\Delta d} = \frac{V_C}{L_B C_B s^2 + \frac{L_B}{R_B} s + 1} \quad (4.35)$$

Figura 4.13 – Comparação do sistema chaveado e o modelo matemático encontrado do conversor *Buck*. a) Resposta ao degrau da corrente no indutor  $L_B$ ; b) Resposta ao degrau da tensão de saída.



Fonte: Autor.

De forma semelhante ao apresentado para o retificador SEPIC, os pontos de operação escolhidos para a definição das funções de transferência de corrente e tensão são para quando o sistema está carregando os bancos de baterias utilizados no F420 da *Walkera* e o Anafi AI da *Parrot*.

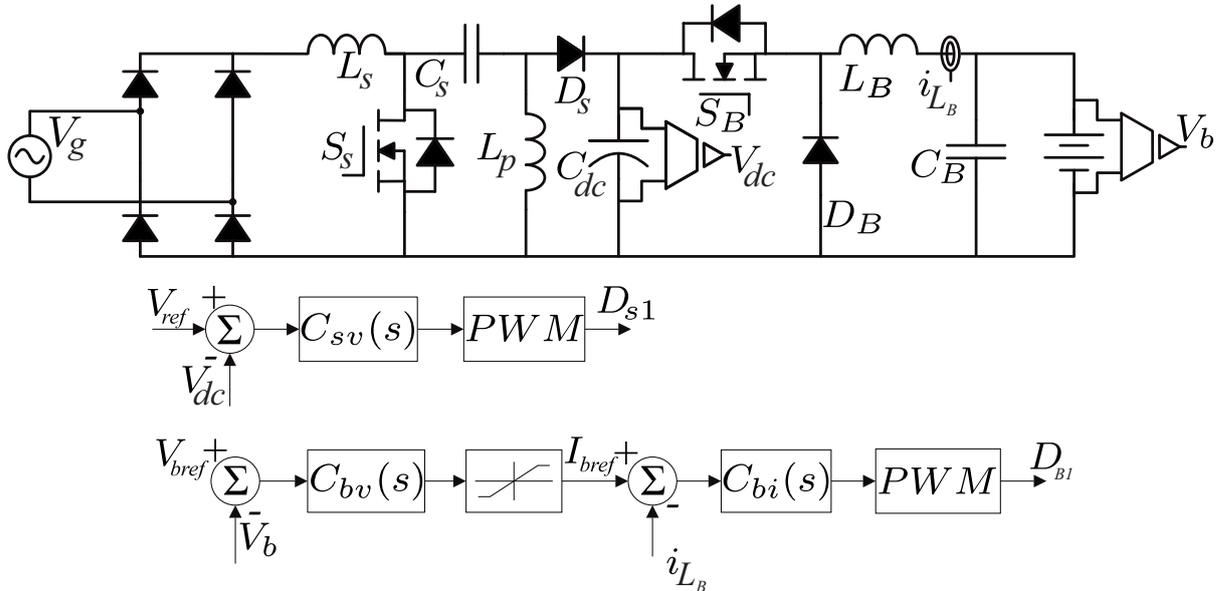
### 4.3.2 Compensadores

Para o controle das variáveis do banco de bateria, também, se optou pela utilização de dois compensadores PI,  $C_{bv}(s)$  e  $C_{bi}(s)$  conforme apresentado na Figura 4.10.

Para o adequado funcionamento das malhas de controle do conversor *Buck*, se faz necessário que ambas malhas estejam desacopladas uma da outra, o que ocorre ao operar a malha de corrente (malha interna) com uma frequência consideravelmente menor (aproximadamente uma década abaixo) que a malha de tensão. Também vale ressaltar que

as malhas de controle de ambos conversores são totalmente desacopladas, dessa maneira o projeto dos controladores do *Buck* pode ser realizado da mesma forma que foi feito para o retificador SEPIC. Os parâmetros dos compensadores obtidos estão presentes na Tabela 4.2.

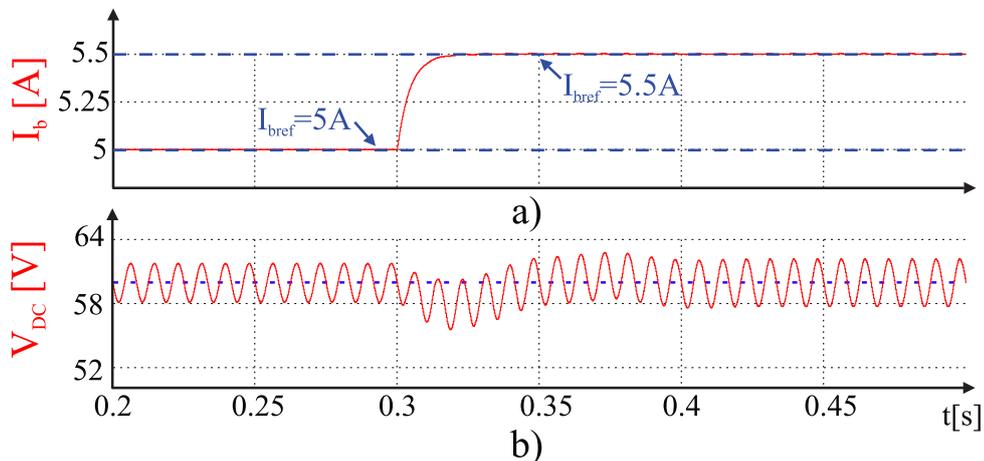
Figura 4.14 – Sistema de controle completo de um módulo.



Fonte: Autor.

De forma semelhante ao realizado para o retificador SEPIC, após a obtenção dos ganhos dos compensadores, o sistema foi simulado em uma situação em que ocorre uma variação no valor de referência da corrente de saída. Tal simulação possibilitou visualizar o comportamento da própria malha de corrente, mas também da interação com a malha do barramento do retificador. As formas de onda obtidas através dessa simulação estão apresentadas nas Figuras 4.15 a) e b), respectivamente.

Figura 4.15 – Resposta do sistema compensado para uma variação no valor de referência da corrente de saída.



Fonte: Autor.

Tabela 4.2 – Parâmetros dos compensadores PI do conversor *Buck*.

Parâmetros dos compensadores	
Ganho proporcional ( $k_{csi}$ )	0,24
Tempo integrativo ( $t_{csi}$ )	50 $\mu$ s
Ganho proporcional ( $k_{csv}$ )	0,0001
Tempo integrativo ( $t_{csv}$ )	1,4 ms

## 4.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado e explorado o fluxograma de funcionamento do sistema de carregamento, além do método interno utilizado para a seleção nos níveis de referência para as malhas de controle. Também foi ilustrado os métodos utilizados para a obtenção dos modelos tanto do retificador SEPIC, quanto para o conversor *cc-cc Buck*, além dos compensadores projetados. Figuras do comportamento do sistema modelado e comutado foram apresentadas a fim de comprovar o modelo encontrado.

## Capítulo 5

# Resultados Experimentais

### 5.1 Introdução

No capítulo em questão são apresentados os resultados experimentais do protótipo do carregador de baterias para aeronaves remotamente pilotadas. O capítulo inicia mostrando as placas de circuito impresso que foram projetadas e construídas especificamente para os testes, além da descrição da bancada de teste utilizada. Em seguida, o trabalho detalha os resultados dos testes realizados em laboratório, nos quais o sistema foi operado. Cinco pontos de operação distintos foram testados e as principais curvas de corrente e tensão de cada módulo são retratadas. Cada ponto é discutido em uma seção e as principais formas de onda são apresentadas.

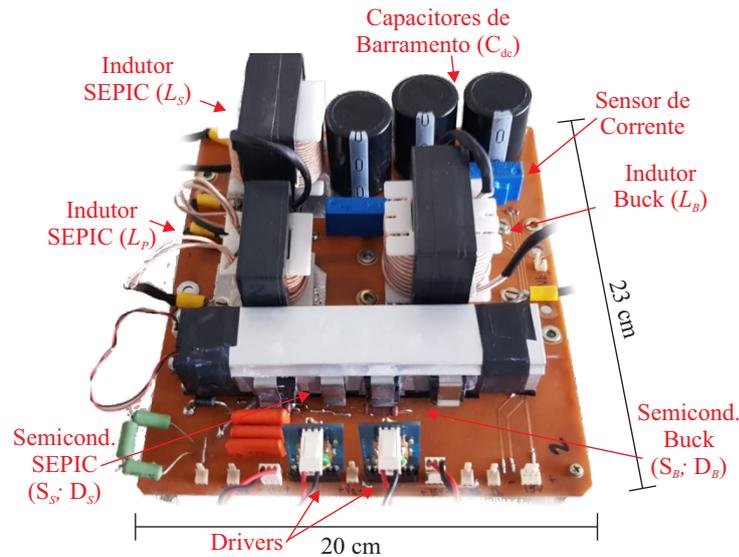
### 5.2 Protótipo

O protótipo projetado como carregador de baterias é composto por três módulos operando em interleaving. Logo, a fim de se obter uma melhor modulabilidade de testes, foi implementada uma placa composta por um retificador SEPIC e um conversor cc-cc *Buck*, e isso foi definido como um módulo. Dessa forma três placas idênticas foram fresadas, montadas e testadas, primeiramente, individualmente e posteriormente operando em conjunto. A Figura 5.1 apresenta um dos módulos montados com a indicação dos principais componentes.

Percebe-se pela Figura 5.1 que a placa apresenta três indutores (dois do retificador SEPIC e um do conversor *Buck*) e apenas um único dissipador com os quatro semicondutores presentes em um módulo (interruptor e diodo do retificador SEPIC e do conversor cc-cc). Nota-se a presença de um sensor de corrente, dois *drivers* para acionamento dos MOSFETs e os capacitores do barramento  $V_{dc}$ . O capacitor de acoplamento do retificador e de saída do conversor *Buck* estão localizados na parte inferior da placa. Na Tabela 5.1 estão exibidos os valores de capacitância e indutância desses componentes selecionados e construídos para a implementação do módulo 1, além do *partnumber* de cada um dos semicondutores e sensor utilizados.

A Tabela 5.2 apresenta uma comparação dos valores de indutância dos indutores

Figura 5.1 – Protótipo construído - placa de circuito impresso do módulo 2.



Fonte: Autor.

Tabela 5.1 – Componentes utilizados na construção do módulo 1.

Componentes utilizados no módulo 1	
Componente	Valor
Indutor de Entrada - SEPIC ( $L_s$ )	634,2 $\mu$ H
Capacitor de Acoplamento - SEPIC ( $C_s$ )	1,5 $\mu$ F
Interruptor - SEPIC ( $S_s$ )	SPW47N60C2
Diodo - SEPIC ( $D_s$ )	STTH3010
Indutor de Saída SEPIC ( $L_p$ )	71,2 $\mu$ H
Capacitor de Barramento ( $C_{dc}$ )	3x470 $\mu$ F
Indutor de Saída - Buck ( $L_b$ )	550,8 $\mu$ H
Capacitor de Saída - Buck ( $C_b$ )	22 $\mu$ F
Interruptor - Buck ( $S_b$ )	IPW65R080CFD
Diodo - Buck ( $D_b$ )	DSEI60-06A
Sensor de Corrente	LAH 25-NP

utilizados nos retificadores SEPIC em cada um dos módulos construídos. É importante destacar que todos os indutores foram montados no próprio laboratório. A discrepância observada entre os valores era antecipada, uma vez que se deve às variações nos núcleos utilizados, bem como às limitações inerentes à montagem manual.

Nota-se também que o erro permaneceu consideravelmente baixo, pois pegando os indutores do módulo 1 como referência, os erros máximos obtidos para o indutor de entrada  $L_s$  e para o indutor de saída  $L_p$  foram de 5% e 3%, respectivamente.

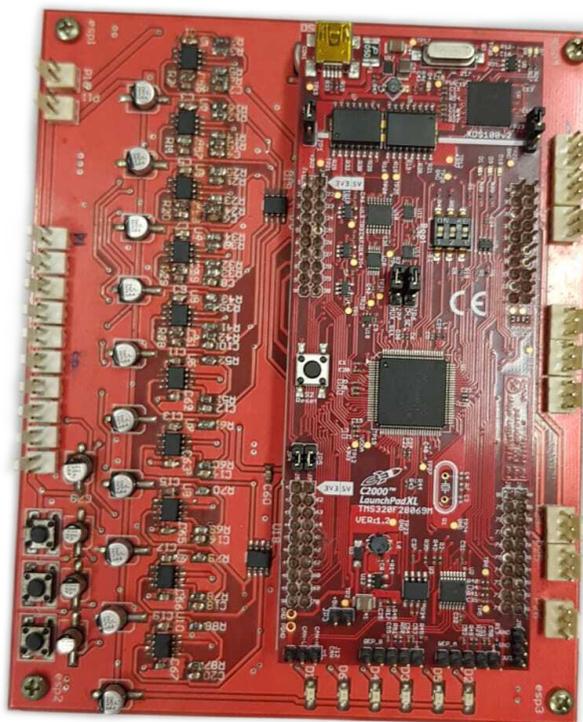
Tabela 5.2 – Comparação dos valores de indutância utilizadas em cada módulo.

Valores das indutâncias em cada módulo			
Componente	Mod. 1	Mod. 2	Mod. 3
Indutor de entrada - SEPIC ( $L_s$ )	634,2 $\mu$ H	629,3 $\mu$ H	632,1 $\mu$ H
Indutor de saída - SEPIC ( $L_p$ )	71,2 $\mu$ H	70,4 $\mu$ H	72,5 $\mu$ H
Indutor - Buck ( $L_b$ )	550,8 $\mu$ H	548,2 $\mu$ H	547,3 $\mu$ H

Os sinais medidos foram condicionados em uma placa externa. Os esquemáticos dos circuitos eletrônicos, utilizados para a conversão dos níveis dos sinais medidos à valores adequados aos conversores analógicos digitais presentes no microprocessador e as planilhas de cálculo realizadas, estão dispostos no Apêndice F e G, respectivamente. A Figura 5.2 exibe uma imagem da placa de condicionamento utilizada.

O kit de desenvolvimento TMS3269M da texas instruments também foi conectado na placa de condicionamento e utilizado para o processamento das variáveis lidas, pela inicialização do sistema e pelo controle de cada um dos conversores. O código desenvolvido está apresentado no Apêndice H.

Figura 5.2 – Placa de circuito impresso responsável pelo condicionamento dos sinais de tensão e corrente medidos.



Fonte: Autor.

Além do módulo com os conversores, da placa de condicionamento e do kit de

desenvolvimento, foi utilizada uma fonte externa composta por diversos reguladores lineares de tensão, os quais adequam o nível de tensão para 15 V, 12 V, 5 V e 3,3 V. Tais níveis de tensão são usados para alimentar os drivers dos semicondutores, o cooler do dissipador, o sensor de corrente, os circuitos de condicionamento e o kit de desenvolvimento. A Figura 5.3 apresenta a bancada utilizada e a estrutura montada para os testes experimentais realizados.

Para a alimentação do sistema foi optado por empregar uma fonte de tensão alternada controlada em vez de depender diretamente da rede elétrica, visando reforçar a segurança durante os testes.

Figura 5.3 – Bancada montada utilizada nos ensaios experimentais.



Fonte: Autor.

## 5.3 Testes Experimentais

Os ensaios foram realizados com uma fonte AC regulável (modelo Agilent 6813B), a fim de agregar mais proteção ao invés de conectar o sistema diretamente na rede elétrica e uma carga resistiva variável com o objetivo de emular diversos bancos de baterias. Os testes realizados objetivavam analisar o início da recarga e o funcionamento em um ponto de carga para alguns bancos de baterias selecionados, logo a utilização de uma resistência como carga não interfere em tal análise. Para a medição das variáveis de tensão e corrente durante os experimentos foi utilizado o osciloscópio da *Textronix* DPO 50-54 e para a medição do fator de potência se utilizou o wattímetro da *Yokogawa* WT230.

### 5.3.1 1º Ponto de Operação

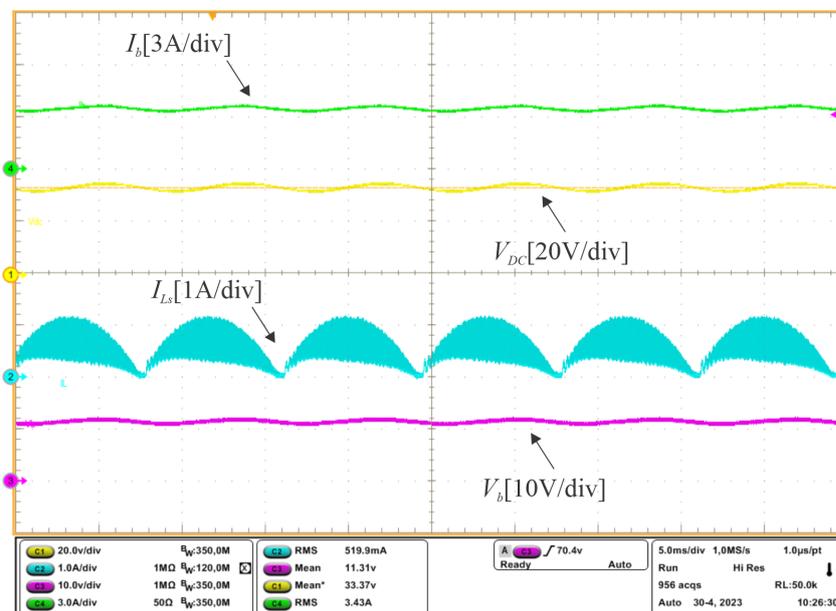
O primeiro ponto de teste envolveu o estágio de carregamento em corrente constante (CC) de um banco de baterias 3S (11,1 V)/3400 mAh. Para carregar esse conjunto, apenas um módulo é utilizado, enquanto os outros dois estão desconectados. O microprocessador recebe informações sobre a tensão nominal e a capacidade da bateria, e com base nesses dados, realiza cálculos internos para determinar o valor de referência da tensão de saída do retificador SEPIC (30 V), o valor de pré-carga dos capacitores do barramento (21 V -

70% do valor de referência da tensão do barramento) e o valor de referência da tensão e corrente de saída do conversor Buck (12,6 V e 3,4 A).

Inicialmente, a corrente de carga da bateria é mantida em zero, pois o sistema habilita apenas o interruptor do conversor Buck após a pré-carga dos capacitores do barramento. Assim que a tensão no barramento atinge o valor estabelecido para a pré-carga, tanto o retificador SEPIC quanto o conversor cc-cc entram em funcionamento.

Após a pré-carga e o início da operação, o sistema se comporta conforme esperado e observado na simulação. A corrente no indutor  $L_s$  possui uma componente senoidal retificada, enquanto o nível de tensão no barramento permanece constante ao longo de todo o teste. Por ser o ponto de operação com o menor processamento de potência, o qual representa o pior caso para a definição do valor da indutância, a corrente no indutor de entrada do retificador SEPIC apresenta uma elevada distorção, acarretando em um baixo fator de potência (0,8945). A Figura 5.4 exibe as formas de onda da corrente no indutor  $L_s$ , da tensão no barramento  $V_{DC}$  e da corrente e tensão na saída do módulo. Ademais, a Figura 5.5 mostra as formas de onda da corrente e tensão na rede elétrica durante esse ponto de operação.

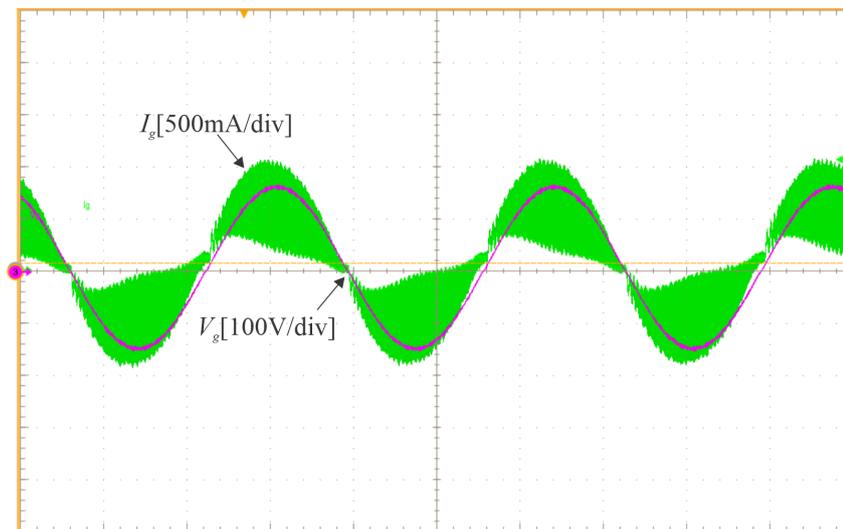
Figura 5.4 – Formas de onda da corrente no indutor  $L_s$ , da tensão do barramento e da corrente de saída de saída do conversor *Buck* durante a carga de um banco de baterias 3S/3,4 Ah.



Fonte: Autor.

No ponto de operação em questão, a corrente de carga da bateria apresentou um valor médio igual ao valor de referência estabelecido para este ponto, que corresponde a uma taxa de carga de 1C. Além disso, a ondulação da corrente ficou dentro do limite estabelecido no projeto do indutor (0,32 A), indicando um comportamento adequado do sistema. A Figura 5.6 apresenta com detalhes a ondulação da corrente na saída do

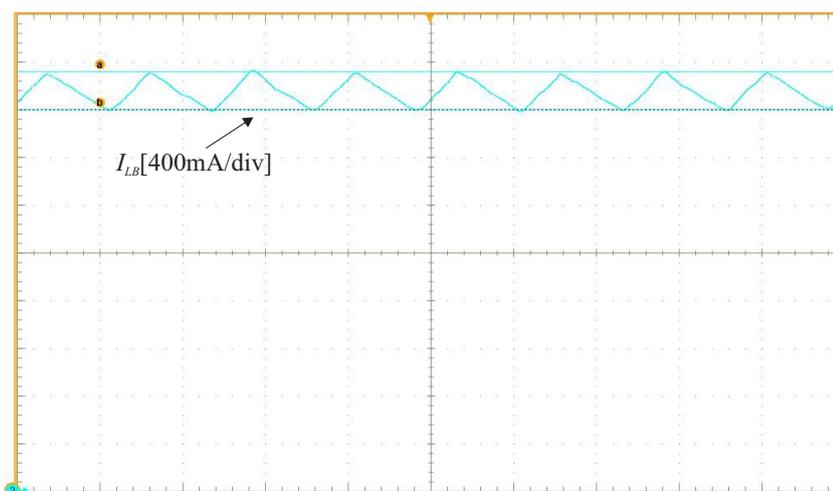
Figura 5.5 – Formas de onda da corrente e da tensão na rede elétrica durante o 1º ponto de operação.



Fonte: Autor.

carregador nesse ponto de operação.

Figura 5.6 – Ondulação da corrente no indutor de saída do conversor cc-cc *Buck* durante o 1º ponto de operação.



Fonte: Autor.

A fim de garantir o correto dimensionamento do sistema, é importante verificar a razão cíclica do conversor Buck. Isso envolve comparar o valor médio da tensão de saída do conversor (11,3V) com a tensão do barramento (33,7V). Pode se usar essa relação a fim de analisar se o valor da razão cíclica do conversor Buck está dentro dos limites pré-estabelecidos durante o projeto do sistema. No caso deste ponto de operação, a razão cíclica calculada é inferior ao valor máximo estabelecido, o que indica que o sistema está operando dentro das especificações desejadas.

É relevante observar que, nesse ponto de operação específico, todo o fornecimento de corrente de carga é realizado por apenas um módulo. Essa informação evidencia a

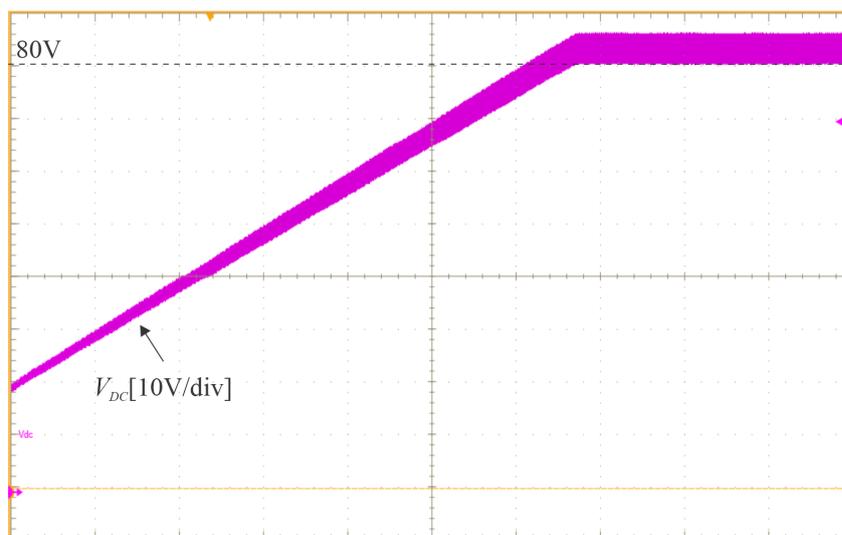
capacidade do sistema de gerenciar a carga de forma eficiente, mesmo para bancos de baterias de pequeno porte. A distorção elevada da forma de onda da corrente acarreta em um baixo fator de potência, entretanto, cabe ressaltar que a potência processada nesse ensaio é considerada baixa, aproximadamente 38 W, quando comparada com a potência nominal de um módulo (400 W).

### 5.3.2 2º Ponto de Operação

O segundo ponto de operação foi projetado para emular o banco de baterias do *Prime Air* da *Amazon*, que consiste em seis células em série, com uma tensão de 22,2 V e capacidade de 10.000 mAh. Mesmo considerando o valor máximo do banco de baterias, que é de 25,2 V, a potência máxima processada durante uma recarga com taxa de 1C será inferior a 400 W, limite máximo de potência para um único módulo. Portanto, para este experimento, mais uma vez apenas um módulo é utilizado para a operação.

O procedimento adotado para o primeiro ponto de operação foi repetido para este ponto. As informações sobre a tensão nominal e a capacidade da bateria são fornecidas ao microprocessador, que determina os valores de referência para a pré-carga da tensão, a tensão do barramento em regime permanente e a corrente de saída do conversor CC-CC Buck. O sistema é inicializado da mesma forma, com os interruptores bloqueados até que o valor da tensão de pré-carga seja alcançado. A Figura 5.7 ilustra o crescimento da tensão nos capacitores do barramento durante a pré-carga. Quando o valor pré-estabelecido é atingido, o retificador SEPIC entra em operação para controlar a tensão do barramento, enquanto o conversor *cc-cc Buck* inicia o processo de carga seguindo a referência de corrente, que é introduzida no sistema por meio de uma rampa, garantindo um início suave do processo de carga.

Figura 5.7 – Pré carga dos capacitores do barramento no 2º ponto de operação.



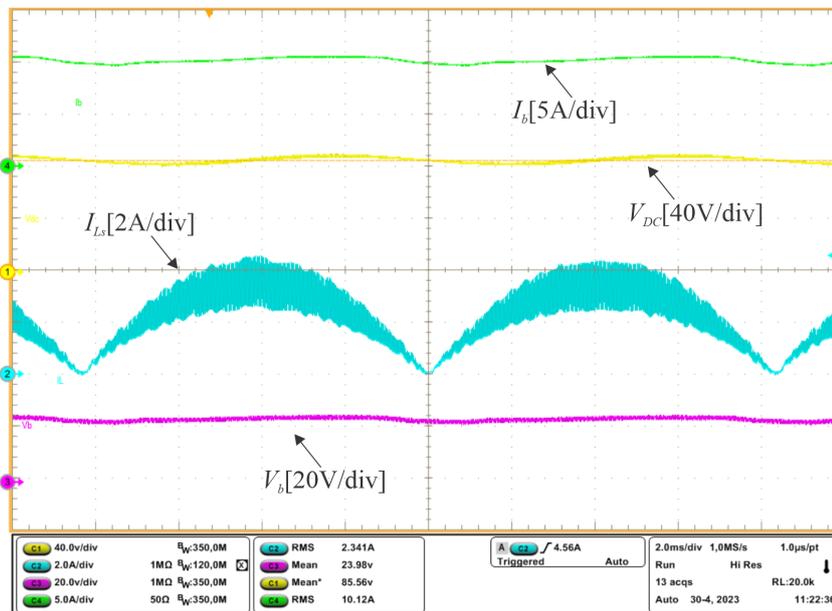
Fonte: Autor.

Assim como no ponto de teste anterior, as curvas da tensão do barramento e da corrente no indutor  $L_s$  são apresentadas na Figura 5.8. É perceptível que, neste ponto de operação, onde a potência processada é em torno de 250 W, a corrente no indutor de entrada do retificador exibe um comportamento mais próximo a uma forma de onda senoidal em comparação ao ponto anterior.

Além disso, foi possível constatar que o fator de potência do sistema nesse ponto de operação é mais elevado em relação ao primeiro teste realizado, pois a forma de onda da corrente apresentada, como mencionado, possui ondulação mais baixa, além de estar em fase com a forma de onda da tensão. Essa melhora no fator de potência indica uma maior eficiência do sistema em converter a potência da rede elétrica para a carga da bateria, resultando em um melhor aproveitamento da energia elétrica disponível. O fator de potência medido nesse ponto de operação foi de 0,9890.

Portanto, no segundo ponto de operação, a corrente no indutor de entrada exibe um comportamento mais senoidal, o fator de potência é mais elevado em comparação ao primeiro teste e o sistema demonstra um desempenho aprimorado na conversão de energia elétrica para a carga de um banco de baterias de médio porte.

Figura 5.8 – Formas de onda da corrente no indutor  $L_s$ , da tensão do barramento e da corrente de saída de saída do conversor *Buck* durante a carga de um banco de baterias 6S/10 Ah.



Fonte: Autor.

Com relação ao conversor cc-cc *Buck*, este ponto de operação apresenta o valor máximo de corrente (10 A) para o a qual o indutor  $L_b$  foi projetado. De maneira semelhante ao ponto de operação anterior, apenas um módulo processa energia e logo toda a corrente de saída está fluindo pelo indutor  $L_b$ . A Figura 5.8 apresenta as formas de onde da corrente fornecida à carga e a tensão sobre a mesma.

### 5.3.3 3° Ponto de Operação

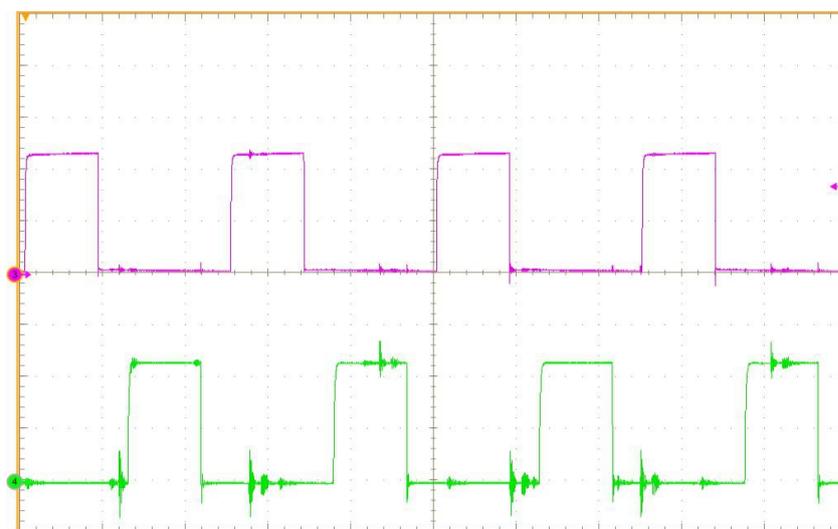
O terceiro ponto de teste foi projetado para emular o carregamento do banco de baterias utilizado pela *DJI* na aeronave *MG-1P*. Esse banco de baterias é composto por 12 células em série, com uma tensão nominal de 44,4 V, e apresenta uma capacidade de 12000 mAh. Durante o processo de recarga, a potência máxima processada atinge 604 W, o que requer a operação simultânea de dois módulos em *interleaving*, enquanto o terceiro permanece desconectado.

O procedimento de inicialização do sistema é o mesmo utilizado anteriormente. Ao fornecer os valores da tensão nominal e da capacidade da bateria, o microprocessador seleciona dois módulos para operação e define a defasagem entre as portadoras de cada conjunto retificador SEPIC e conversor *cc-cc Buck*. Além disso, são configurados os valores de referência para a tensão do barramento, a tensão de pré-carga dos capacitores e a corrente de saída.

Dessa forma, no terceiro ponto de teste são utilizados dois módulos em operação simultânea para carregar o banco de baterias da *DJI*, com uma potência máxima de 604 W. Isso é alcançado por meio do interleaving entre os módulos, garantindo um carregamento eficiente e uma distribuição adequada da carga entre eles.

Com apenas dois módulos funcionando, o comportamento de interleaving é atingido ao defasar as portadoras em 180°, ocasionando a mesma defasagem nos sinais de comando dos interruptores. A Figura 5.9 apresenta os sinais defasados para quando o sistema opera com dois módulos intercalados.

Figura 5.9 – Sinais de comando defasados de 180° para o acionamento de dois módulos intercalados.



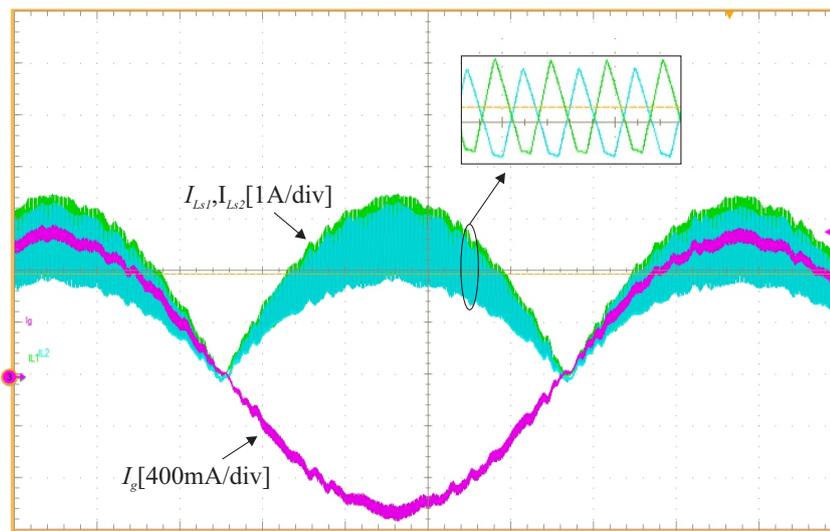
Fonte: Autor.

A mesma característica é perceptível ao analisar as formas de onda da corrente

nos indutores de entrada do retificador SEPIC de cada módulo, conforme mostrado na Figura 5.10. Observa-se que as formas de onda têm amplitudes próximas, embora não sejam idênticas. Essa diferença é resultado da não existência de uma malha de corrente no retificador SEPIC, o que faz com que os indutores, com diferenças no processo de fabricação, apresentem, entre outros parâmetros, resistências internas distintas. Essas pequenas diferenças presentes nos indutores, além da montagem das placas de circuito impresso (soldagem, conectores, etc.) levam às distinções observadas nas correntes de cada módulo.

Também na Figura 5.10, pode-se observar a forma de onda da corrente de entrada (rede elétrica) durante o terceiro ponto de teste. É notável que essa forma de onda apresenta uma menor ondulação comparada as correntes no indutores, o que é atribuído à operação em interleaving dos conversores. Esse comportamento interleaved permite uma distribuição mais equilibrada da corrente de entrada entre os módulos, resultando em uma corrente com menores distorções.

Figura 5.10 – Forma de onda das correntes nos indutores de entrada do retificador SEPIC dos dois módulos em operação e da corrente fornecida de fonte de entrada.

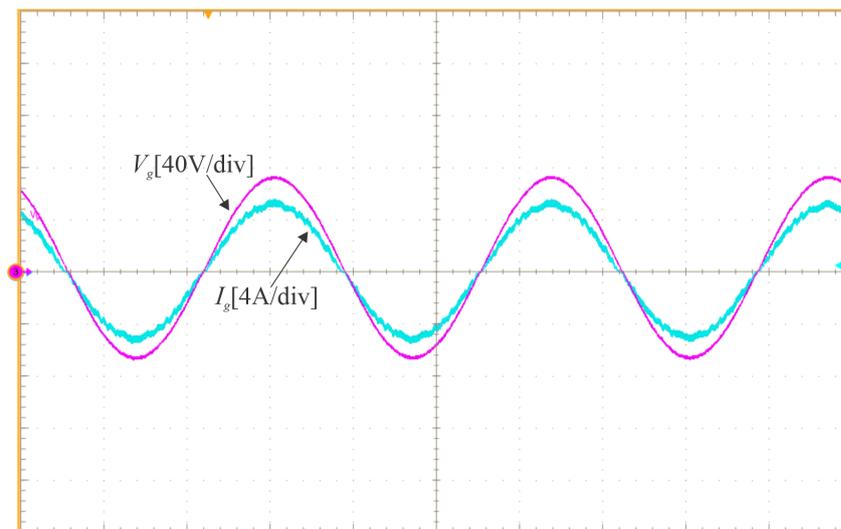


Fonte: Autor.

Já a Figura 5.11 ilustra a relação entre a corrente e a tensão da rede elétrica nesse ponto de operação. É importante ressaltar que as deformações presentes nas formas de onda são consequência das próprias distorções inerentes à rede elétrica utilizada durante o ensaio. No entanto, mesmo com essas distorções, o sistema demonstrou um desempenho adequado, apresentando um fator de potência igual a 0,9985.

As formas de onda na saída do carregador também foram avaliadas durante o experimento. Na Figura 5.12, podem ser observadas as curvas das correntes em cada indutor do conversor cc-cc *Buck*, bem como a tensão no barramento e a tensão de saída. É importante destacar que o valor da tensão no barramento está de acordo com o projetado,

Figura 5.11 – Formas de onda da corrente e da tensão na rede elétrica durante o 3º ponto de operação.



Fonte: Autor.

garantindo que o retificador SEPIC opere sempre no modo de condução descontínuo.

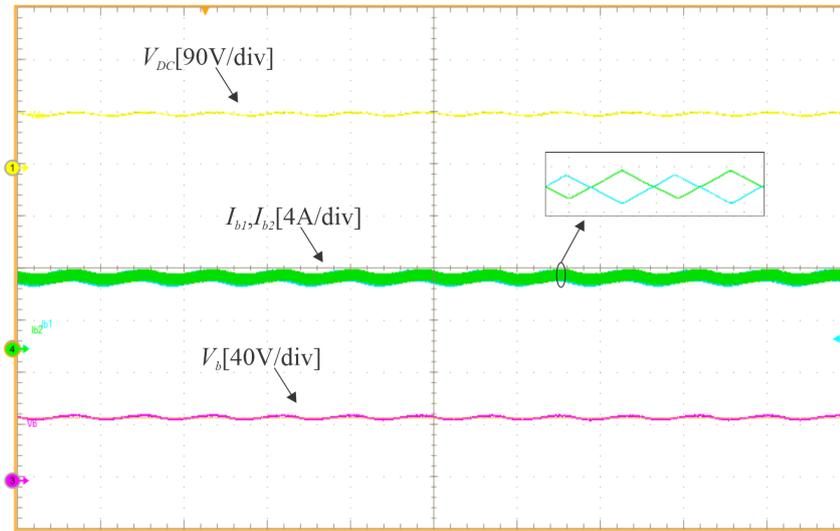
Em relação à forma de onda da tensão de saída, é perceptível uma ondulação a uma frequência de 120 Hz, causada pelo sinal retificado proveniente da rede elétrica. Quanto às correntes nos indutores do conversor cc-cc *Buck*, assim como nos indutores de entrada do SEPIC, elas apresentam uma defasagem de 180° devido à operação em interleaving. É importante ressaltar que a diferença entre essas duas correntes ocorre devido às variações de impedância desde o sensor de corrente até o conversor analógico do microprocessador utilizado. Essas diferenças de impedância são provenientes das trilhas, conectores, cabos e também dos erros intrínsecos dos resistores utilizados para a medição e condicionamento do sinal.

#### 5.3.4 4º Ponto de Operação

O 4º ponto de operação emulou também o carregamento de uma bateria com tensão nominal de 44,4 V e capacidade de 12 Ah (12S/12000 mAh), porém utilizando 3 módulos. Esse teste foi realizado com o intuito de averiguar possíveis diferenças que pudesse ocorrer em utilizar dois ou três módulos para um mesmo ponto de operação.

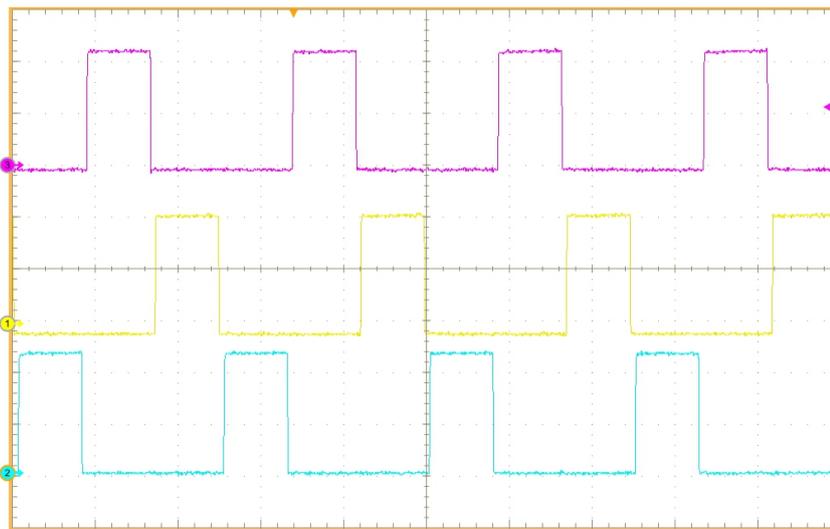
Processo semelhante, ao terceiro ponto, acontece aqui, no qual o sistema calcula o valor máximo de potência durante a carga e seleciona a quantidade de módulos em operação, além de configurar o valor da defasagem entre as portadoras e os valores de referências já previamente citados. Nesse caso, em especial, o código foi ajustado para que o sistema pudesse operar com três módulos ao invés de dois. Para que o sistema opere com os três módulos intercalados é necessário que o comando de acionamentos dos interruptores ativos dos módulos estejam defasados de 120° em relação ao outro. Na Figura 5.13 é possível verificar essa defasagem existente.

Figura 5.12 – Formas de onda da tensão no barramento e na saída do conversor *Buck* e das correntes nos indutores de saída de dois módulos durante o 3º ponto de operação.



Fonte: Autor.

Figura 5.13 – Apresentação da defasagem dos sinais enviados aos *drivers* dos MOSFETs do retificador SEPIC de cada módulo quando os três operam intercalados.

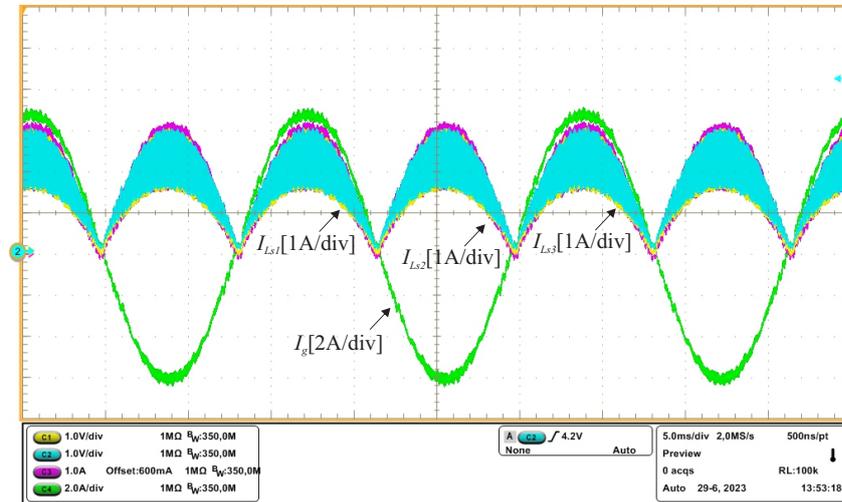


Fonte: Autor.

Neste ponto de operação, o sistema carrega a bateria com taxa de 1C, ou seja, a corrente de carga é de 12 A e em cada um dos indutores do conversor cc-cc *Buck* o valor da corrente é um terço da de saída, 4 A. A Figura 5.14 apresenta as formas de onda da corrente nos três indutores de entrada do SEPIC e a forma de onda da corrente na entrada do sistema. Nota-se que as correntes nos indutores apresentam uma ondulação de corrente maior que a da corrente na entrada. Maiores detalhes da relação entre as correntes desses indutores operando em *interleaving* são apresentados na Figura 5.15. Nota-se que as correntes estão defasadas de  $120^\circ$  como esperado e que as amplitudes são próximas uma da outra, mesmo sem a utilização de um controle de corrente específico, ademais é possível analisar que o retificador SEPIC opera em modo de condução descontínuo, pois a forma

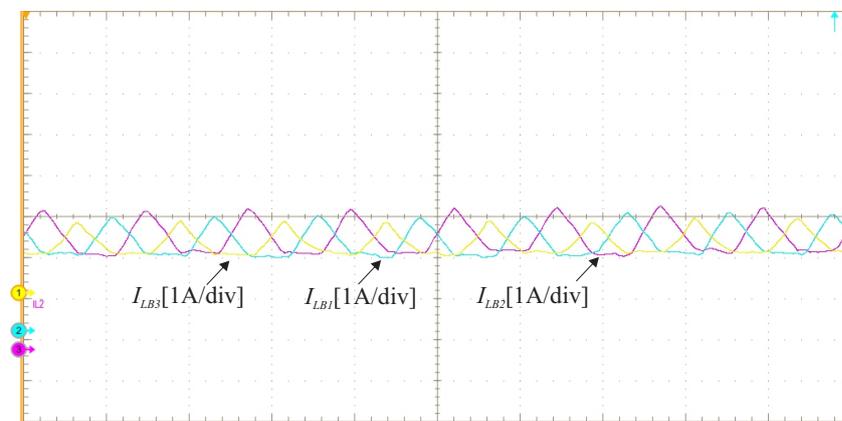
de corrente de todos os indutores permanece constante por um intervalo de tempo a cada período de comutação.

Figura 5.14 – Formas de onda das correntes nos indutores e da corrente de entrada do retificador SEPIC operando com três módulos durante o 4º ponto de operação - Análise em baixa frequência.



Fonte: Autor.

Figura 5.15 – Formas de onda das correntes nos indutores de entrada do retificador SEPIC operando com três módulos durante o 4º ponto de operação - Análise em alta frequência.

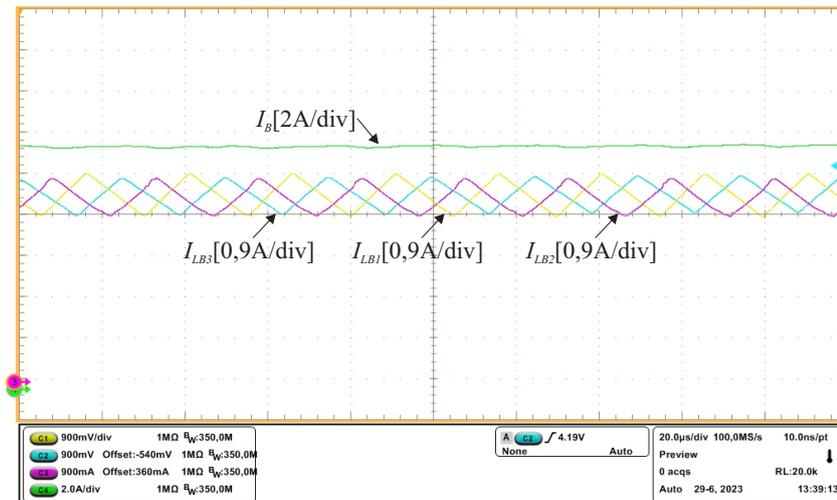


Fonte: Autor.

Já na Figura 5.16, as formas de onda da corrente nos indutores de saída do conversor cc-cc *Buck* são apresentadas, como também a forma de onda da corrente na saída do carregador. De modo semelhante ao exibido e comentado na Figura 5.14, a ondulação de corrente nos indutores é superior à ondulação da corrente de saída, resultado já esperado para conversores operando em *interleaving*. Além disto pode ser observado que as correntes nos indutores apresentam amplitudes próximas umas das outras, garantindo a divisão de potência em cada um dos módulos.

Por fim, foram avaliadas as formas de onda da tensão e corrente de entrada para o sistema operando para o mesmo ponto de operação que o anterior, porém com 3 módulos.

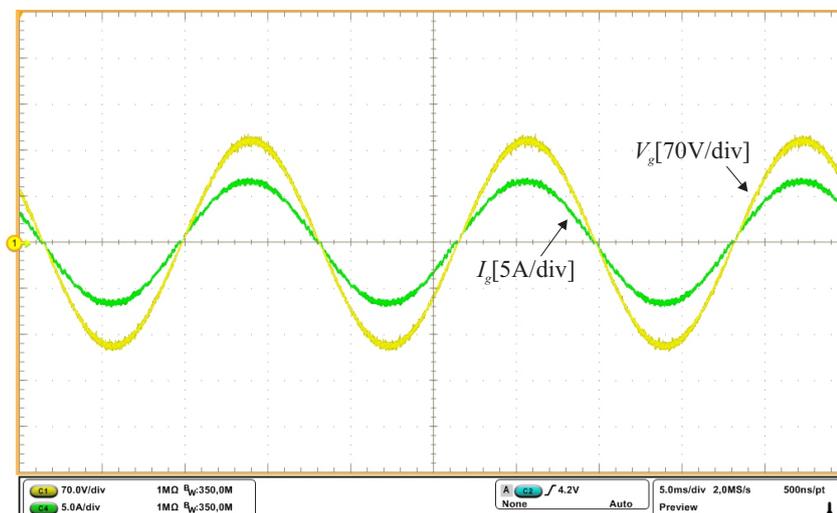
Figura 5.16 – Formas de onda das correntes nos indutores de saída do conversor cc-cc *Buck* e da corrente de saída operando com três módulos durante o 4º ponto de teste - Análise em alta frequência.



Fonte: Autor.

A Figura 5.17 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada durante este ensaio. O fator de potência medido pelo wattímetro WT230 foi semelhante ao teste com apenas dois módulos, 0,9986.

Figura 5.17 – Formas de onda da corrente e tensão de entrada do carregador operando com três módulos no 4º ponto de operação.



Fonte: Autor.

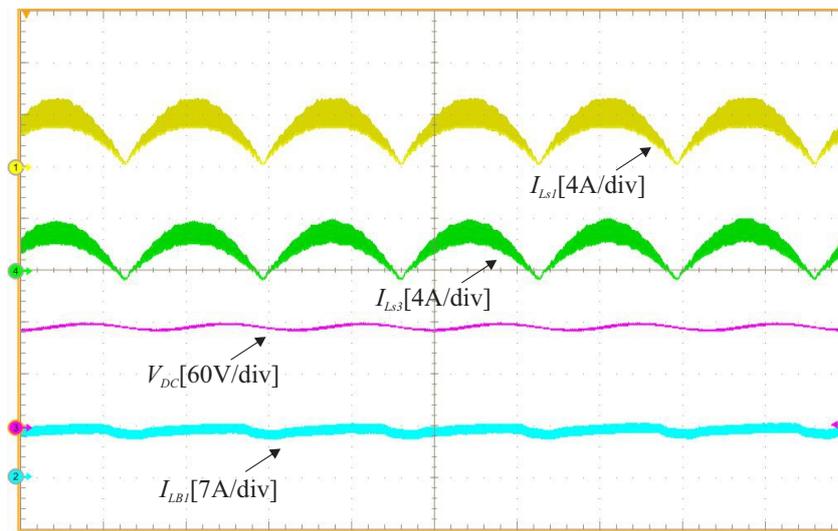
### 5.3.5 5º Ponto de Operação

O quinto e último ponto de operação aqui descrito apresenta os resultados obtidos para o carregamento de um banco de baterias com doze células em série (44,4 V) e com capacidade de 22000 mAh. Como os três primeiros pontos, foi setado o valor de tensão de saída do sistema e a corrente de carga do banco da bateria e o processador definiu o

valor de pré-carga dos capacitores do barramento e os valores de referência para as malhas de controle do sistema. De maneira semelhante ao último ponto, três módulos operam nesse ponto de operação e os sinais dos MOSFETs tanto do retificador SEPIC quanto do conversor cc-cc *Buck* estão defasados de  $120^\circ$ , como apresentado na Figura 5.13.

Inicialmente, para a validação do funcionamento do sistema no ponto de potência nominal foram analisadas as formas de onda de duas correntes de entrada ( $L_{s1}$  e  $L_{s3}$ ), a tensão do barramento ( $V_{DC}$ ) e a corrente de um indutor de saída do conversor cc-cc *Buck* ( $L_{B1}$ ). A Figura 5.18 exibe as formas de onda citadas. Como projetado, a tensão do barramento para este ponto de operação se manteve em torno de 110 a 120 V, a corrente em um dos indutores do conversor de saída permaneceu em torno de 7 A, pois o valor total fornecido a carga era aproximadamente o triplo desse valor.

Figura 5.18 – Formas de onda da tensão no barramento, das correntes nos indutores de entrada ( $L_{s1}$  e  $L_{s3}$ ) do retificador SEPIC e a corrente no indutor ( $L_{B1}$ ) do conversor cc-cc *Buck* operando com três módulos durante o 5º ponto de operação.

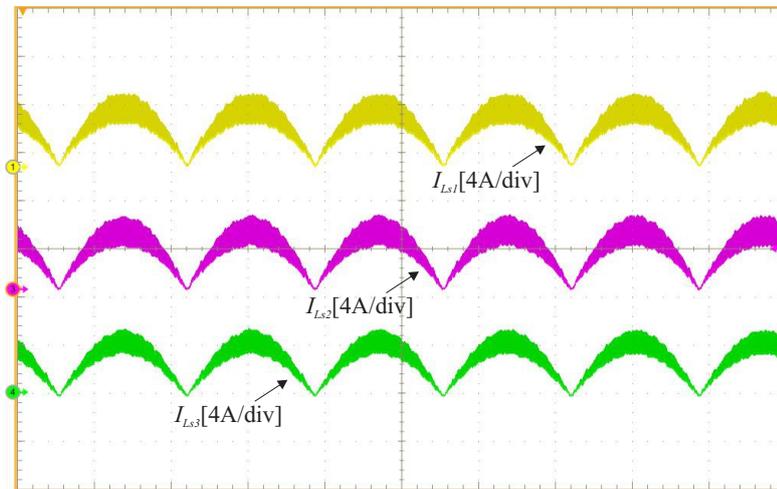


Fonte: Autor.

Também foram observadas apenas as correntes de entrada de cada retificador SEPIC, tanto em baixa frequência, semelhante ao apresentado na Figura 5.18, quanto em alta frequência. As Figuras 5.19 e 5.20, apresentam as formas de onda para ambas análises, respectivamente. Pode-se observar que o módulo 3 apresenta um valor inferior de corrente em relação aos outros dois módulos. O motivo para essa diferença, semelhante ao comentado anteriormente, se deve ao fato dessas correntes não estarem sendo controladas, assim sendo, diferenças construtivas tanto dos próprios indutores do retificados SEPIC, além de soldas, conectores e cabos utilizados nas placas podem ocasionar essas diferenças nos valores medidos.

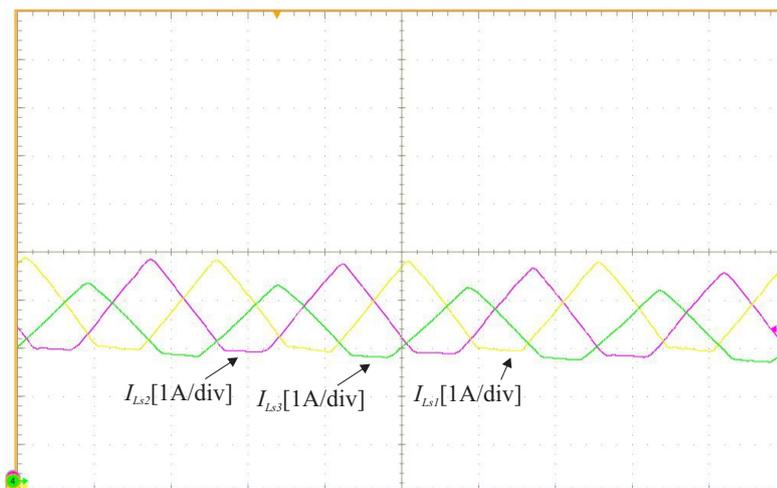
Para este ponto de operação também foi analisada a corrente e a tensão de entrada do sistema. A Figura 5.21 apresenta a forma de onda da corrente de entrada do sistema em comparação com a forma de onda de um dos indutores de entrada do retificador SEPIC.

Figura 5.19 – Formas de onda das correntes nos indutores de entrada do retificador SEPIC operando com três módulos durante o 5º ponto de operação - Análise em baixa frequência.



Fonte: Autor.

Figura 5.20 – Formas de onda das correntes nos indutores de entrada do retificador SEPIC operando com três módulos durante o 5º ponto de operação - Análise em alta frequência.



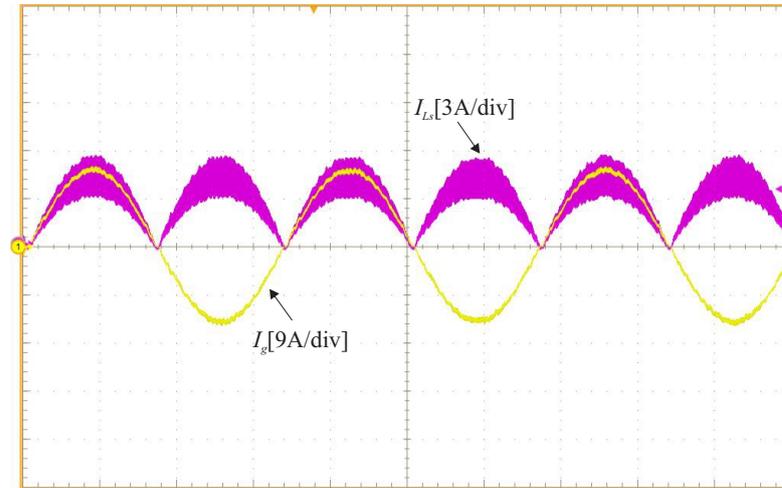
Fonte: Autor.

Pela análise da Figura 5.21 é possível verificar a redução da ondulação de entrada quando três módulos operam intercalados. Já a Figura 5.22 ilustra as formas de onda da tensão e a corrente na entrada do carregador. Neste ponto de operação o sistema apresentou um fator de potência igual a 0,9998.

As correntes dos indutores do conversor cc-cc *Buck* também foram averiguadas, juntamente com a corrente de saída total do sistema. A Figura 5.23 apresenta as formas de onda da corrente do indutor de cada módulo e a corrente fornecida a carga para este ponto de operação.

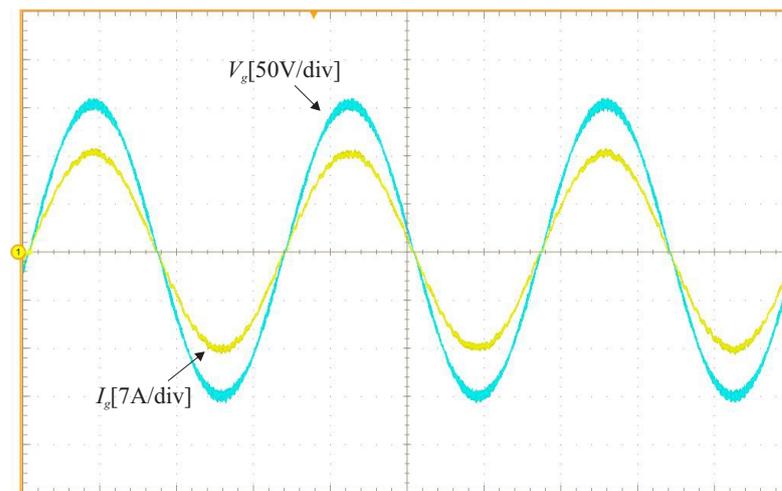
Pela análise da Figura 5.23 pode-se perceber que os três módulos dividem aproximadamente a potência total do sistema, ademais é possível verificar que a ondulação de corrente na saída é consideravelmente inferior às apresentadas nos indutores de saída,

Figura 5.21 – Formas de onda da corrente de um indutor de entrada do retificador SEPIC e da corrente.



Fonte: Autor.

Figura 5.22 – Formas de onda da corrente e da tensão de entrada do sistema operando na potência nominal do sistema.



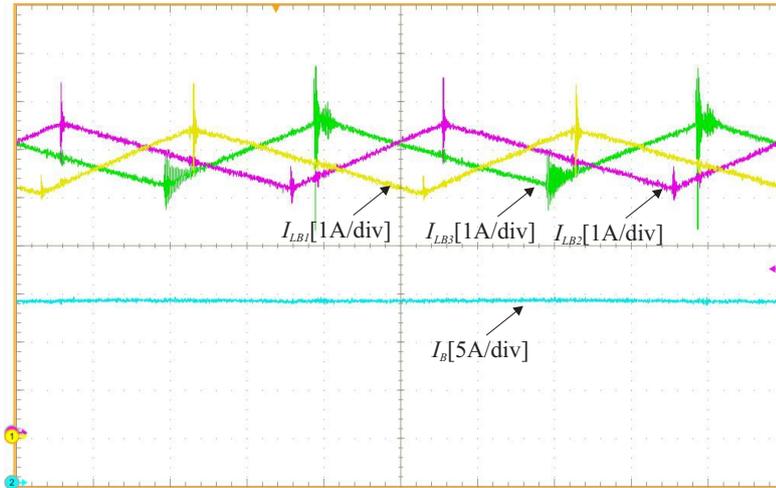
Fonte: Autor.

resultado esse devido ao funcionamento dos módulos em *interleaving*.

### 5.3.6 Análise dos resultados obtidos

Com os dados obtidos nos ensaios apresentados foi possível realizar uma análise comparativa com relação aos dados obtidos em simulação a fim de verificar o erro entre o sistema projetado e simulado ao o implementado. Como apenas 4 pontos de operação distintos foram ilustrados, apenas esses serão comparados com os valores simulados. A Tabela 5.3 apresenta os dados para cada ponto de operação. As linhas com destaque apresentam os valores simulados enquanto as linhas com fundo branco, os dados experimentais.

Figura 5.23 – Formas de onda da corrente e da tensão de entrada do sistema operando na potência nominal do sistema.



Fonte: Autor.

Tabela 5.3 – Comparação dos parâmetros entre o sistema simulado e ensaiado.

Comparação dos parâmetros entre o sistema simulado e ensaiado.								
Parâmetros	Ponto 1		Ponto 2		Ponto 3		Ponto 4	
	Simul.	Ensaio	Simul.	Ensaio	Simul.	Ensaio	Simul.	Ensaio
$V_{DC}$ [V]	26,2	33,7	81,6	85,5	93,6	96,2	110,0	118,5
$I_{Ls}$ [A]	0,43	0,52	2,26	2,34	2,63	2,59	3,35	3,40
$I_{LB}$ [A]	3,4	3,43	10,0	10,12	6,0	5,9	7,34	7,0
Fator de Potência	0,884	0,8945	0,980	0,9890	0,998	0,9985	0,999	0,9998

De acordo com a Tabela 5.3 percebe-se que o sistema se comportou como projeto e simulado para todos os pontos de operação ensaiados. As maiores diferenças ocorreram no nível de tensão do barramento, o qual foi propositalmente aumentado durante os ensaios a fim de agregar maior segurança, pois dessa maneira evita-se que o retificador SEPIC entre no modo de condução contínuo durante a operação.

Mesmo não sendo o foco principal deste trabalho, o rendimento nos quatro diferentes pontos de operação testados foi também medido. Cabe ressaltar que o rendimento medido é referente ao todo o sistema, retificador SEPIC e conversor cc-cc *Buck* juntos. O rendimento individual de cada conversor não foi analisado. Assim sendo o rendimento medido é referente à multiplicação do rendimento individual de cada topologia, o que afeta e reduz o rendimento global do carregador. A Tabela 5.4 apresenta os valores medidos para cada ponto de operação. As medidas foram obtidas através do wattímetro da *Yokogawa* WT230.

Os resultados de rendimento obtidos estão de acordo com o esperado para este projeto, já que os componentes utilizados para a construção dos protótipos não foram

Tabela 5.4 – Rendimento do sistema completo em cada ponto de operação.

Rendimento do sistema completo em cada ponto de operação experimental.				
Parâmetros	Ponto 1	Ponto 2	Ponto 3	Ponto 4
$P_i$ [W]	43.9	275	540	1110
$P_o$ [W]	38	242	483	995
$\eta$	86%	88%	89,4%	89,6%

escolhidos de maneira otimizada. Todos os componentes utilizados já estavam presentes no laboratório ou foram confeccionados, como os indutores, com os núcleos e fios que se encontravam no estoque do Instituto de Eletrônica de Potência. Nenhum material deste trabalho foi comprado especificamente para a montagem dos protótipos aqui apresentados.

## 5.4 Conclusão

Este capítulo apresentou os resultados obtidos com o sistema projetado nos ensaios realizados no laboratório do INEP (Instituto de Eletrônica de Potência). Inicialmente foi apresentado um módulo, o qual contém um retificador SEPIC e um conversor cc-cc *Buck*, além das placas periféricas de alimentação e condicionamento de sinais. Após, foram descritos 5 testes realizados, sendo que os dois primeiros processavam uma menor potência, logo apenas um módulo estava operando. No terceiro e quarto ponto de operação, a potência processada era a mesma, porém com a diferença que no terceiro dois módulos estavam operando em quando que no quarto ponto três estavam operacionais. Por fim, o último teste descrito, ilustrava o funcionamento do sistema quando este carregava a bateria de maior capacidade e tensão entre todas as estudadas, sendo este o ponto máximo de operação do sistema.

Em todos os pontos ensaiados o carregador funcionou adequadamente, o que pode ser comprovado através das formas de onda apresentadas. Aqui cabe ressaltar, que outros testes poderiam ser realizados, principalmente para a obtenção precisa dos fatores de potência e rendimento dos sistema em cada ponto de teste.



## Capítulo 6

# Conclusão

Através deste estudo foi explorado como o mercado de aeronaves remotamente pilotadas vem sendo formado e possíveis aplicações futuras para os mesmos. Foi observado os componentes principais de um drone e os típicos métodos para a recarga das baterias embarcadas, além de diferentes tipos de carregadores comerciais e seus parâmetros.

No contexto dos carregadores para drones, observou-se a falta de dispositivos capazes de carregar baterias de Lipo de 3S a 12S, espectro esse comumente utilizado nas RPAS. Desta lacuna surgiu o interesse em pesquisar e projetar o sistema de escopo deste trabalho. Outra análise realizada foi com relação as baterias de Lipo, estrutura, aspectos construtivos, tecnologias, principais parâmetros e os métodos de carga mais usuais. A revisão bibliográfica também contou com uma breve revisão das principais topologias de retificadores e conversores utilizados para este fim.

Ao se observar as topologias mais usuais e com o intuito de atender uma grande gama de baterias utilizadas em drone, foi optado por projetar um sistema composto por três módulos intercalados (400 W cada), os quais eram formados por um retificador SEPIC operando em modo de condução descontínuo e um conversor cc-cc *Buck*. Três malhas de controle foram implementada, tensão do barramento, corrente de carga e tensão da bateria. O sistema foi simulado para diversos pontos de operação e apresentou resultados satisfatórios, ainda mais quando comparado com o resultados obtidos nos testes experimentais.

Com relação aos ensaios em bancada, destaca-se que foram projetadas e construídas placas de potência e de condicionamento de sinais para a operação do sistema de recarga. Ressalta-se que todos os testes experimentais foram realizados com carga resistiva, devido à falta de baterias de Lipo com os parâmetros estudados. O sistema se comportou como esperado, semelhante ao simulado em *software* especializado. Foram testados quatro pontos de operação, sendo 2 pontos com apenas um módulo em funcionamento, 1 ponto com dois módulos e outro ponto com os três módulos intercalados.

Em todos os testes o sistema partiu de maneira suave e segura, sempre pré carregando os capacitores do barramento antes do início efetivo da recarga. Para iniciar a carga da bateria, com o protótipo construído, basta ao usuário informar o nível de tensão nominal da

bateria e a capacidade da mesma. Com esses dois dados, o sistema é capaz de operacionalizar internamente os valores de referência para todas as malhas e iniciar o procedimento.

Outro ponto relevante dos testes realizados foi a significativa redução na ondulação tanto da corrente de entrada, quanto na de saída. Tal redução se deve pela utilização de dois ou mais módulos operando em *interleaving*. Tal resultado pode ser visto pelos resultados constatados no 3° e 4° ponto de operação.

Contudo, cabe ressaltar que mesmo tendo ocorrido um estudo de otimização para o funcionamento do sistema, o carregador projetado não visa o menor peso ou volume possível, tampouco a melhor eficiência. O foco do projeto era projetar, construir e testar um sistema capaz de carregar baterias de 3 a 12S (algo difícil de se encontrar comercialmente), que fosse robusto. E é de entendimento, que tais objetivos foram alcançados neste trabalho, como descritos a seguir, além da contribuição geral do trabalho: conceber um sistema de carregamento capaz de abranger uma ampla diversidade de bancos de baterias empregados em aeronaves de uso comercial.

- Objetivo: *Implementar um protótipo eletrônico, de dois estágio capaz de carregar baterias com níveis de tensão e capacidades diferentes.*

Neste trabalho foi analisado, projetado e construído um carregador composto por três módulos, cada um constituído por um retificador SEPIC MCD e um conversor cc-cc *Buck* para o carregamento de baterias com nível de tensão entre 3S (11,1 V) e 12S (44,4 V) e capacidade de 3400 mAh a 22000 mAh.

- Objetivo: *Realizar um sistema de controle que possibilite a carga do banco de maneira segura e robusta, sem deformar a corrente proveniente da rede elétrica.*

O carregador projetado apresenta um sistema de controle que permite regular a corrente de carga do banco de baterias, além de controlar a tensão do barramento, assegurando um fator de potência adequado para a maioria dos cenários previstos. Notavelmente, nos pontos em que a corrente de entrada sofre maior deformação, a potência processada é relativamente baixa, minimizando assim os impactos sobre a distribuidora de energia.

- Objetivo: *Apresentar um método para o design dos conversores utilizados em cada um dos estágios que possibilite a otimização do carregador.*

À medida que o sistema proposto visava o carregamento de uma ampla variedade de baterias com diferentes níveis de tensão e capacidade, tornou-se indispensável desenvolver um método de projeto que assegurasse o funcionamento adequado tanto do retificador quanto do conversor cc-cc em todos os cenários estabelecidos. É importante destacar que a otimização do carregador não buscou maior eficiência ou menor volume, mas sim a obtenção de uma operação correta do sistema para todas as baterias analisadas.

- Objetivo: *Analisar o funcionamento do sistema quando operando em interleaving.*

Neste estudo, foram conduzidas análises teóricas, simulações e experimentos para investigar o funcionamento do sistema com os módulos intercalados. Conforme antecipado, verificou-se que a ondulação na corrente de entrada e na saída do carregador foi significativamente reduzida quando mais de um módulo operava simultaneamente.

No entanto, é igualmente compreensível que os conversores desenvolvidos e examinados neste estudo representam protótipos, e várias aprimoramentos precisam ser incorporadas para transformá-los em um produto viável para o mercado. Entre essas melhorias, merecem destaque as seguintes:

- Utilização de componentes com especificação mais próximas às projetadas e de tecnologia mais atual.
- Otimização do layout para uma redução no volume de todo o sistema.
- Implementação de uma placa de circuitos única com todos os circuitos periféricos: fonte externa, sensores, condicionamento e processador.
- Análise térmica do sistema.
- Testes experimentais com baterias utilizadas em aeronaves remotamente pilotadas.
- Desenvolvimento de uma interface homem máquina amigável em que o usuário possa definir os parâmetros da bateria que pretende carregar.
- Projeto e construção de um invólucro capaz de comportar todos as placas e componentes necessários para o funcionamento do carregador.

Por fim, este trabalho resultou em dois artigos publicados, um para congresso, COBEP 2019, e outro para revista, SOBRAEP 2022. Ambos os artigos realizados podem ser encontrados no Apêndice I. Outro artigo para publicação em revista está sendo elaborado e neste é apresentado o funcionamento completo do sistema, com todos os módulos em operação.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Há diversos trabalhos futuros possíveis de serem realizados com relação ao projeto exposto. Tanto testes que podem ser feitos para uma melhor análise do comportamento do sistema, como novos estudos teóricos com o intuito de otimizar o carregador. Segue abaixo alguns possíveis tópicos para a continuidade dessa pesquisa.

- Realizar ensaios com baterias de Lipo:

Uma importante pesquisa seria a realização de ensaios com baterias de Lipo. Por mais que os testes com carga resistiva sejam significativos para a validação da topologia e

sempre oportuno utilizar as cargas reais para a qual o sistema foi projetado, a fim de validar os estudos realizados.

- Otimizar o projeto dos indutores e capacitores:

Outro aspecto crucial para o aprimoramento do sistema é a otimização do projeto dos indutores e capacitores utilizados. Os indutores e capacitores desempenham um papel fundamental no funcionamento eficiente dos conversores de energia, como o SEPIC. Portanto, é necessário investigar técnicas de projeto avançadas, como a seleção adequada de materiais, um estudo otimizado para o dimensionamento dos componentes em todos os pontos de operação e a redução de perdas. Essas melhorias no projeto desses componentes podem resultar em maior eficiência e desempenho geral do sistema.

- Projetar o sistema para operar com tensão de fase da rede elétrica igual a 127V e 220V:

Uma abordagem importante para aprimorar a adaptabilidade do sistema é projetá-lo para operar com diferentes tensões de fase da rede elétrica. Isso é particularmente relevante em ambientes onde a infraestrutura elétrica varia, como diferentes países ou regiões. Portanto, um trabalho futuro, possível, poderá envolver o projeto e a implementação de um sistema que possa operar tanto com tensão de fase da rede elétrica de 127V quanto 220V. Isso exigirá a seleção adequada de componentes, ajustes no circuito e considerações de segurança.

- Analisar a possibilidade da utilização de indutores acoplados:

Os indutores acoplados podem ser introduzidos no sistema para melhorar seu desempenho e eficiência. Além da possível melhoria na performance do carregador, é obtido uma redução no peso e no volume do sistema. Estudos teóricos poderiam ser realizados e simulados a fim de validar essa possibilidade.

- Analisar o funcionamento do sistema isolado:

Um aspecto importante que poderia ser abordado em um projeto futuro é a análise do funcionamento do sistema isolado, onde um transformador é inserido no retificador SEPIC. Essa configuração permite o isolamento galvânico entre a entrada e a saída do carregador, o que pode ser vantajoso em termos de segurança e proteção do sistema. No entanto, é necessário investigar o impacto dessa configuração no desempenho geral do sistema, incluindo eficiência, resposta transitória, estabilidade e custo. Portanto, um trabalho futuro envolveria a análise detalhada do funcionamento do sistema isolado e a avaliação de suas vantagens e desvantagens em relação ao sistema não isolado.

- Projetar o sistema para operar com tensão de saída até 14S:

---

Considerando a tendência de aumento da potência total da aeronave, é bem possível que drones, em um futuro próximo, comecem a operar com baterias com maior tensão (14S). Isso implica em projetar e dimensionar os componentes do sistema, como indutores, capacitores e semicondutores, para suportar uma faixa de tensão mais ampla. A operação com tensões mais elevadas permite reduzir a corrente do sistema, o que pode resultar em menor perda de energia e maior eficiência. Portanto, um trabalho futuro envolveria o projeto e a implementação de um sistema capaz de lidar com essas tensões mais elevadas, garantindo a confiabilidade e a segurança do sistema.



## REFERÊNCIAS

- ACA4000CE285. Disponível em: <<https://industrial.panasonic.com/cdbs/www-data/pdf2/ACA4000/ACA4000CE285.pdf>>. Citado na página 17.
- BATTERY Power Tips. <<https://www.batterypowertips.com/difference-between-lithium-ion-lithium-polymer-batteries-faq/>>. Accessed: 2022-01-30. Citado na página 14.
- BOUKOBERINE, M. N.; ZHOU, Z.; BENBOUZID, M. Power supply architectures for drones - a review. In: *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, p. 5826–5831. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 10.
- BUCHMANN, I. *Batteries in a portable world: a handbook on rechargeable batteries for non-engineers*. 3. ed. ed. Richmond, British Columbia: Cadex Electronics, 2011. OCLC: 745968100. ISBN 978-0-9682118-3-0. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 17.
- CAPITAL, L. *The Future of the Drone Economy: A comprehensive analysis of the economic potential, market opportunities, and strategic considerations in the drone economy*. [S.l.], 2020. Citado na página 3.
- CHARGER T200. <<https://www.skyrc.com/Charger/t200>>. Accessed: 2022-02-13. Citado na página 22.
- CHETTY, P. R. K. Current injected equivalent circuit approach to modeling of switching dc-dc converters in discontinuous inductor conduction mode. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-29, n. 3, p. 230–234, 1982. Citado na página 72.
- CUSTERS, B. Flying to new destinations: The future of drones. In: \_\_\_\_\_. *The Future of Drone Use: Opportunities and Threats from Ethical and Legal Perspectives*. The Hague: T.M.C. Asser Press, 2016. p. 371–386. ISBN 978-94-6265-132-6. Disponível em: <[https://doi.org/10.1007/978-94-6265-132-6\\_19](https://doi.org/10.1007/978-94-6265-132-6_19)>. Citado na página 1.
- DINWOODIE, L. *Exposing the Inner Behavior of a Quasi-Resonant Flyback Converter*. Citado na página 28.
- DRACTOR 25A, Xrobots. <<http://xrobots.com.br/dractor-25a/>>. Accessed: 2022-01-28. Citado na página 11.

- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2ed. ed. [S.l.]: Springer, 2001. Citado na página 49.
- EXIGENT. *How Drones Are Shaping The Future Of The Oil And Gas Industry*. [S.l.], 2021. Citado na página 4.
- HUNG, C.-Y. et al. A grid-connected battery charger with power factor correction. In: *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1446–1452. Citado na página 25.
- IMARC. *Drones Market - Growth, Trends, COVID-19 Impact, and Forecasts (2022 - 2027)*. [S.l.], 2022. Citado na página 3.
- INTELLIGENCE, P. . S. *Drone Analytics Market Research Report: By Component (Hardware, Software, Service), Solution (End-to-End Solution, Point Solution), Deployment (Cloud, On-Premises), Application (Thermal Detection, Geolocation Tagging, Aerial Monitoring, 3D Modeling, Ground Exploration), Industry (Agriculture Forestry, Mining Quarrying, Logistics Transportation, Oil Gas, Construction, Defense Security, Energy Utilities, Insurance) - Global Industry Analysis, Trends and Growth Forecast to 2030*. [S.l.], 2016. Citado na página 2.
- KOO, S. *Use of AI and tethered drones for security and inspections - al ancillary labs*. AL, 2020. Disponível em: <<https://www.ancillarylabs.com/learn/use-of-ai-and-tethered-drones-for-security-and-inspections>>. Citado na página 11.
- LEE, C.-S. et al. Study on 1.5 kW battery chargers for neighborhood electric vehicles. In: *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. Chicago, IL, USA: IEEE, 2011. p. 1–4. ISBN 978-1-61284-248-6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6043129/>>. Citado na página 27.
- LEE, I.-O. Hybrid DC–DC Converter With Phase-Shift or Frequency Modulation for NEV Battery Charger. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 2, p. 884–893, fev. 2016. ISSN 0278-0046, 1557-9948. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7247705/>>. Citado na página 27.
- LYNX-ION. Disponível em: <<https://www.victronenergy.com/upload/documents/Datasheet-Lithium-ion-and-Lynx-Ion-EN.pdf>>. Citado na página 17.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. [S.l.: s.n.], 2000. Citado na página 35.
- MAVIC 2 Enterprise, DJI. <<http://www.dji.com/br/mavic-2-enterprise/>>. Accessed: 2022-01-29. Citado na página 12.
- MCKINSEY. *Commercial drones are here: The future of unmanned aerial systems*. [S.l.], 2017. Citado na página 4.

- MCNABB, P. B. M.; DRONELIFE, M. M. M. is the Editor-in-Chief of; JOBFORDRONES, C. of. *Asylon charging ahead with battery swap stations*. 2017. Disponível em: <<https://dronelife.com/2017/05/15/asylons-charging-ahead-battery-swap-stations/>>. Citado na página 10.
- MIWA, B. A. *Interleaved conversion techniques for high density power supplies*. Tese (Doutorado) — Massachusetts Institute of Technology, 1992. Citado na página 55.
- MUSAVI, F. et al. A cost effective high-performance smart battery charger for Off-road and neighborhood EVs. In: *2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. Dearborn, MI, USA: IEEE, 2012. p. 1–6. ISBN 978-1-4673-1408-4 978-1-4673-1407-7 978-1-4673-1406-0. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6243489>>. Citado na página 27.
- NESTA. *Flying high: Shaping the future of drones in UK cities*. [S.l.], 2018. Citado na página 4.
- RELION. Disponível em: <<https://solidel.ca/images/pdf-batterie/Relion-Data-Sheet-RB48V100.pdf>>. Citado na página 17.
- RESEARCH; MARKETS. *Global Consumer Drones Market 2016-2025: Segment Analysis, Risk Assessment, Trend Outlook and Business Strategy - Research and Markets*. [S.l.], 2017. Citado na página 3.
- SAYED, S. S.; MASSOUD, A. M. Review on state-of-the-art unidirectional non-isolated power factor correction converters for short-/long-distance electric vehicles. *IEEE Access*, v. 10, p. 11308–11340, 2022. Citado na página 24.
- SESAR. *European Drones Outlook Study Unlocking the value for Europe*. [S.l.], 2021. Citado na página 1.
- SHORO, G. M. Design of uav autonomous charging pad for surveillance. *Revista Gestão Inovação e Tecnologias*, v. 11, p. 1552–1561, 06 2021. Citado na página 21.
- SIMONETTI, D.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. The discontinuous conduction mode sepic and cuk power factor preregulators: analysis and design. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 5, p. 630–637, 1997. Citado na página 70.
- SIMPSON, C. *Battery Charging*. Citado na página 20.
- STMICROELECTRONICS. *TM sepic converter in PFC pre-regulator*. [S.l.], 2007. Citado na página 32.
- TATTU, Gens Ace. <<https://genstattu.com/tattu-10000mah-14-8v-25c-4s1p-lipo-battery-pack-without-plug.html>>. Accessed: 2022-01-30. Citado na página 17.

TIBOLA, G. *Isolated three-phase high power factor rectifier based on the SEPIC converter operating in discontinuous conduction mode*. Tese (Doutorado) — Federal University of Santa Catarina, Florianopolis, Brazil, 2013. Citado 5 vezes nas páginas 35, 38, 41, 42 e 45.

WARNER, J. T. *Lithium-Ion Battery Chemistries: A Primer*. [S.l.]: Elsevier, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 16.

WIBOTIC. <<https://www.wibotic.com/>>. Accessed: 2022-02-13. Citado na página 22.

WU, C. et al. Research on overcharge and overdischarge effect on lithium-ion batteries. In: *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 16.

ZENG, J. et al. Llc resonant converter topologies and industrial applications — a review. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, v. 6, n. 3, p. 73–84, 2020. Citado na página 27.

ZHANG, Z. et al. Current Ripple Mechanism with Quantization in Digital LLC Converters for Battery Charging Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 2, p. 1303–1312, fev. 2018. ISSN 0885-8993, 1941-0107. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7879811/>>. Citado na página 27.

ZUMEL, P. et al. EMI reduction by interleaving of power converters. In: *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 688–694 vol.2. Citado na página 55.

## Apêndices



## APÊNDICE A

### *Script* para o cálculo do valor eficaz das correntes nos componentes do SEPIC implementado no *Scilab*

```

//*****
//*****      Integral no periodo de comutacao      *****
//*****

function [irms2] = calc_irms_n(a,b,Dt)

irms2 =(a^2*Dt + a*b*Dt^2 + (b^2)*(Dt^3)/3);

endfunction

//*****
//*****      Indutor Ls      *****
//*****

function [irms2] = calc_irms2(Vin ,Vo,D, fs ,Ls ,Lp)

Ts = 1/fs ;
Tr = 1/60;
M = Vo/Vin ;
I11 = (Vo*Ls-Vin*Lp)*D*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp*fs );
I12 = (D*(Vo*Ls-Vin*Lp)+2*Lp*Vo)*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp*fs );

a =zeros(3,1);
b=zeros(3,1);

```

```
Dt=zeros (3 ,1);

Dt(1) = D*Ts;
Dt(2) = Vin*D*Ts/(Vo);
Dt(3) = Ts-Dt(2)-Dt(1);

a(1) = I11;
a(2) = I12;
a(3) = I11;

b(1) = (I12-I11)/Dt(1);
b(2) = (I11-I12)/Dt(2);
b(3) = 0;

irms2 = 0;

for i = 1:3
irms2 = irms2 + calc_irms_n(a(i),b(i),Dt(i)) ;
end

irms2 = sqrt (irms2/Ts);

endfunction

function [irms]= calc_irms(Vin ,Vo,D, fs ,Ls ,Lp)
M=10000;

seno = sin (linspace (0,%pi ,M));

Vin_array = Vin*seno;
res = zeros (M,1);

for i = 1:M
res (i)=calc_irms2 (Vin_array (i) ,Vo,D, fs ,Ls ,Lp)^2;
end

irms = sqrt (nansum (res/M));

//irms = nansum (res);
```

---

```

//disp (Vi_array);
//disp (res)

endfunction

//*****
//*****          Inductor Lp          *****
//*****

function [irms2] = calc_irms2_Lp(Vin,Vo,D,fs,Ls,Lp)

Ts = 1/fs;
Tr = 1/60;
M = Vo/Vin;
I11 = (Vo*Ls-Vin*Lp)*D*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp*fs);
I12 = (D*(Vo*Ls-Vin*Lp)+2*Lp*Vo)*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp*fs);
I22 = (2*Vo*Ls-(Vo*Ls-Vin*Lp)*D)*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp*fs);

a=zeros(3,1);
b=zeros(3,1);
Dt=zeros(3,1);

Dt(1) = D*Ts;
Dt(2) = Vin*D*Ts/(Vo);
Dt(3) = Ts-Dt(2)-Dt(1);

a(1) = -I11;
a(2) = I22;
a(3) = -I11;

b(1) = (I22+I11)/Dt(1);
b(2) = (-I11-I22)/Dt(2);
b(3) = 0;

irms2 = 0;

for i = 1:3
irms2 = irms2 + calc_irms_n(a(i),b(i),Dt(i)) ;

```

```

end

irms2 = sqrt (irms2/Ts);

endfunction

function [irms]= calc_irms_Lp(Vin ,Vo,D, fs , Ls ,Lp)
M=1000;

seno = sin ( linspace (0,%pi ,M));

Vin_array = Vin*seno ;
res = zeros (M,1);

for i = 1:M
res (i)=calc_irms2_Lp ( Vin_array ( i ) ,Vo,D, fs , Ls ,Lp)^2;
end

irms = sqrt (nansum ( res /M));

//irms = nansum ( res );
//disp ( Vi_array );
//disp ( res )

endfunction

//*****
//*****          Interruptor SEPIC          *****
//*****

function [irms2] = calc_irms2_Ss (Vin ,Vo,D, fs , Ls ,Lp)

Ts = 1/ fs ;
Tr = 1/60;
M = Vo/Vin;
I11 = (Vo*Ls-Vin*Lp)*D*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp* fs );
I12 = (D*(Vo*Ls-Vin*Lp)+2*Lp*Vo)*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp* fs );
I22 = (2*Vo*Ls-(Vo*Ls-Vin*Lp)*D)*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp* fs );

```

---

```

a=zeros(3,1);
b=zeros(3,1);
Dt=zeros(3,1);

Dt(1) = D*Ts;
Dt(2) = Vin*D*Ts/(Vo);
Dt(3) = Ts-Dt(2)-Dt(1);

a(1) = 0;
a(2) = 0;
a(3) = 0;

b(1) = (I22+I12)/Dt(1);
b(2) = 0;
b(3) = 0;

irms2 = 0;

for i = 1:3
irms2 = irms2 + calc_irms_n(a(i),b(i),Dt(i)) ;
end

irms2 = sqrt (irms2/Ts);

endfunction

function [irms]= calc_irms_Ss(Vin ,Vo,D, fs ,Ls ,Lp)
M=1000;

seno = sin(linspace(0,%pi ,M));

Vin_array = Vin*seno;
res = zeros(M,1);

for i = 1:M
res(i)=calc_irms2_Ss(Vin_array(i) ,Vo,D, fs ,Ls ,Lp)^2;
end

```

```

irms = sqrt (nansum ( res /M ) );

//irms = nansum ( res );
//disp ( Vi_array );
//disp ( res )

endfunction

//*****
//*****          Diodo SEPIC          *****
//*****

function [irms2] = calc_irms2_Ds ( Vin , Vo , D , fs , Ls , Lp )

Ts = 1 / fs ;
Tr = 1 / 60 ;
M = Vo / Vin ;
I11 = ( Vo * Ls - Vin * Lp ) * D * D * Vin / ( 2 * Vo * Ls * Lp * fs ) ;
I12 = ( D * ( Vo * Ls - Vin * Lp ) + 2 * Lp * Vo ) * D * Vin / ( 2 * Vo * Ls * Lp * fs ) ;
I22 = ( 2 * Vo * Ls - ( Vo * Ls - Vin * Lp ) * D ) * D * Vin / ( 2 * Vo * Ls * Lp * fs ) ;

a = zeros ( 3 , 1 ) ;
b = zeros ( 3 , 1 ) ;
Dt = zeros ( 3 , 1 ) ;

Dt ( 1 ) = D * Ts ;
Dt ( 2 ) = Vin * D * Ts / ( Vo ) ;
Dt ( 3 ) = Ts - Dt ( 2 ) - Dt ( 1 ) ;

a ( 1 ) = 0 ;
a ( 2 ) = 0 ;
a ( 3 ) = 0 ;

b ( 1 ) = 0 ;
b ( 2 ) = ( 0 - ( I22 + I12 ) ) / Dt ( 2 ) ;
b ( 3 ) = 0 ;

```

---

```

irms2 = 0;

for i = 1:3
irms2 = irms2 + calc_irms_n(a(i),b(i),Dt(i)) ;
end

irms2 = sqrt (irms2/Ts);

endfunction

function [irms]= calc_irms_Ds(Vin ,Vo,D, fs ,Ls ,Lp)
M=10000;

seno = sin(linspace(0,%pi ,M));

Vin_array = Vin*seno ;
res = zeros(M,1);

for i = 1:M
res(i)=calc_irms2_Ds(Vin_array(i) ,Vo,D, fs ,Ls ,Lp)^2;
end

irms = sqrt (nansum(res/M));

//irms = nansum(res);
//disp (Vi_array);
//disp (res)

endfunction

//*****
//***** Capacitor SEPIC *****
//*****

function [irms2] = calc_irms2_Cs(Vin ,Vo,D, fs ,Ls ,Lp)

Ts = 1/fs ;
Tr = 1/60;

```

```
M = Vo/Vin;
I11 = (Vo*Ls-Vin*Lp)*D*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp*fs);
I12 = (D*(Vo*Ls-Vin*Lp)+2*Lp*Vo)*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp*fs);
I22 = (2*Vo*Ls-(Vo*Ls-Vin*Lp)*D)*D*Vin/(2*Vo*Ls*Lp*fs);

a =zeros(3,1);
b=zeros(3,1);
Dt=zeros(3,1);

Dt(1) = D*Ts;
Dt(2) = Vin*D*Ts/(Vo);
Dt(3) = Ts-Dt(2)-Dt(1);

a(1) = I11;
a(2) = I12;
a(3) = I11;

b(1) = (-I22 - I11)/Dt(1);
b(2) = (I11 - I12)/Dt(2);
b(3) = 0;

irms2 = 0;

for i = 1:3
irms2 = irms2 + calc_irms_n(a(i),b(i),Dt(i)) ;
end

irms2 = sqrt (irms2/Ts);

endfunction

function [irms]= calc_irms_Cs(Vin,Vo,D,fs,Ls,Lp)
M=10000;

seno = sin(linspace(0,%pi,M));

Vin_array = Vin*seno;
res = zeros(M,1);
```

```
for i = 1:M
res(i)=calc_irms2_Cs(Vin_array(i),Vo,D,fs,Ls,Lp)^2;
end

irms = sqrt(nansum(res/M));

//irms = nansum(res);
//disp (Vi_array);
//disp (res)

endfunction
```



## **APÊNDICE B**

### **Planilha de cálculo do sistema projetado**

Nome	Fabricante	Tecnologia	Tensão Nominal [V]	Número de Células	Tensão Máxima [V]	Capacidade [mAh]	Vdc_Testes DSP	Duty Buck Teste
V1100	Walkera	Lipo	44.4	12	50.40	22,000	0.733	227
R1000 RTK	Walkera	Lipo	44.4	12	50.40	14,000	0.707	235
F420	Walkera	Lipo	44.4	12	50.40	4,500	0.500	333
Voyager 5	Walkera	Lipo	22.2	6	25.20	4,500	0.313	265
<b>Matrice 300 RTK</b>	<b>Dji</b>	<b>Lipo</b>	<b>52.8</b>	<b>14</b>	<b>59.94</b>	<b>5,935</b>	<b>0.707</b>	<b>280</b>
MG-1P	Dji	Lipo	44.4	12	50.40	12,000	0.620	268
MG-1S	Dji	Lipo	44.4	12	50.40	12,000	0.620	268
Mavic 2 Enterprise	Dji	Lipo	18.5	5	21.00	3,850	0.253	274
Anafi USA	Parrot	Lipo	11.1	3	12.60	3,400	0.173	240
Typhoon H Plus	Yuneec	Lipo	14.8	4	16.80	5,250	0.267	208
Anafi Mark 3	Parrot	Lipo	11.1	3	12.60	3,400	0.173	240
Amazon Prime Air	Amazon	Lipo	22.2	6	25.20	10,000	0.540	154
Anafi AI	Parrot	Lipo	11.1	3	12.60	6,800	0.267	156
H520-G	3DR	Lipo	14.8	4	16.80	5,250	0.267	208
AltaX	FreeFly	Lipo	44.4	12	50.40	16,000	0.567	294
IDEAFIY POSEIDON PRO 480	Idea-Fly	Lipo	22.2	6	25.20	4,500	0.313	265
M690L Multifunctional	Align	Lipo	22.2	6	25.20	6,000	0.380	219
M470L Multicopter	Align	Lipo	22.2	6	25.20	6,000	0.380	219
Griffion M8	MicroMulticopter Aviation (MMA)	Lipo	44.4	12	50.40	18,000	0.620	268
Notuzi X85	MicroMulticopter Aviation (MMA)	Lipo	44.4	12	50.40	22,000	0.733	227
Skylle	MicroMulticopter Aviation (MMA)	Lipo	44.4	12	50.40	22,000	0.733	227
Skylle B	MicroMulticopter Aviation (MMA)	Lipo	44.4	12	50.40	30,000	0.953	174
Skylle C	MicroMulticopter Aviation (MMA)	Lipo	44.4	12	50.40	44,000	1.407	118
AG-122	Hylío	Lipo	44.4	12	50.40	16,000	0.567	294

Carga Resistiva Buck(Teste)	Potência de Carga 1C [W]	Potência Max de Carga 1C [W]	Potência por Módulo	Número de Módulos	Corrente por módulo	Vdc max Buck	M Vdc Buck	Ka Crit Buck	Leq Vdc Buck	Vdc_min_MCD
2.018	976.8	1108.8	369.6	3	7.3	148.0	0.951	0.131	0.0000973	99.66
3.171	621.6	705.6	352.8	2	7.0	148.0	0.951	0.131	0.0001019	95.96
9.867	199.8	226.8	226.8	1	4.5	148.0	0.951	0.131	0.0001585	68.56
4.933	99.9	113.4	113.4	1	4.5	74.0	0.476	0.230	0.0001386	42.93
8.9	313.4	355.7	355.7	1	5.9	176.0	1.131	0.110	0.0001198	96.60
3.700	532.8	604.8	302.4	2	6.0	148.0	0.951	0.131	0.0001189	84.95
3.700	532.8	604.8	302.4	2	6.0	148.0	0.951	0.131	0.0001189	84.95
4.805	71.2	80.9	80.9	1	3.9	61.7	0.396	0.256	0.0001508	34.76
3.265	37.7	42.8	42.8	1	3.4	37.0	0.238	0.326	0.0001303	23.85
2.819	77.7	88.2	88.2	1	5.3	49.3	0.317	0.288	0.0000994	36.67
3.265	37.7	42.8	42.8	1	3.4	37.0	0.238	0.326	0.0001303	23.85
2.220	222.0	252.0	252.0	1	10.0	74.0	0.476	0.230	0.0000624	74.03
1.632	75.5	85.7	85.7	1	6.8	37.0	0.238	0.326	0.0000652	36.02
2.819	77.7	88.2	88.2	1	5.3	49.3	0.317	0.288	0.0000994	36.67
2.775	710.4	806.4	268.8	3	5.3	148.0	0.951	0.131	0.0001337	77.67
4.933	99.9	113.4	113.4	1	4.5	74.0	0.476	0.230	0.0001386	42.93
3.700	133.2	151.2	151.2	1	6.0	74.0	0.476	0.230	0.0001039	51.79
3.700	133.2	151.2	151.2	1	6.0	74.0	0.476	0.230	0.0001039	51.79
2.467	799.2	907.2	302.4	3	6.0	148.0	0.951	0.131	0.0001189	84.95
2.018	976.8	1108.8	369.6	3	7.3	148.0	0.951	0.131	0.0000973	99.66
2.018	976.8	1108.8	369.6	3	7.3	148.0	0.951	0.131	0.0000973	99.66
1.5	1332	1512	504.0	3	10.0	148.0	0.951	0.131	0.0000713	130.40
1.0	1954	2218	739.2	3	14.7	148.0	0.951	0.131	0.0000486	191.86
2.775	710.4	806.4	268.8	3	5.3	148.0	0.951	0.131	0.0001337	77.67

Vdc utilizado	M(Vdc) min	M(Vdc) atualizado	D buck Estimado	D buck mín	D buck max	L buck Dmin (mH)	L buck Dmax (mH)	L buck escolhido	Ondulação de Corrente Vbmax	Ondulação de Corrente Vbmin	Ondulação na Bateria
110.0	0.6407	0.71	0.45	0.40	0.46	0.501	0.517	0.559	1.221	1.471	0.407
106.0	0.6168	0.68	0.46	0.42	0.48	0.512	0.525	0.559	1.182	1.410	0.591
75.0	0.4407	0.48	0.65	0.59	0.67	0.559	0.510	0.559	0.739	0.765	22.000
47.0	0.2760	0.30	0.52	0.47	0.54	0.362	0.361	0.559	0.523	0.401	0.523
106.0	0.6210	0.68	0.55	0.50	0.57	0.620	0.610	0.559	1.165	1.475	1.165
93.0	0.5461	0.60	0.52	0.48	0.54	0.537	0.534	0.559	1.032	1.167	0.516
93.0	0.5461	0.60	0.52	0.48	0.54	0.537	0.534	0.559	1.032	1.167	0.516
38.0	0.2234	0.24	0.53	0.49	0.55	0.342	0.339	0.559	0.420	0.299	0.420
26.0	0.1533	0.17	0.47	0.43	0.48	0.260	0.265	0.559	0.290	0.173	0.290
40.0	0.2357	0.26	0.40	0.37	0.42	0.247	0.258	0.559	0.436	0.278	0.436
26.0	0.1533	0.17	0.47	0.43	0.48	0.260	0.265	0.559	0.290	0.173	0.290
81.0	0.4759	0.52	0.30	0.27	0.31	0.224	0.241	0.559	0.776	0.588	0.776
40.0	0.2315	0.26	0.31	0.28	0.32	0.164	0.176	0.559	0.386	0.212	0.386
40.0	0.2357	0.26	0.40	0.37	0.42	0.247	0.258	0.559	0.436	0.278	0.436
85.0	0.4993	0.55	0.57	0.52	0.59	0.552	0.534	0.559	0.917	1.003	0.306
47.0	0.2760	0.30	0.52	0.47	0.54	0.362	0.361	0.559	0.523	0.401	0.523
57.0	0.3329	0.37	0.43	0.39	0.44	0.314	0.325	0.559	0.629	0.488	0.629
57.0	0.3329	0.37	0.43	0.39	0.44	0.314	0.325	0.559	0.629	0.488	0.629
93.0	0.5461	0.60	0.52	0.48	0.54	0.537	0.534	0.559	1.032	1.167	0.344
110.0	0.6407	0.71	0.45	0.40	0.46	0.501	0.517	0.559	1.221	1.471	0.407
110.0	0.6407	0.71	0.45	0.40	0.46	0.501	0.517	0.559	1.221	1.471	0.407
143.0	0.8382	0.92	0.34	0.31	0.35	0.425	0.453	0.559	1.459	1.875	0.486
211.0	1.2333	1.36	0.23	0.21	0.24	0.332	0.363	0.559	1.715	2.473	0.572
85.0	0.4993	0.55	0.57	0.52	0.59	0.552	0.534	0.559	0.917	1.003	0.306

Resistencia de Teste	ka crit SEPIC	Duty SEPIC	Ils rms SEPIC	Ilp rms SEPIC	Is rms SEPIC	Id rms SEPIC	Ss Vmax	Ds Vmax Rev	Id avg SEPIC	Is avg SEPIC	Ilp avg SEPIC	Ip Ls SEPIC	Ils max 2
6.055	0.1716	0.414	3.400	6.390	6.290	6.720	265.56	-265.56	3.781	3.404	3.781	4.75	5.35
6.343	0.1769	0.405	3.270	6.290	6.090	6.620	261.56	-261.56	3.755	3.258	3.755	4.54	5.12
9.867	0.2276	0.325	2.120	5.320	4.380	5.650	230.56	-230.56	3.420	2.099	3.420	2.92	3.30
4.933	0.2949	0.232	1.080	3.988	5.290	4.230	202.56	-202.56	2.776	1.068	2.776	1.46	1.68
8.896	0.1769	0.405	-	-	-	-	261.56	-261.56	3.755	3.258	3.755	4.57	5.12
7.400	0.1958	0.374	2.800	5.940	5.420	6.270	248.56	-248.56	3.649	2.777	3.649	3.89	4.36
7.400	0.1958	0.374	2.800	5.940	5.420	6.270	248.56	-248.56	3.649	2.777	3.649	3.89	4.36
4.805	0.3230	0.196	0.793	3.463	2.031	3.671	193.56	-193.56	2.458	0.765	2.458	1.04	1.20
3.265	0.3671	0.143	0.439	2.586	1.254	2.729	181.56	-181.56	1.912	0.407	1.912	0.55	0.64
2.819	0.3164	0.205	0.859	3.604	2.164	3.823	195.56	-195.56	2.535	0.830	2.535	1.13	1.30
3.265	0.3671	0.143	0.439	2.586	1.254	2.729	181.56	-181.56	1.912	0.407	1.912	0.55	0.64
2.220	0.2162	0.342	2.382	5.580	4.778	5.930	236.56	-236.56	3.508	2.326	3.508	3.24	3.65
1.632	0.3164	0.205	0.848	3.596	2.142	3.818	195.56	-195.56	2.535	0.830	2.535	1.10	1.30
2.819	0.3164	0.205	0.859	3.604	2.164	3.823	195.56	-195.56	2.535	0.830	2.535	1.13	1.30
8.325	0.2091	0.353	2.478	5.646	4.927	5.981	240.56	-240.56	3.560	2.477	3.560	3.46	3.89
4.933	0.2949	0.232	1.081	3.988	2.594	4.234	202.56	-202.56	2.776	1.068	2.776	1.46	1.68
3.700	0.2678	0.268	1.434	4.514	3.231	4.799	212.56	-212.56	3.058	1.427	3.058	1.94	2.24
3.700	0.2678	0.268	1.434	4.514	3.231	4.799	212.56	-212.56	3.058	1.427	3.058	1.94	2.24
7.400	0.1958	0.374	2.800	5.940	5.420	6.270	248.56	-248.56	3.649	2.777	3.649	3.89	4.36
6.055	0.1716	0.414	3.400	6.390	6.290	6.720	265.56	-265.56	3.781	3.404	3.781	4.75	5.35
6.055	0.1716	0.414	3.400	6.390	6.290	6.720	265.56	-265.56	3.781	3.404	3.781	4.75	5.35
4.440	0.1357	0.479	-	-	-	-	298.56	-298.56	3.888	4.551	3.888	6.48	7.15
3.027	0.0901	0.576	-	-	-	-	366.56	-366.56	3.806	6.573	3.806	9.50	10.33
8.325	0.2091	0.353	2.478	5.646	4.927	5.981	240.56	-240.56	3.560	2.477	3.560	3.46	3.89

Delta I LS	Delta Ipp Ls	Ls (mH) SEPIC	Leq (mH) SEPIC	Lp (mH) SEPIC	Cs SEPIC	Cdc SEPIC (uF)
3.74	7.49	0.215	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	445.634
3.58	7.17	0.220	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	441.430
2.31	4.62	0.274	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	401.070
1.17	2.35	0.384	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	320.003
3.58	7.17	0.220	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	445.077
3.05	6.11	0.238	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	431.259
3.05	6.11	0.238	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	431.259
0.84	1.68	0.454	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	282.186
0.45	0.89	0.623	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	218.532
0.91	1.83	0.436	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	292.447
0.45	0.89	0.623	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	218.532
2.56	5.11	0.260	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	412.624
0.91	1.83	0.436	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	284.092
0.91	1.83	0.436	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	292.447
2.72	5.45	0.252	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	419.420
1.17	2.35	0.384	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	320.003
1.57	3.14	0.332	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	351.816
1.57	3.14	0.332	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	351.816
3.05	6.11	0.238	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	431.259
3.74	7.49	0.215	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	445.634
3.74	7.49	0.215	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	445.634
5.00	10.01	0.186	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	467.448
7.23	14.46	0.155	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	464.642
2.72	5.45	0.252	0.0000624	6.926E-05	9.05611E-06	419.420

## APÊNDICE C

### Cálculo de perdas do conversor cc-cc *Buck*



Instituto de Eletrônica de Potência  
Centro Tecnológico - Departamento de Engenharia Elétrica

## Otimização: Obtenção da Tensão de Barramento Ótima

Aluno: Rafael Henrique Eckstein

Professor: Telles B. Lazzarin

Florianópolis - Agosto/2019

### Inputs Usuários

Tensão Eficaz da rede Elétrica [V]

$$V_g := 127$$

Tensão Nominal do banco de baterias [V]

$$V_b := 11.1$$

Capacidade do banco de baterias [Ah]

$$\text{Cap} := 3.4$$

### Parâmetros Globais

Número de células que compõem o banco de baterias

$$n_{\text{cell}} := \frac{V_b}{3.7} = 3$$

Tensão máxima do banco de baterias [V]

$$V_{b\_max} := n_{\text{cell}} \cdot 4.2 = 12.6$$

$$V_{b\_nom} := n_{\text{cell}} \cdot 3.7 = 11.1$$

Tensão mínima do banco de baterias [V]

$$V_{b\_min} := n_{\text{cell}} \cdot 2.9 = 8.7$$

Corrente de carga total [A]

$$I_{b\_tot} := \text{Cap} \cdot 1 = 3.4$$

Variável - n° de módulos

$$q := 1$$

Corrente de saída de cada módulo [A]

$$I_b := \frac{I_{b\_tot}}{q}$$

$$P_{o\_nom} := V_{b\_nom} \cdot I_{b\_tot} = 37.74$$

Potência total processada [W]

$$P_{o\_max} := n_{\text{cell}} \cdot 4.2 \cdot I_{b\_tot} = 42.84$$

Potência processada por módulo [W]

$$P_o := \frac{P_{o\_max}}{q}$$

Variáveis de Teste

$$V_b := V_{b\_nom}$$

$$P_{o\_max} := V_{b\_nom} \cdot I_{b\_tot}$$

## Sistema de Otimização - Buck

### Constantes Buck:

Resistência Interna Interruptor [ $\Omega$ ]	Turn-on Delay Time - Interrupt.[s]	Turn-off Delay Time - Interrupt [s]	Frequência de Comutação [Hz]	
$R_{s\_b} := 0.08$	$t_{on\_b} := 20 \cdot 10^{-9}$	$t_{off\_b} := 85 \cdot 10^{-9}$	$f_{s\_b} := 40 \cdot 10^3$	$Q_{rr} := 1 \cdot 10^{-7}$
Foward Voltage Drop - Diodo [V]	Resistência Interna Diodo [ $\Omega$ ]	Resistência Série - Capacitor de saída [ $\Omega$ ]	Resistência Série - Capacitor de saída [ $\Omega$ ]	Indutância do Conversor Buck [H]
$V_{d\_b} := 0.7$	$R_{d\_b} := 4.7 \cdot 10^{-3}$	$R_{c\_b} := 0.1$	$R_{c\_wb} := 0.1$	$L_b := 5.4 \cdot 10^{-4}$

### Perdas - Interruptor

Corrente Eficaz no Interruptor - Buck

$$I_{s\_rms}(V_c) := \sqrt{\frac{V_b}{V_c}} \cdot I_b$$

Corrente de pico no Interruptor - Buck

$$I_{s\_m\acute{a}x}(V_c) := I_b + \left( \frac{V_c - V_b}{L_b} \right) \cdot \frac{V_b}{V_c \cdot f_{s\_b}}$$

Tensão Máxima sob o Interruptor - Buck

$$V_{s\_m\acute{a}x}(V_c) := V_c$$

Perdas de Condução Interruptor - Buck

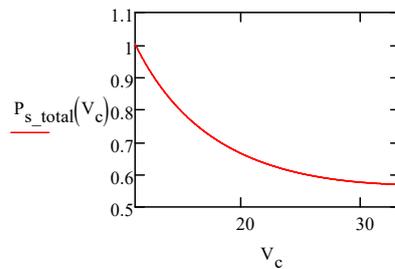
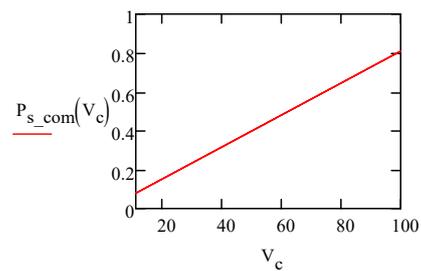
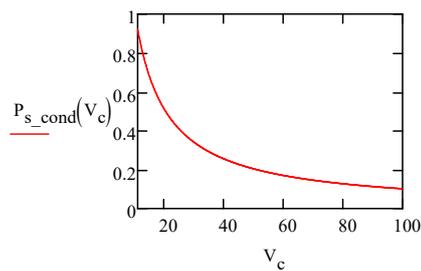
$$P_{s\_cond}(V_c) := q \cdot R_{s\_b} \cdot I_{s\_rms}(V_c)^2$$

Perdas de Comutação Interruptor - Buck

$$P_{s\_com}(V_c) := q \cdot \frac{1}{2} \cdot V_{s\_m\acute{a}x}(V_c) \cdot I_{s\_m\acute{a}x}(V_c) \cdot (t_{on\_b} + t_{off\_b}) \cdot f_{s\_b}$$

Perdas Totais Interruptor - Buck

$$P_{s\_total}(V_c) := (P_{s\_cond}(V_c) + P_{s\_com}(V_c))$$



## Perdas - Diodo

Corrente Eficaz no  
Diodo - Buck

$$I_{d\_rms}(V_c) := \sqrt{1 - \frac{V_b}{V_c}} \cdot I_b$$

Corrente média no  
Diodo - Buck

$$I_{d\_avg}(V_c) := \left(1 - \frac{V_b}{V_c}\right) \cdot I_b$$

Perdas Condução  
Diodo - Buck

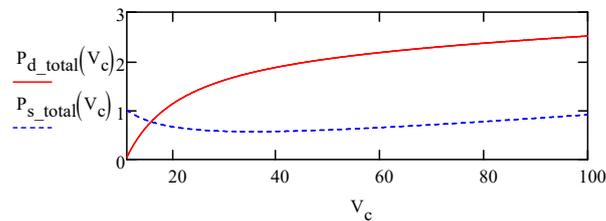
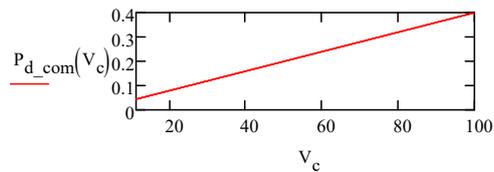
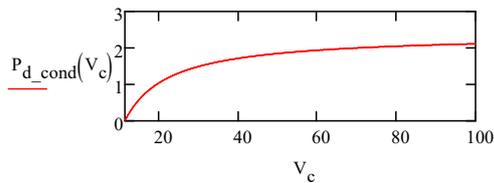
$$P_{d\_cond}(V_c) := q \cdot (I_{d\_avg}(V_c) \cdot V_{d\_b})$$

Perdas de Comutação  
Diodo - Buck

$$P_{d\_com}(V_c) := q \cdot (Q_{rr} \cdot V_c \cdot f_{s\_b})$$

Perdas Totais  
Diodo - Buck

$$P_{d\_total}(V_c) := P_{d\_cond}(V_c) + P_{d\_com}(V_c)$$



## Perdas - Indutor

Resistência do  
Enrolamento

$$R_{L\_b} := 0.066$$

Coefficiente de  
Perdas (Histerese)

$$k_h := 4 \cdot 10^{-5}$$

Coefficiente de Perdas  
(Corrente Parasitas)

$$k_f := 4 \cdot 10^{-10}$$

Volume do  
núcleo [cm³]

$$V_{nucl\_b} := 78.2 \cdot 10^{-3}$$

Densidade de fluxo  
magnético

$$\Delta B := 0.3$$

Corrente Eficaz  
Indutor Buck

$$I_{L\_rms} := I_b$$

Perdas no Cobre  
Indutor - Buck

$$P_{L\_cobre} := q \cdot (R_{L\_b} \cdot I_{L\_rms}^2) = 0.763$$

Perdas Magnéticas  
Indutor- Buck

$$P_{L\_mag} := q \cdot [\Delta B^{2.4} \cdot (k_h \cdot f_{s\_b} + k_f \cdot f_{s\_b}^2) \cdot V_{nucl\_b}] = 9.74 \times 10^{-3}$$

Perdas Totais  
Indutor - Buck

$$P_{L\_total} := (P_{L\_cobre} + P_{L\_mag}) = 0.773$$

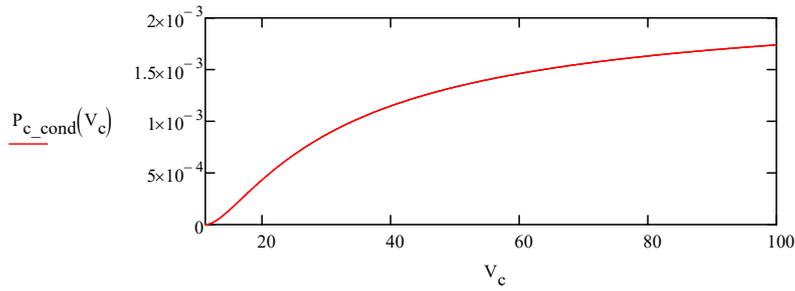
### Capacitor de saída (Lado da Bateria)

Corrente Eficaz - Capacitor Buck

$$I_{c\_rms}(V_c) := \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{V_b \cdot (V_c - V_b)}{L_b \cdot f_{s\_b} \cdot V_c}$$

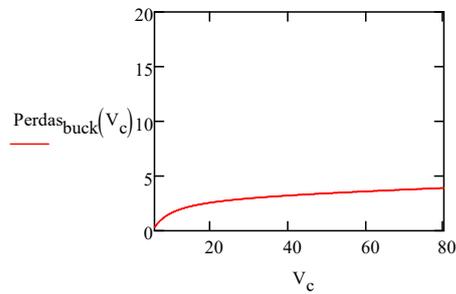
Perdas no Capacitor - Buck

$$P_{c\_cond}(V_c) := q \cdot (R_{c\_b} \cdot I_{c\_rms}(V_c)^2)$$



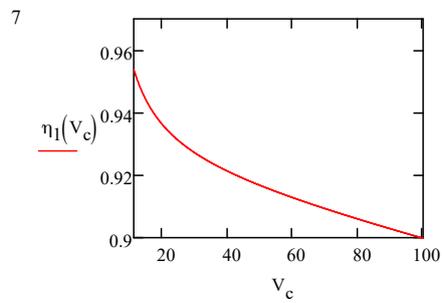
### Perdas Totais Buck

$$Perdas_{buck}(V_c) := P_{s\_total}(V_c) + P_{d\_total}(V_c) + P_{L\_total}$$



**Rendimento Conversor Buck**

$$\eta_1(V_c) := \frac{P_{o\_max}}{P_{o\_max} + Perdas_{buck}(V_c)}$$



### Otenção do Valor Ótimo da Tensão de Barramento

Tensão Ótima -  
1 Módulo Operando

$$\frac{d}{dV_c} \eta_1(V_c) = 0 \text{ solve, } V_c \rightarrow \begin{pmatrix} -36.358171859754275537i \\ 36.358171859754275537i \end{pmatrix}$$

$$\frac{d}{dV_c} \text{Perdas}_{\text{buck}}(V_c) = 0 \text{ solve, } V_c \rightarrow \begin{pmatrix} -36.358171859754275537i \\ 36.358171859754275537i \end{pmatrix}$$

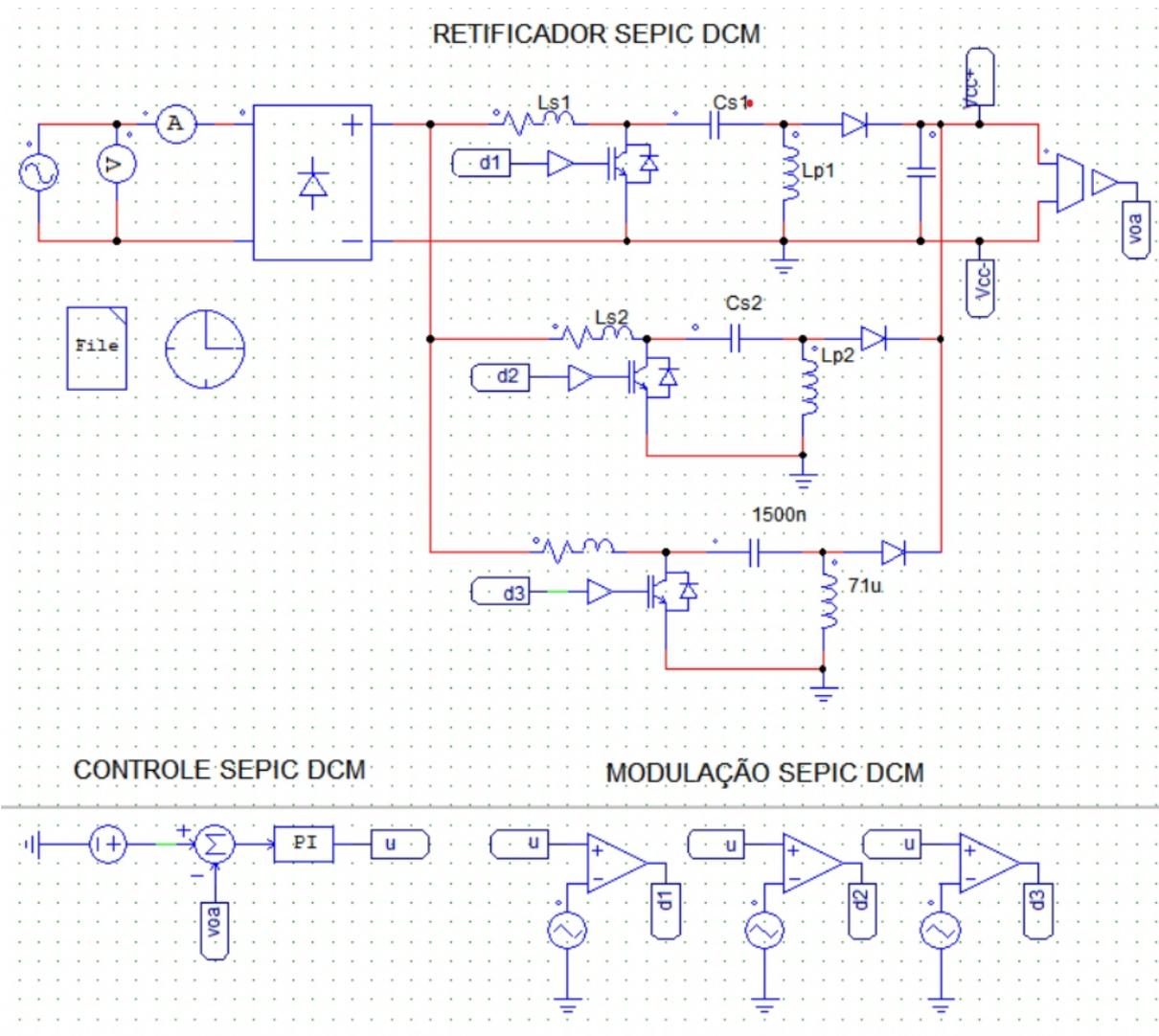
Razão Cíclica

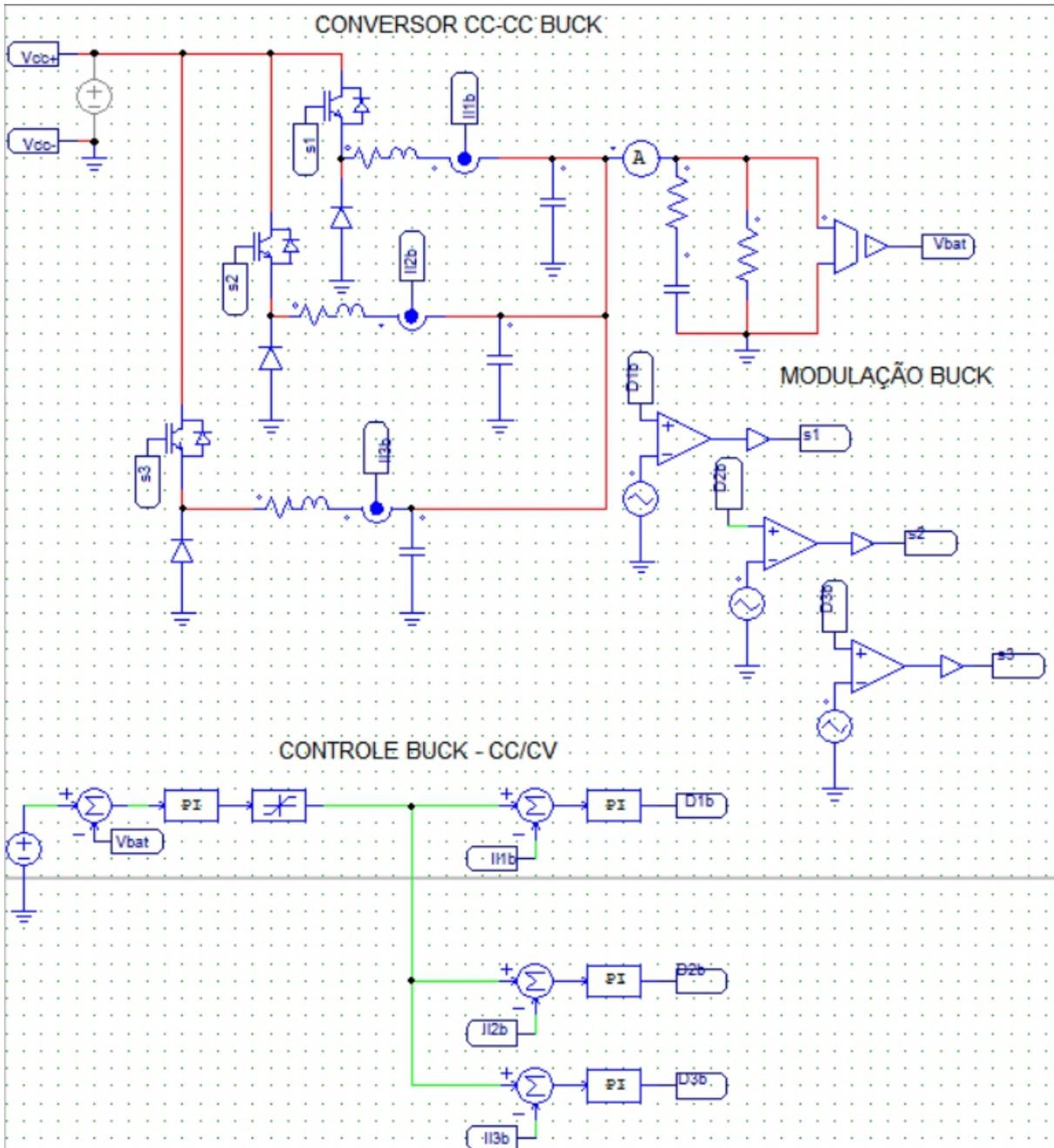
$$V_c := 36.3$$

$$d_{\text{otm}} := \frac{V_b}{V_c} = 0.306$$

## APÊNDICE D

### Circuito de simulação utilizado - *Software* PSIM





## **APÊNDICE E**

### **Análise das plantas de tensão do retificador SEPIC**



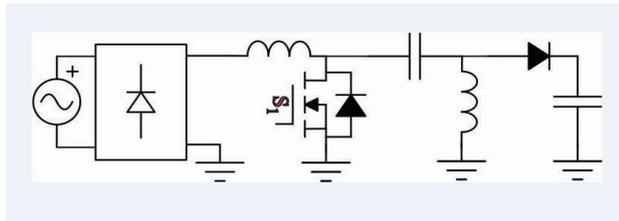
Instituto de Eletrônica de Potência  
Centro Tecnológico - Departamento de Engenharia Elétrica

## Avaliação Plantas Vdc

Aluno: Rafael Henrique Eckstein

Orientador: Telles B. Lazzarin

Florianópolis - SC



$$V_p := 127 \cdot \sqrt{2} = 179.605$$

$$L_{eq} := 62.4 \cdot 10^{-6}$$

$$f_s := 40000$$

Opção 1 V1100 - Walkera	Opção 2 Amazon Prime Air	Opção 3 Anafi USA - Parrot	Opção 4 F420 - Walkera
$V_{dc} := 110$	$V_{dc2} := 81$	$V_{dc3} := 26$	$V_{dc4} := 75$
$V_b := 44.4$	$V_{b2} := 22.2$	$V_{b3} := 11.1$	$V_{b4} := 44.4$
$I_b := 7.3$	$I_{b2} := 10$	$I_{b3} := 3.4$	$I_{b4} := 4.5$
$R_o := \frac{V_b}{I_b} = 6.082$	$R_{o2} := \frac{V_{b2}}{I_{b2}} = 2.22$	$R_{o3} := \frac{V_{b3}}{I_{b3}} = 3.265$	$R_{o4} := \frac{V_{b4}}{I_{b4}} = 9.867$
$D_{crit} := 0.414$	$D_{crit2} := 0.342$	$D_{crit3} := 0.143$	$D_{crit4} := 0.325$
$I_d := \frac{V_b \cdot I_b}{V_{dc}} = 2.947$	$I_{d2} := \frac{V_{b2} \cdot I_{b2}}{V_{dc2}} = 2.741$	$I_{d3} := \frac{V_{b3} \cdot I_{b3}}{V_{dc3}} = 1.452$	$I_{d4} := \frac{V_{b4} \cdot I_{b4}}{V_{dc4}} = 2.664$
Opção 5 Voyager 5 - Walkera	Opção 6 Anafi AI - Parrot	Opção 7 Thyphoon H Plus - Yuneec	Opção 8 Mavic 2 Enterprise - DJI
$V_{dc5} := 47$	$V_{dc6} := 40$	$V_{dc7} := 40$	$V_{dc8} := 38$
$V_{b5} := 22.2$	$V_{b6} := 11.1$	$V_{b7} := 14.8$	$V_{b8} := 18.5$
$I_{b5} := 4.5$	$I_{b6} := 6.8$	$I_{b7} := 5.3$	$I_{b8} := 3.9$
$R_{o5} := \frac{V_{b5}}{I_{b5}} = 4.933$	$R_{o6} := \frac{V_{b6}}{I_{b6}} = 1.632$	$R_{o7} := \frac{V_{b7}}{I_{b7}} = 2.792$	$R_{o8} := \frac{V_{b8}}{I_{b8}} = 4.744$
$D_{crit5} := 0.232$	$D_{crit6} := 0.205$	$D_{crit7} := 0.205$	$D_{crit8} := 0.196$

$$I_{d5} := \frac{V_{b5} \cdot I_{b5}}{V_{dc5}} = 2.126 \quad I_{d6} := \frac{V_{b6} \cdot I_{b6}}{V_{dc6}} = 1.887 \quad I_{d7} := \frac{V_{b7} \cdot I_{b7}}{V_{dc7}} = 1.961 \quad I_{d8} := \frac{V_{b8} \cdot I_{b8}}{V_{dc8}} = 1.899$$

## Análise do sistema de controle

### Definição dos ganhos para o projeto dos compensadores:

Ganho sensor de tensão  $k_v := \frac{1}{V_{dc}} = 9.091 \times 10^{-3}$

Tensão de pico da portadora  $V_{trip} := 1$

Ganho do modulador PWM  $K_{PWM} := \frac{1}{V_{trip}} = 1$

Operador plano imaginário:  $j := \sqrt{-1}$

Operador - frequência (rad/s)  $\omega := 1,5 \cdot 10^5$

$R_o = 6.082$   $C_o := \frac{1.3 \times 10^{-3}}{3}$

### Malha de Tensão

#### 1° Banco

#### 2° Banco

Termos da função de transferência (Vdc/d)

$$j_{2\_1} := \frac{V_p^2 \cdot D_{crit1}}{V_{dc1} \cdot 2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \quad r_{2\_1} := \frac{V_{dc1}}{I_{d1}} \quad j_{2\_2} := \frac{V_p^2 \cdot D_{crit2}}{V_{dc2} \cdot 2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \quad r_{2\_2} := \frac{V_{dc2}}{I_{d2}}$$

#### 3° Banco

#### 4° Banco

Termos da função de transferência (Vdc/d)

$$j_{2\_3} := \frac{V_p^2 \cdot D_{crit3}}{V_{dc3} \cdot 2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \quad r_{2\_3} := \frac{V_{dc3}}{I_{d3}} \quad j_{2\_4} := \frac{V_p^2 \cdot D_{crit4}}{V_{dc4} \cdot 2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \quad r_{2\_4} := \frac{V_{dc4}}{I_{d4}}$$

#### 5° Banco

#### 6° Banco

Termos da função de transferência (Vdc/d)

$$j_{2\_5} := \frac{V_p^2 \cdot D_{crit5}}{V_{dc5} \cdot 2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \quad r_{2\_5} := \frac{V_{dc5}}{I_{d5}} \quad j_{2\_6} := \frac{V_p^2 \cdot D_{crit6}}{V_{dc6} \cdot 2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \quad r_{2\_6} := \frac{V_{dc6}}{I_{d6}}$$

#### 7° Banco

#### 8° Banco

Termos da função de transferência (Vdc/d)

$$j_{2\_7} := \frac{V_p^2 \cdot D_{crit7}}{V_{dc7} \cdot 2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \quad r_{2\_7} := \frac{V_{dc7}}{I_{d7}} \quad j_{2\_8} := \frac{V_p^2 \cdot D_{crit8}}{V_{dc8} \cdot 2 \cdot L_{eq} \cdot f_s} \quad r_{2\_8} := \frac{V_{dc8}}{I_{d8}}$$

$$G_{vd1}(\omega) := \frac{j2}{C_o \cdot (j \cdot \omega) + \left( \frac{1}{r2} + \frac{1}{R_o} \right)}$$

$$G_{vd2}(\omega) := \frac{j2\_2}{C_o \cdot (j \cdot \omega) + \left( \frac{1}{r2\_2} + \frac{1}{R_{o2}} \right)}$$

Módulo da FT:

$$G_{vdmod1}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{vd1}(\omega)|)$$

$$G_{vdmod2}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{vd2}(\omega)|)$$

Fase FT:

$$G_{vdfase1}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd1}(\omega))$$

$$G_{vdfase2}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd2}(\omega))$$

$$G_{vd3}(\omega) := \frac{j2\_3}{C_o \cdot (j \cdot \omega) + \left( \frac{1}{r2\_3} + \frac{1}{R_{o3}} \right)}$$

$$G_{vd4}(\omega) := \frac{j2\_4}{C_o \cdot (j \cdot \omega) + \left( \frac{1}{r2\_4} + \frac{1}{R_{o4}} \right)}$$

$$G_{vdmod3}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{vd3}(\omega)|)$$

$$G_{vdmod4}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{vd4}(\omega)|)$$

$$G_{vdfase3}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd3}(\omega))$$

$$G_{vdfase4}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd4}(\omega))$$

$$G_{vd5}(\omega) := \frac{j2\_5}{C_o \cdot (j \cdot \omega) + \left( \frac{1}{r2\_5} + \frac{1}{R_{o5}} \right)}$$

$$G_{vd6}(\omega) := \frac{j2\_6}{C_o \cdot (j \cdot \omega) + \left( \frac{1}{r2\_6} + \frac{1}{R_{o6}} \right)}$$

$$G_{vdmod5}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{vd5}(\omega)|)$$

$$G_{vdmod6}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{vd6}(\omega)|)$$

$$G_{vdfase5}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd5}(\omega))$$

$$G_{vdfase6}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd6}(\omega))$$

$$G_{vd7}(\omega) := \frac{j2\_7}{C_o \cdot (j \cdot \omega) + \left( \frac{1}{r2\_7} + \frac{1}{R_{o7}} \right)}$$

$$G_{vd8}(\omega) := \frac{j2\_8}{C_o \cdot (j \cdot \omega) + \left( \frac{1}{r2\_8} + \frac{1}{R_{o8}} \right)}$$

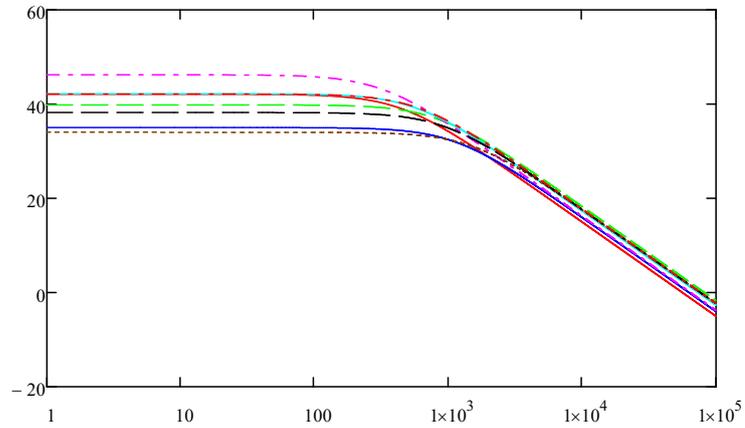
$$G_{vdmod7}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{vd7}(\omega)|)$$

$$G_{vdmod8}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{vd8}(\omega)|)$$

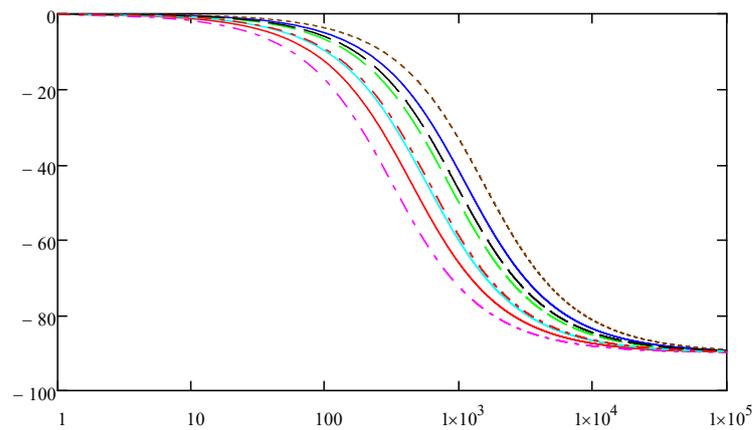
$$G_{vdfase7}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd7}(\omega))$$

$$G_{vdfase8}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{vd8}(\omega))$$

**Diagrama de Bode - Função transferência (Vdc/d) - Módulo**



**Diagrama de Bode - Função transferência (Vdc/d) - Fase**



FTLANão Compensada:

$$FTL_{NC}(\omega) := K_{PWM} \cdot k_V \cdot G_{vd6}(\omega)$$

Módulo da FTLANão Compensada:

$$FTL_{NC\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTL_{NC}(\omega)|)$$

Fase da FTLANão Compensada:

$$FTL_{NC\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTL_{NC}(\omega))$$

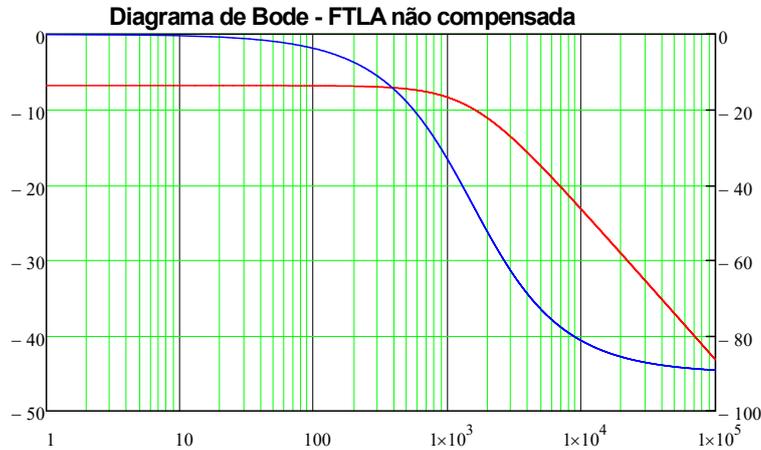


Figura 2 -  $FTLA_{NC\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{NC\_fase}$  em azul.

### Análise do Controlador Proporcional-Integral

Frequência de cruzamento:

$$\omega_{c\_comp} := 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_s}{100} = 2.513 \times 10^3$$

Margem de fase do controlador:

$$M_\phi := 60 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.047$$

Parâmetro  $\omega_z$  do controlador:

$$\omega_{zV} := \frac{\omega_{c\_comp}}{\tan\left(M_\phi - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{NC}(\omega_{c\_comp}))\right)} = 4.573 \times 10^3$$

Constante de tempo:

$$\tau_{zV} := \frac{1}{\omega_{zV}} = 2.187 \times 10^{-4}$$

Parâmetro  $k_c$  do controlador:

$$k_{cV} := \frac{\omega_{c\_comp}}{|FTLA_{NC}(\omega_{c\_comp})| \cdot \sqrt{(\omega_{c\_comp}^2 + \omega_{zV}^2)}} = 2.037$$

Controlador PI:

$$C_V(\omega) := k_{cV} \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_{zV})}{j \cdot \omega}$$

FTLA Compensada:

$$FTLA_C(\omega) := C_V(\omega) \cdot FTLA_{NC}(\omega)$$

Módulo da FTLA Compensada:

$$FTLA_{C\_V\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_C(\omega)|)$$

Fase da FTLA Compensada:

$$FTLA_{C\_V\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_C(\omega))$$

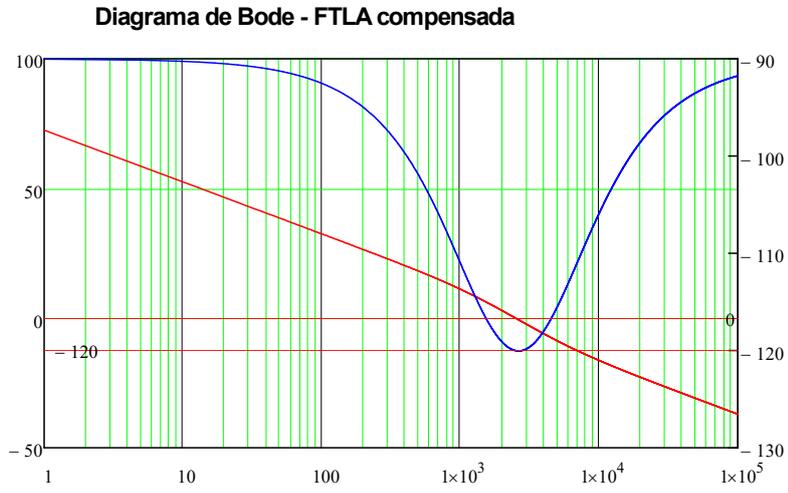
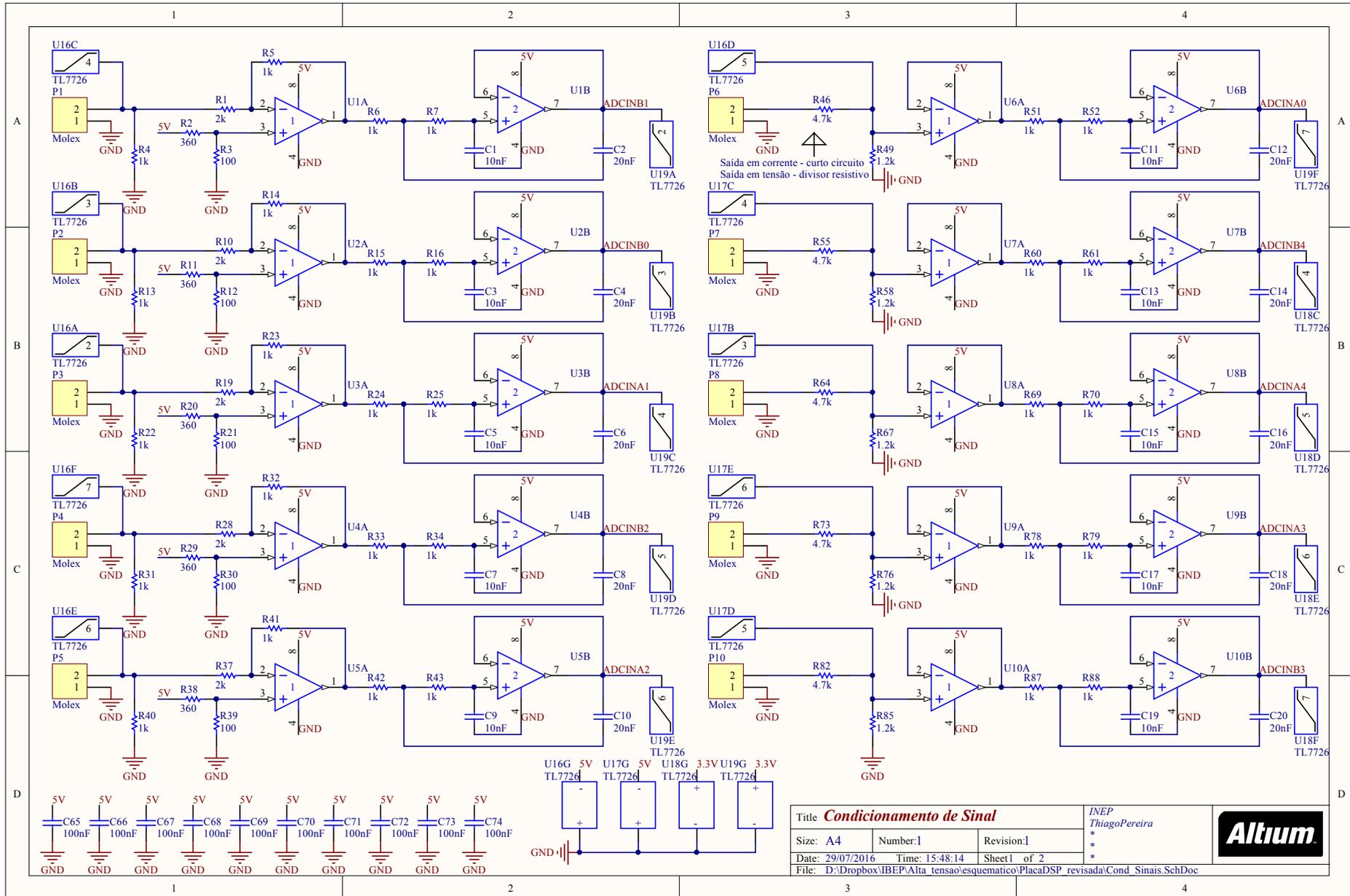


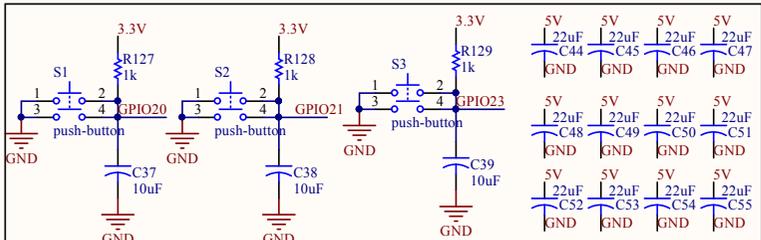
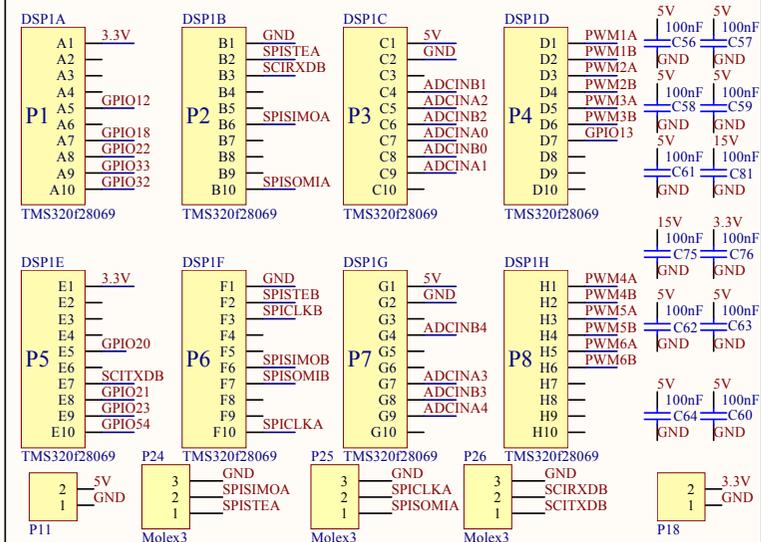
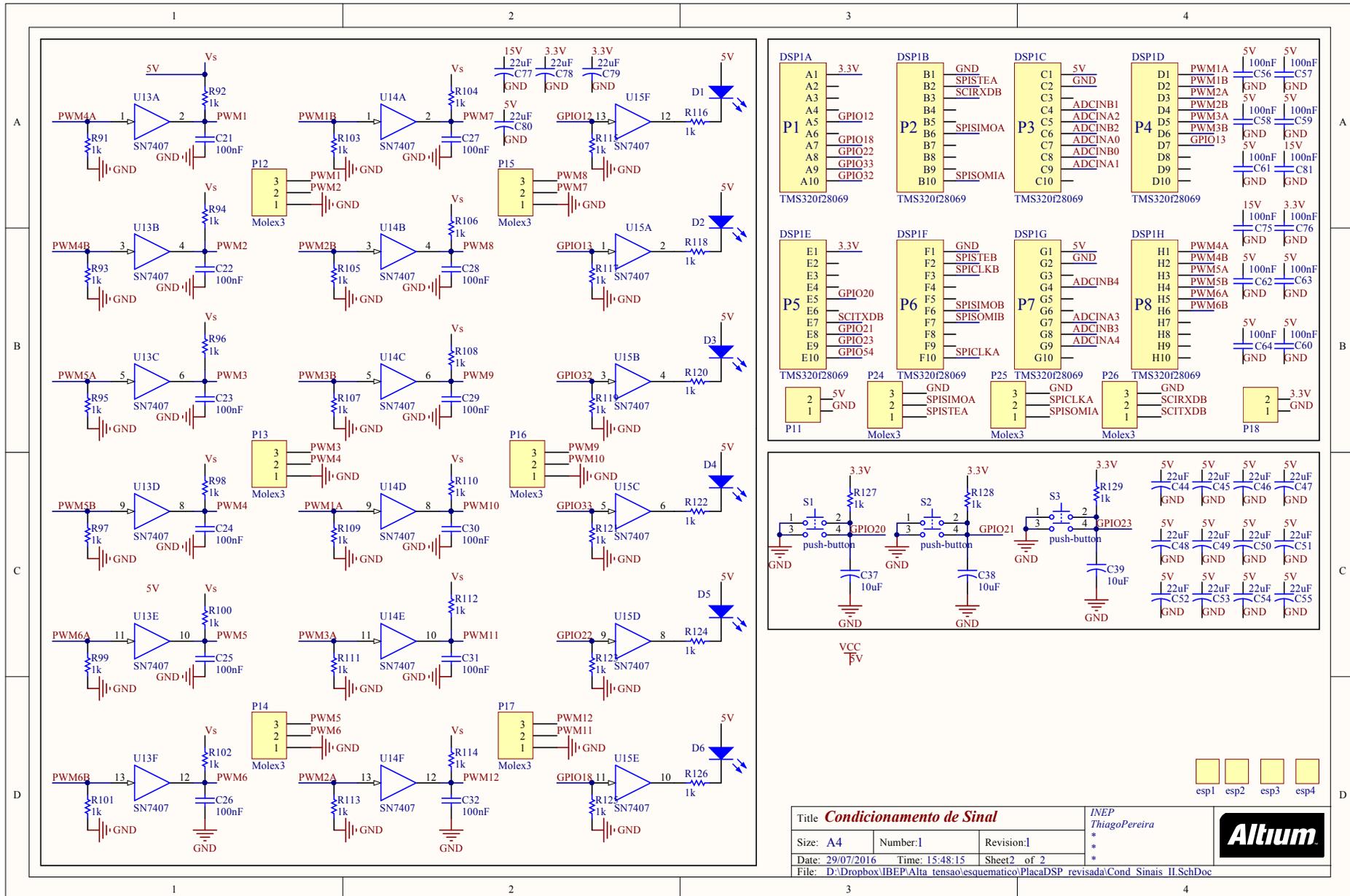
Figura 3 -  $FTLA_{G_{mod}}$  em vermelho e  $FTLA_{G_{fase}}$  em azul.



## **APÊNDICE F**

### **Esquemático da placa de condicionamento**





Title <b>Condicionamento de Sinal</b>			INEP ThiagoPereira	
Size: A4	Number:1	Revision:1		
Date: 29/07/2016	Time: 15:48:15	Sheet2 of 2		
File: D:\Dropbox\IBEP\Alta tensao\esquematico\PlacaDSP revisada\Cond Sinais II.SchDoc				



## APÊNDICE G

Planilha de cálculo de condicionamento da tensão do barramento e da tensão e corrente de saída do conversor *Buck*

29 Oct 2022 16:20:24 - Condicionamentos.sm



Projeto: Tese de doutorado  
Autores: Rafael H. Eckstein

Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis  
Instituto de Eletrônica de Potência



Condicionamento de sinais - Vdc, Vb e Ib

Data: 2020

### Medição de tensão do Barramento (Vdc) - Sensor Utilizado LV 25-P

**Parâmetros da aplicação - LV 25-P**

$V_{min} := 0$  .....mínima tensão a ser medida

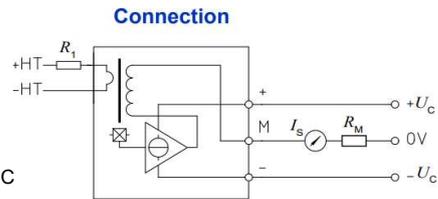
$V_{max} := 180$  .....máxima tensão a ser medida

$V_{AD} := 3.3$  .....tensão máxima na entrada do ADC do MUC

$V_{cc} := 15$  .....tensão de alimentação do LV 25-P [+15V e -15V]

$R_1 := 18000$  .....valor de resistência utilizada

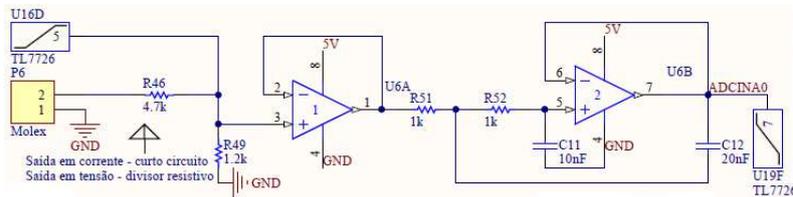
$I_p := \frac{V_{max}}{R_1} = 0.01$  .....valor da corrente para a tensão máxima a ser medida igual a 10mA de acordo com a recomendação do fabricante.



Condicionamento do sinal de tensão do Barramento (Vdc) - Sensor Utilizado LV 25-P

Saída em corrente do sensor LV 25-P - Logo R46 é um curto.

**Circuito de condicionamento de sinais**



O resistor Rm do esquemático do sensor é o mesmo resistor R49 do esquemático da placa de condicionamento.

A relação entre o primário e o secundário do sensor LV-25P é de 1000: 2500, logo para uma tensão de 180V a corrente no primário é igual a 10mA e no secundário igual a 25mA.

Sendo assim o valor de Rm deve ser tal que quando a corrente no secundário for 25mA, a tensão na entrada no ADC seja de 3,3V.

$$R_m := \frac{V_{AD}}{I_p \cdot 2.5} = 132 \text{ .....valor da resistência teórica}$$

$R_m := 130$  .....valor da resistência utilizada

Valor de acordo com o recomendado na folha de dados do sensor de tensão

$R_M$	Measuring resistance		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	
	with $\pm 12$ V	@ $\pm 10$ mA <sub>max</sub>	30	190	$\Omega$
		@ $\pm 14$ mA <sub>max</sub>	30	100	$\Omega$
	with $\pm 15$ V	@ $\pm 10$ mA <sub>max</sub>	100	350	$\Omega$
		@ $\pm 14$ mA <sub>max</sub>	100	190	$\Omega$

Valor máximo lido no ADC com a correção p/ um valor de resistência comercial:

$$V_{ADC\_lidos} := I_p \cdot 2.5 \cdot R_m = 3.25 \text{ .....valor máximo da tensão no ADC.}$$

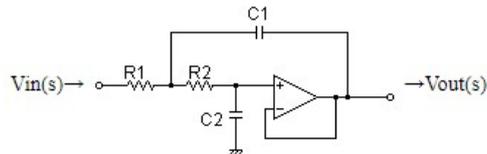
**Buffer**

Primeiro estágio de condicionamento é um circuito de Buffer com a função de isolar as impedâncias do sensor às do restante do circuito de condicionamento. Esse estágio apresenta um ganho unitário.

**Filtro Sallen-Key de segunda ordem**

$$R5 := 33000 \quad C1 := 330 \cdot 10^{-9}$$

$$R6 := 47000 \quad C2 := 330 \cdot 10^{-9}$$



Cut-off frequency:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1C1R2C2}}$$

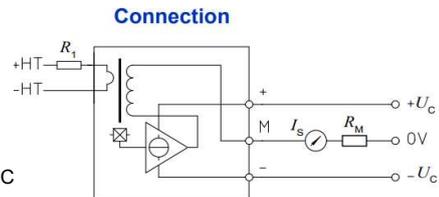
$$f_c := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R5 \cdot C1 \cdot R6 \cdot C2}} = 12.2462$$

A frequência de corte escolhida foi de 12Hz, a fim de atenuar o efeito da componente de 120Hz presente na tensão do barramento Vdc.

**Medição de tensão de saída (Vb)  
- Sensor Utilizado LV 25-P**

**Parâmetros da aplicação - LV 25-P**

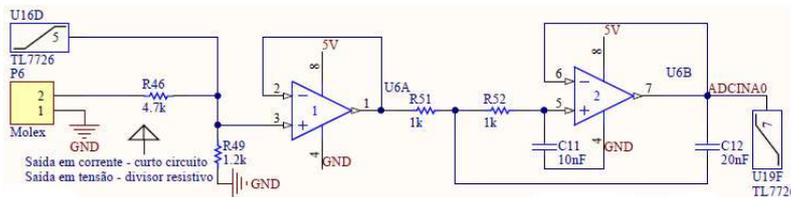
- V<sub>min</sub> := 0 .....mínima tensão a ser medida
- V<sub>max</sub> := 60 .....máxima tensão a ser medida
- V<sub>AD</sub> := 3.3 .....tensão máxima na entrada do ADC do MUC
- V<sub>cc</sub> := 15 .....tensão de alimentação do LV 25-P [+15V e -15V]
- R<sub>1</sub> := 5600 .....valor de resistência utilizada
- I<sub>p</sub> :=  $\frac{V_{max}}{R_1} = 0.0107$ .....valor da corrente para a tensão máxima a ser medida igual a 10mA de acordo com a recomendação do fabricante.



Condicionamento do sinal de tensão do Barramento (Vdc) - Sensor Utilizado LV 25-P

Saída em corrente do sensor LV 25-P - Logo R46 é um curto.

**Circuito de condicionamento de sinais**



O resistor Rm do esquemático do sensor é o mesmo resistor R49 do esquemático da placa de condicionamento.

A relação entre o primário e o secundário do sensor LV-25P é de 1000: 2500, logo para uma tensão de 180V a corrente no primário é igual a 10mA e no secundário igual a 25mA.

29 Oct 2022 16:20:24 - Condicionamentos.sm

Sendo assim o valor de  $R_m$  deve ser tal que quando a corrente no secundário for 25mA, a tensão na entrada no ADC seja de 3,3V.

$$R_m := \frac{V_{AD}}{I_p \cdot 2.5} = 123.2 \dots \text{valor da resistência teórica}$$

$$R_m := 120 \dots \text{valor da resistência utilizada}$$

Valor de acordo com o recomendado na folha de dados do sensor de tensão

$R_M$	Measuring resistance		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	
	with $\pm 12$ V	@ $\pm 10$ mA <sub>max</sub>	30	190	$\Omega$
		@ $\pm 14$ mA <sub>max</sub>	30	100	$\Omega$
	with $\pm 15$ V	@ $\pm 10$ mA <sub>max</sub>	100	350	$\Omega$
		@ $\pm 14$ mA <sub>max</sub>	100	190	$\Omega$

Valor máximo lido no ADC com a correção p/ um valor de resistência comercial:

$$V_{ADC\_idos} := I_p \cdot 2.5 \cdot R_m = 3.2143 \dots \text{valor máximo da tensão no ADC.}$$

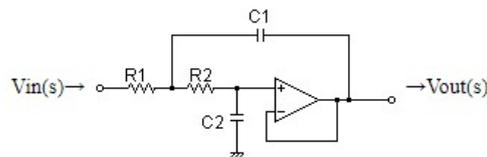
### Buffer

Primeiro estágio de condicionamento é um circuito de Buffer com a função de isolar as impedâncias do sensor às do restante do circuito de condicionamento. Esse estágio apresenta um ganho unitário.

### Filtro Sallen-Key de segunda ordem

$$R5 := 1000 \quad C1 := 100 \cdot 10^{-9}$$

$$R6 := 1000 \quad C2 := 100 \cdot 10^{-9}$$



Cut-off frequency:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R1C1R2C2}}$$

$$f_c := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R5 \cdot C1 \cdot R6 \cdot C2}} = 1591.5494$$

A frequência de corte escolhida foi de 1500Hz a fim de atenuar o efeito da componente de comutação do conversor Buck (40kHz).

## Medição da corrente de saída (Ib) - Sensor Utilizado LAH 25-NP

### Parâmetros da aplicação - LAH 25-NP

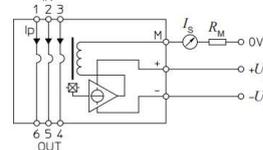
$I_{min} := 0$  .....mínima corrente a ser medida

$I_{max} := 12$  .....máxima corrente a ser medida

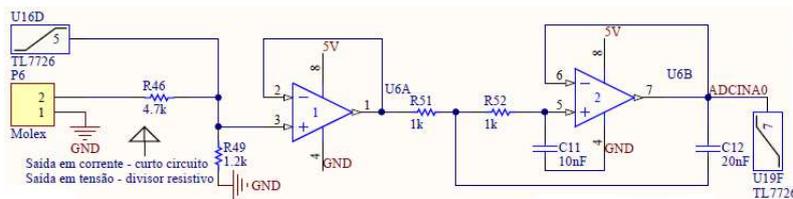
$V_{AD} := 3.3$  .....tensão máxima na entrada do ADC do MUC

$V_{cc} := 15$  .....tensão de alimentação do LV 25-P [+15V e -15V]

### Connection



### Circuito de condicionamento de sinais



29 Oct 2022 16:20:24 - Condicionamentos.sm

O resistor Rm do esquemático do sensor é o mesmo resistor R49 do esquemático da placa de condicionamento.

A relação entre o primário e o secundário do sensor LAH-25NP é de 1: 1000, logo para uma corrente máxima no primário de 12A, o valor da corrente no secundário seria igual a 12mA

Sendo assim o valor de Rm deve ser tal que quando a corrente no secundário for 12mA a tensão na entrada no ADC seja de 3,3V.

$$I_s := 12 \cdot 10^{-3} \dots\dots\dots\text{valor máximo da corrente no secundário do sensor LAH-25NP}$$

$$R_m := \frac{V_{AD}}{I_s} = 275 \dots\dots\dots\text{valor da resistência teórica}$$

$$R_m := 270 \dots\dots\dots\text{valor da resistência utilizada}$$

$R_M$ Measuring resistance @ <sup>2)</sup>		$T_A = 70 \text{ }^\circ\text{C}$		$T_A = 85 \text{ }^\circ\text{C}$	
		$R_{M \text{ min}}$	$R_{M \text{ max}}$	$R_{M \text{ min}}$	$R_{M \text{ max}}$
with $\pm 12 \text{ V}$	@ $I_{PN} [\pm \text{At DC}]$	0	284	0	280 $\Omega$
	@ $I_{PN} [\text{At RMS}]$ <sup>3)</sup>	0	182	0	178 $\Omega$
with $\pm 15 \text{ V}$	@ $I_{PN} [\pm \text{At DC}]$	67	398	70	394 $\Omega$
	@ $I_{PN} [\text{At RMS}]$ <sup>3)</sup>	67	263	70	259 $\Omega$
	@ $I_P < I_{PN}$ <sup>4)</sup>				

Valor máximo lido no ADC com a correção p/ um valor de resistência comercial:

$$V_{ADC\_lidos} := I_s \cdot R_m = 3.24 \dots\dots\dots\text{valor máximo da tensão no ADC.}$$

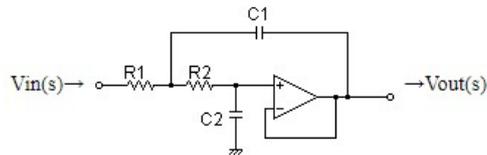
**Buffer**

Primeiro estágio de condicionamento é um circuito de Buffer com a função de isolar as impedâncias do sensor às do restante do circuito de condicionamento. Esse estágio apresenta um ganho unitário.

**Filtro Sallen-Key de segunda ordem**

$$R5 := 1000 \quad C1 := 100 \cdot 10^{-9}$$

$$R6 := 1000 \quad C2 := 100 \cdot 10^{-9}$$



Cut-off frequency:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R1 C1 R2 C2}}$$

$$f_c := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R5 \cdot C1 \cdot R6 \cdot C2}} = 1591.5494$$

A frequência de corte escolhida foi de 1500Hz a fim de atenuar o efeito da componente de comutação do conversor Buck (40kHz).



## APÊNDICE H

**Código utilizado para a operação e controle do sistema**

```

#####
//
// SISTEMA PARA CARREGAMENTO DE BANCOS DE BATERIAS P/
// AERONAVES REMOTAMENTE PILOTADAS
//
// Nome: Rafael H. Eckstein
//#####
#####

#include <NEV_SEPIC_Parameters.h>
#include "DSP28x_Project.h"
#include "Generico28069.h"
#include <math.h>
#include "NEV_Control_Definitions.h"

// Estruturas p/ medir e condicionar as variáveis lidas nos ADCs.
struct Measure_AD Vc = {off_Vc, 0, k_Vc, 0};
struct Measure_AD Ib1 = {off_Ib1, 0, k_Ib1, 0};
struct Measure_AD Ib2 = {off_Ib2, 0, k_Ib2, 0};
struct Measure_AD Ib3 = {off_Ib3, 0, k_Ib3, 0};
struct Measure_AD Vb = {off_Vb, 0, k_Vb, 0};

// Estrutura de um controlador PI.
struct PIstruct Cvc = {0,0,0,0,Dcrit,0,KVc_1,KVc_0,1,.enable=1};
struct PIstruct CVb = {0,0,0,0,ubmin,Ib_max,0,KVb_1,KVb_0,1,.enable=0};
struct PIstruct CIb1 = {0,0,0,0,ubmin,ubmax,0,KIb_1,KIb_0,1,.enable=0};
struct PIstruct CIb2 = {0,0,0,0,ubmin,ubmax,0,KIb_1,KIb_0,1,.enable=0};
struct PIstruct CIb3 = {0,0,0,0,ubmin,ubmax,0,KIb_1,KIb_0,1,.enable=0};

// Referências
float Vb_ref_max = 12.6;
float Vb_ref = 0;
float Ib_ref_max = 3.4;
float Ib_ref = 0;
float Vp=110;
float Vc_ref=0;
//float Vc_ref_max = 0.55;// - (Ponto 1 - Anafi Mark 3) /*0.55 - (PrimeAir)*
//0.2 - 30V//0.3333333333 - 50V //0.5 - 75V //0.667 - 100V //0.8 - 125V //1 -
150V //Ganho - 0.00666666667

//Variáveis diversas
#define num 4
int cont = 0;
float Vc_avg=0;
float Leq=0.0000624;
float fs=40000;
int i=0;
int vetor[21];
float DVc=0;

//Interrupções
interrupt void int_is1(void); //Interrupção SEPIC
interrupt void int_is2(void);
interrupt void int_is3(void);
interrupt void int_vc(void);
interrupt void int_ib1(void);// Interrupção Buck
interrupt void int_ib2(void);

```

```
interrupt void int_ib3(void);
interrupt void int_vb(void);
float Vbarramento=0;

void main(void)
{
    //TESTE = 0;

    // Step 1. Initialize System Control:
    // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
    // This example function is found in the F2806x_SysCtrl.c file.

    InitSysCtrl();

    //memcpy(&RamfuncsRunStart, &RamfuncsLoadStart,
    (Uint32)&RamfuncsLoadSize);
    //InitFlash();

    // Step 2. Initialize GPIO:
    // This example function is found in the F2806x_Gpio.c file and
    // illustrates how to set the GPIO to it's default state.
    // InitGpio(); Skipped for this example

    // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
    // Disable CPU interrupts
    DINT;

    // Initialize PIE control registers to their default state.
    // The default state is all PIE interrupts disabled and flags
    // are cleared.
    // This function is found in the F2806x_PieCtrl.c file.
    InitPieCtrl();

    // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

    // Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
    // Service Routines (ISR).
    // This will populate the entire table, even if the interrupt
    // is not used in this example. This is useful for debug purposes.
    // The shell ISR routines are found in F2806x_DefaultIsr.c.
    // This function is found in F2806x_PieVect.c.
    InitPieVectTable();

    configuracao_IO();

    configuracao_PWM();

    configuracao_AD();

    EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected register
```

```

PieVectTable.rsvd10_1 = &int_is1;
PieVectTable.rsvd10_2 = &int_is2;
PieVectTable.ADCINT3 = &int_is3;
PieVectTable.ADCINT4 = &int_vc;
PieVectTable.ADCINT5 = &int_ib1;
PieVectTable.ADCINT6 = &int_ib2;
PieVectTable.ADCINT7 = &int_ib3;
PieVectTable.ADCINT8 = &int_vb;

//PieVectTable.XINT1 = &timer1_isr;
//PieVectTable.XINT2 = &timer2_isr;

EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

IER |= M_INT10; //habilita interrupção do grupo INT10 - dentro desta
interrupção há uma referente ao ADINT1
//IER |= M_INT11; //habilita as interrupções do CLA.

PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx1 = 1; // Habilita interrupção do ADCINT1
AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1 = 1; // limpa flag na interrupção do ADINT1
PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx2 = 1; // Habilita interrupção do ADCINT2
AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT2 = 1; // limpa flag na interrupção do ADINT2
PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx3 = 1;
AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT3 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx4 = 1;
AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT4 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx5 = 1;
AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT5 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx6 = 1;
AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT6 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx7 = 1;
AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT7 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER10.bit.INTx8 = 1;
AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT8 = 1;

IFR &= M_INT10; // limpa flag da INT1
//IFR &= M_INT11; // limpa flag do CLA
//IFR &= 0x0200; // limpa flag da INT10

//EnableInterrupts();

//EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

EnableInterrupts();
//led_1(0);
//led_2(0);
//led_3(0);
//led_4(0);
//led_5(0);
//led_6(0);

EALLOW;

while(1)
{}
}

```

```

interrupt void int_is1(void)
{
    if(i<333){
        Vc.in = AdcResult.ADCRESULT3; //De acordo com o SOC selecionado
        fun_measure(&Vc);
        Vc_avg = Vc.out*k_sens +Vc_avg;
        i++;
    }
    else {
        Vc_avg = Vc_avg*0.003003003;
        Vbarramento = Vc_avg;

        cont++;
        if(cont>20) cont =0;
        Vc_ref1 = -
        2*Vp*(2*Vb_ref*Ib_ref*Leq*fs+Vp*(Vb_ref*Ib_ref*Leq*fs)^0.5;
        Vc_ref2 = 4*Ib_ref*Vb_ref*Leq*fs-Vp^2;
        Vc_ref_max=Vc_ref1/Vc_ref2;
        //Rampa p/ a referência da tensão do barramento
        Vc_ref = Vc_ref + 0.002779166665; //(0.002779166665 - Valor Imagem
29.04) Incremento de em 10s até 0.6667 - Vref=100V (0.000555833333)

        if(Vc_ref > Vc_ref_max) Vc_ref= Vc_ref_max;
        if(Vc_ref < 0) Vc_ref = 0;

        CVc.x1 = Vc_ref - Vc_avg;
        fun_PI(&CVc);
        Dvc = CVc.y*period_s;

        EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = Dvc;//Dvc;//80; (Anafi
USA)//174;//Dvc;//174;// 141; //Dvc; //DCM - Razão cíclica fixa - Teste Malha
Aberta
        EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = Dvc;//Dvc;//174;//Dvc;//174;//Dvc;//174;
        EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = Dvc;//188;//Dvc;////174;//

        vetor[cont] = Dvc;
        Vc_avg=0;
        i=0;
    }

    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1=1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK10 = 1;
}

interrupt void int_is2(void)
{
    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT2=1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK10 = 1;
}

interrupt void int_is3(void)
{
    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT3=1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK10 = 1;
}

interrupt void int_vc(void)
{

```

```

    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT4=1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK10 = 1;
}

interrupt void int_ib1(void)
{
    if(Vc.out > 10){
        CIb1.enable = 1;

        Ib_ref = Ib_ref + 0.0000375; //10s (0A - 3A)(0.0000075);
        if(Ib_ref > Ib_ref_max) Ib_ref= Ib_ref_max;
        if(Ib_ref < 0) Ib_ref = 0;
    }
    else{
        CIb1.enable = 0;
        Ib_ref=Ib1.out;
    }

    Ib1.in = AdcResult.ADCRESULTS;
    fun_measure(&Ib1);
    CIb1.x1 = Ib_ref - Ib1.out;
    fun_PI(&CIb1);
    //Pin utilizado na PCI - P15 (PWM7)
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 152;//CIb1.y;//

    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT5=1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK10 = 1;
}

interrupt void int_ib2(void)
{
    //(200 > Vc.out)&(Vc.out > 90)
    if(Vc.out > 10){
        CIb2.enable = 1;

        Ib_ref = Ib_ref + 0.0000375; //10s (0A - 3A)(0.0000075);
        if(Ib_ref > Ib_ref_max) Ib_ref= Ib_ref_max;
        if(Ib_ref < 0) Ib_ref = 0;
    }
    else{
        CIb2.enable = 0;
        Ib_ref=0;
    }

    Ib2.in = AdcResult.ADCRESULT6;
    fun_measure(&Ib2);
    CIb2.x1 = Ib_ref - Ib2.out;
    fun_PI(&CIb2);

    //Pin utilizado na PCI - P16 (PWM9)
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = CIb2.y;//

    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT6=1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK10= 1;
}

```

```

interrupt void int_ib3(void)
{
    //(200 > Vc.out)&(Vc.out > 90)
    if(Vc.out > 10){//45
        CIb3.enable = 1;

        Ib_ref = Ib_ref + 0.00000375; //10s (0A - 3A)(0.0000075);
        if(Ib_ref > Ib_ref_max) Ib_ref= Ib_ref_max;
        if(Ib_ref < 0) Ib_ref = 0;
    }
    else{
        CIb3.enable = 0;
        Ib_ref=0;
    }

    Ib3.in = AdcResult.ADCRESULT7;
    fun_measure(&Ib3);
    CIb3.x1 = Ib_ref - Ib3.out;
    fun_PI(&CIb3);

    //Pin utilizado na PCI - P17 (PWM12)
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = CIb3.y;//200;//300;//

    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT7=1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK10 = 1;
}

interrupt void int_vb()
{
    // if(1.1*Vc_ref > Vc_avg > 0.9*Vc_ref){
    //     CVb.enable = 1;
    //     Vb.in = AdcResult.ADCRESULT7;
    //     fun_measure(&Vb);
    // }
    // //Rampa p/ a referência de tensão da saída
    // Vb_ref = Vb_ref + .1; //Incremento de 0.1V
    // //
    // if(Vb_ref > Vb_ref_max) Vb_ref= Vb_ref_max;
    // if(Vb_ref < 0) Vb_ref = 0;
    // //
    // CVb.x1 = Vb_ref - Vb.out;
    // fun_PI(&CVb);
    // }
    // else{
    //     CVb.enable = 0;
    // }

    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT8=1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK10 = 1;
}

```

.....

```

#ifndef _NEV_Control_Definitions_

#define _NEV_Control_Definitions_

#define period_s 562//562 - 40//1000//1124 //Período Retificador SEPIC -
Portadora triangular -> fs=80kHz; fcpu=90MHz
#define period_b 562//1124//562//1000

//SEPIC

#define Dcrit 0.40
#define Kvc_1 0.624399222
#define Kvc_0 -0.4605701517
#define k_sens 0.00667//1/150 - Ganho sensor

//Multiplicar os ganhos pelo período (pico da portadora)
#define bIs_4 4.746887557// 66.64037978 // 0.059288594108849 *
321.4285714286 (Período SEPIC)
#define bIs_3 -14.0294666// -251.12554815// -0.223421306186145
#define bIs_2 13.93652919//355.80093032//0.316548870391774
#define bIs_1 -4.652199565// -224.51585668// -0.199747203452936
#define bIs_0 0.0//53.2133081//0.047342800804386

#define aIs_3 2.730060486 //3.793499961499696
#define aIs_2 -2.481603832 //-5.414409480822695
#define aIs_1 0.7515433456// 3.445014433712807
#define aIs_0 0.0// -0.824104914389807

#define usmax 900//0.9*Período
#define usmin 0//0.9*Período

#define Ns 3

//Define - Parâmetros - ADs

#define off_Is1 31
#define off_Is2 31
#define off_Is3 31
#define off_Vc 40
#define off_Vg 40.0

#define k_Is1 0.0047655172413793
#define k_Is2 0.0047655172413793
#define k_Is3 0.0050655172413793
#define k_Vc 0.0407655172413793// -0.0788
#define k_Vg 0.0002807

//TESTE

#define KIss_1 37.5
#define KIss_0 -32

//Buck

```

```

#define Ib_max 3

//Ganhos dos Controladores
#define KVb_1 408.72686//0.727272
#define KVb_0 -6.182// -0.011

#define KIb_1 11.79805352625//154//309.9
#define KIb_0 -11.4155125425// -128// -256.1633

#define ubmax 562//642.3571428571//0.9*Período
#define ubmin 0//0.9*Período

//Offset - ADCs
#define off_Ib1 38//3670
#define off_Ib2 0//3620
#define off_Ib3 38//3740//3812
#define off_Vb 0//3710
//Ganhos ADCs
#define k_Ib1 0.003068247// -0.0062420382165605
#define k_Ib2 0.003068247
#define k_Ib3 0.0063//0.006136494
#define k_Vb -0.027777777777

struct C4o_struct{
    float b4,b3,b2,b1,b0;
    float a3,a2,a1,a0;
    float erro,y,x3,x2,x1,x0,u3,u2,u1,u0,umin,umax;
    int enable;
    int sat;
};

struct PIstruct{
    float x1,x0,u0,u1,umin,umax,y,k1,k0;
    int enable;
    int sat;
};

struct PIstruct_fp{
    int x1,x0,u0,u1,umin,umax,y,k1,k0;
    int enable;
    int sat;
};

void fun_PI(struct PIstruct * var);

void fun_PI_fp(struct PIstruct_fp * var);

void fun_C4o(struct C4o_struct * var);

//Medição dos ADs

struct Measure_AD
{
    signed int offset;
    signed int in;
};

```

```

    float K;
    float out;
};

void fun_measure( struct Measure_AD * var);

//Controlador do SEPIC

//corrente

#define Ki 6000//3976 //48540 // q10

#define A11 64130//65118
#define A12 -1453//-365
#define A13 -19285//-9742

#define A21 -996//-250
#define A22 63783//64972
#define A23 -16738//-8463

#define A31 7642//3860
#define A32 9676//4892
#define A33 63122//64929

#define B1 19901//9694
#define B2 -20579//-10540
#define B3 -7182//-3493

#define K1 57311//23953//q15//55087 //q6
#define K2 6027//6783//q15//41492 //q7
#define K3 -62970//-16794//q15//-32631 //q5

#define L1 27641//9692 //q16
#define L2 -14428//-10542 //q16
#define L3 -8921//-3499 //q16

struct SepicCurrentControllerStruct{
    int ref;
    int y;
    int ei1;
    int ei0;
    long int ui1;
    long int ui0;
    long int umax;

    int ee;
    long int x1;
    long int x2;
    long int x3;
    int x10;
    int x20;
    int x30;
    long int ue;
    long int u1;
    int u;
};

struct PIcontrollerStruct{
    int ref;

```

```
    int y;
    int e1;
    int e0;
    int u;
    long int u1;
    long int u0;
    long int umax;
};
```

```
#endif
```

```
.....
```

```
#include "NEV_Control_Definitions.h"
```

```
void fun_PI(struct Pstruct * var)
{
    float temp;

    if((*var).enable==0)
    {
        (*var).x1=0;
        (*var).y=0;
    }

    temp = (*var).x1 * (*var).k1;
    temp = temp + (*var).x0 * (*var).k0;
    (*var).y = temp + (*var).u0;

    if((*var).sat)
    {
        if((*var).y > (*var).umax) (*var).y = (*var).umax;
        if((*var).y < (*var).umin) (*var).y = (*var).umin;
    }

    (*var).u0 = (*var).y;
    (*var).x0 = (*var).x1;
}

void fun_C4o(struct C4o_struct * var)
{
    float temp=0;

    if((*var).enable==0) (*var).erro=0;

    temp = (*var).erro * (*var).b4;
    temp = temp + (*var).x3 * (*var).b3;
    temp = temp + (*var).x2 * (*var).b2;
    temp = temp + (*var).x1 * (*var).b1;
    temp = temp + (*var).x0 * (*var).b0;
```

```

temp = temp + (*var).u3 * (*var).a3;
temp = temp + (*var).u2 * (*var).a2;
temp = temp + (*var).u1 * (*var).a1;
(*var).y = temp + (*var).u0 * (*var).a0;

if((*var).sat)
{
    if((*var).y > (*var).umax) (*var).y = (*var).umax;
    if((*var).y < (*var).umin) (*var).y = (*var).umin;
}

(*var).u0 = (*var).u1;
(*var).u1 = (*var).u2;
(*var).u2 = (*var).u3;
(*var).u3 = (*var).y;

(*var).x0 = (*var).x1;
(*var).x1 = (*var).x2;
(*var).x2 = (*var).x3;
(*var).x3 = (*var).erro;
}

void fun_measure( struct Measure_AD * var)
{
    (*var).out = (float)((*var).in - (*var).offset);
    (*var).out = (*var).K * (*var).out;
}

void sepic_current_controller(struct SepicCurrentControllerStruct * var)
{
    long int aux_short;
    long long int aux_long;

// PARTE DO INTEGRADOR
(*var).ei1 = (*var).ref - (*var).y; //q12
aux_short = (*var).ei1 + (*var).ei0; //q12
aux_long = (long long int)Ki*aux_short; //q16*q12 = q28
(*var).ui1 = aux_long+(*var).ui0; //q28

    if((*var).ui1 > (*var).umax) (*var).ui1= (*var).umax;
    if((*var).ui1 < 0) (*var).ui1 = 0;

    (*var).ui0 = (*var).ui1; //q14
    (*var).ei0 = (*var).ei1; //q14

// PARTE DO ESTIMADOR
aux_short = (*var).y; //q12
aux_short = aux_short << 2; //q14
(*var).ee = aux_short - (*var).x10; //q14

aux_long = (long int)(*var).x10*A11; //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2; //q28
(*var).x1 = aux_long;
aux_long = (long int)-(*var).x20*A12; //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x1 = aux_long+(*var).x1;
aux_long = (long int)-(*var).x30*A13; //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;

```

```

(*var).x1 = aux_long+(*var).x1;
aux_long = (long int)(*var).u*B1;           //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x1 = aux_long+(*var).x1;
aux_long = (long int)(*var).ee*L1;        //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x1 = aux_long+(*var).x1;           // q14

aux_long = (long int)-(*var).x10*A21;     //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x2 = aux_long+(*var).x2;
aux_long = (long int)(*var).x20*A22;     //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x2 = aux_long+(*var).x2;
aux_long = (long int)-(*var).x30*A23;    //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x2 = aux_long+(*var).x2;
aux_long = (long int)-(*var).u*B2;       //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x2 = aux_long+(*var).x2;
aux_long = (long int)-(*var).ee*L2;     //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x2 = aux_long+(*var).x2;

aux_long = (long int)(*var).x10*A31;     //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x3 = aux_long+(*var).x3;
aux_long = (long int)(*var).x20*A32 + aux_long; //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x3 = aux_long+(*var).x3;
aux_long = (long int)(*var).x30*A33 + aux_long; //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x3 = aux_long+(*var).x3;
aux_long = (long int)-(*var).u*B3 + aux_long; //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x3 = aux_long+(*var).x3;
aux_long = (long int)-(*var).ee*L3 + aux_long; //q14*q16 = q30
aux_long = aux_long >> 2;
(*var).x3 = aux_long+(*var).x3;         //q14

(*var).x10 = (*var).x1>>14;             // q14
(*var).x20 = (*var).x2>>14;             // q14
(*var).x30 = (*var).x3>>14;             // q14

// PARTE DA REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS

aux_long = (long int)(*var).x1*K1;       //q14*q16 = q30
(*var).ue = aux_long >> 2;
aux_long = aux_long + (long int)(*var).x2*K2; //q30
aux_long = aux_long >> 2;                 //q28
(*var).ue=(*var).ue+aux_long;
aux_long = (long int)-(*var).x3*K3+aux_long; //q30
aux_long = aux_long >> 2;                 //q28
(*var).ue=(*var).ue+aux_long;           //q14

// Valor da saída

(*var).u1 = (*var).u11 - (*var).ue;     //q14
(*var).u=(*var).u1>>14;

```

```

//(*var).u = (*var).u >> 19; //q0

//if(dis2 > (*var).umax) dis2= (*var).umax;
//if(dis2 < 0) dis2 = 0;

//return (*var).u;

// (*var).ei1 = (*var).ref - (*var).y; //q12
// aux_short = (*var).ei1 + (*var).ei0; //q12
// aux_long = (long long int) Ki*aux_short; //q16*q12 = q28
// (*var).ui1 = aux_long >> 14; //q14
// (*var).ui1 = (*var).ui1 + (*var).ui0; //q14
//
// if((*var).ui1 > (*var).umax) (*var).ui1= (*var).umax;
// if((*var).ui1 < 0) (*var).ui1 = 0;
//
// (*var).ui0 = (*var).ui1; //q14
// (*var).ei0 = (*var).ei1; //q14
//
////// PARTE DO ESTIMADOR
//aux_short = (*var).y; //q12
//aux_short = aux_short << 2; //q14
//(*var).ee = aux_short - (*var).x10; //q14
//
//aux_long = (long long int)(*var).x10*A11; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).x20*A12 + aux_long; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).x30*A13 + aux_long; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).u*B1 + aux_long; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).ee*L1 + aux_long; //q14*q16 = q30
//(*var).x1 = aux_long>>16; // q14
//
//aux_long = (long long int)(*var).x10*A21; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).x20*A22 + aux_long; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).x30*A23 + aux_long; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).u*B2 + aux_long; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).ee*L2 + aux_long; //q14*q16 = q30
//(*var).x2 = aux_long>>16; // q14
//
//aux_long = (long long int)(*var).x10*A31; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).x20*A32 + aux_long; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).x30*A33 + aux_long; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).u*B3 + aux_long; //q14*q16 = q30
//aux_long = (long long int)(*var).ee*L3 + aux_long; //q14*q16 = q30
//(*var).x3 = aux_long>>16; //q14
//
//(*var).x10 = (*var).x1; // q14
//(*var).x20 = (*var).x2; // q14
//(*var).x30 = (*var).x3; // q14
//
////// PARTE DA REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS
//
//aux_long = (long long int)(*var).y*K1; //q12*q15 = q27
//aux_long = aux_long << 1;
//aux_long = aux_long + (long long int)(*var).x2*K2; //q29
//aux_long = aux_long >> 1; //q28
//aux_long = aux_long + (long long int)(*var).x3*K3; //q14*q14=q28
//aux_long = aux_long >> 14; //q14
//(*var).ue = aux_long; //q14

```

```
//  
//// Valor da saída  
//  
//(*var).u = (*var).ui1 - (*var).ue;           //q14  
//  
//  
////(*var).u = (*var).u >> 19;               //q0  
//  
////if(dis2 > (*var).umax) dis2= (*var).umax;  
////if(dis2 < 0) dis2 = 0;  
//  
////return (*var).u;  
}
```

.....



## APÊNDICE I

### Artigos Publicados

- Artigo publicado em congresso nacional - COBEP 2019 Título: Two-Stage SEPIC-Buck Topology for Neighborhood Electric Vehicle Charger
- Artigo publicado em revista nacional - SOBRAEP 2022 Título: A SEPIC-Buck Topology for remotely piloted aircraft systems battery charger

# Two-Stage SEPIC-Buck Topology for Neighborhood Electric Vehicle Charger

Rafael H. Eckstein  
Power Electronic Institute (INEP)  
Federal University of Santa Catarina (UFSC)  
Florianópolis, Brazil  
rafael.eckstein@ifsc.edu.br

Telles B. Lazzarin  
Power Electronic Institute (INEP)  
Federal University of Santa Catarina (UFSC)  
Florianópolis, Brazil  
telles@inep.ufsc.br

Gierrri Waltrich  
Power Electronic Institute (INEP)  
Federal University of Santa Catarina (UFSC)  
Florianópolis, Brazil  
gierrri@gmail.com

**Abstract**—It is no exaggeration to consider electric vehicles a reality in our current society. Comparing to combustion vehicles they have better efficiency and monetary profitability by distance traveled. However, the necessary infrastructure for the proper functioning of EVs, as batteries, individual chargers, charge stations, etc., are still precarious in several places. This paper introduces a new interleaved model for a low voltage battery pack charger for neighborhood electric vehicles (NEV). The system has two power stages, a SEPIC PFC rectifier and a DC-DC Buck converter, which process 1.5 kW per cell a total of 4.5 kW. The proposed system is adequate to lower power single-phase systems, which the battery pack voltage is lower than the grid.

**Index Terms**—Neighborhood electric vehicle, SEPIC PFC Rectifier, DC-DC Buck Converter, 3 Level Battery Charger.

## I. INTRODUCTION

The interest in electric vehicles (EVs) has been steadily increased in the last years due to better overall system efficiency and the higher cost of fossil fuel compared to electricity [1], [2]. A counterpoint on electric vehicles has always been the low autonomy, as the battery pack (BP) could not provide power for more than a few dozens of kilometers. While this is still a disadvantage, studies have been shown an improvement in the power density of the batteries.

Neighborhood Electric Vehicles (NEV) present a clever choice for situations where fuel consumption is more important than high autonomy. Several locations require vehicles for short-distance travel, such as shopping malls, business conglomerates, golf courses, universities, resorts and so on. In these zones when the ride is complete, the vehicle should be moved back to its exit point or remains at the end point. In both cases, the venture may provide locations to charge the BBs while waiting for the next trip.

The NEVs are usually smaller in size compared to an EV and therefore have a smaller battery pack. The battery voltage levels range from 40 to 90 V, and the capacity of the mounted battery is generally around 100 Ah, for this capacity a 1.5 kW charger is already sufficient [3]. However, charging can

be faster by increasing the electric current supplied to the BP. To meet the desire of brazilians entrepreneurs and end users, a battery charger that can charge up the BP in 3 different levels 1.5, 3.0 and 4.5 kW (slow, moderate and fast charge, respectively) is proposed in this paper.

For these values of power, the disturbances in the mains rise and becomes necessary to operate with unit power factor [3]. The system should also provide a battery current with low ripple during the whole charge cycle. Generally, the EV chargers consist of two stages, a PFC Boost converter, with a diode bridge operating as a rectifier and an isolated DC-DC converter, to control the battery charge [4]. Fig. 1 presents a very common topology for EV chargers, a PFC Boost rectifier and an isolated Full-Bridge converter. A disadvantage of this is the low efficiency of the Full-Bridge when operating between a high bus, generated by the PFC boost converter, and a low voltage battery pack, as is the case with NEV.

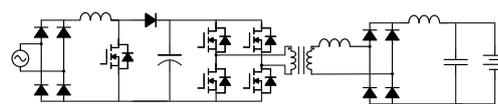


Fig. 1. A usual topology for electric vehicle charger.

A solution to this problem is the use of resonant rectifiers, because compared to the traditional, the phase shift Full Bridge converter presents improvement in efficiency and total volume [5]. The disadvantage is the difficult implementation of the system in order to present different load levels. Another way to solve the system efficiency for a low voltage BP is the presence of a rectifier that reduces the input voltage, different from the PFC Boost converter. In order to have a robust, low-cost and efficiency electric vehicle charger, this work presents a system composed of a interleaved three level PFC SEPIC rectifier and a DC-DC Buck converter (Fig. 2).

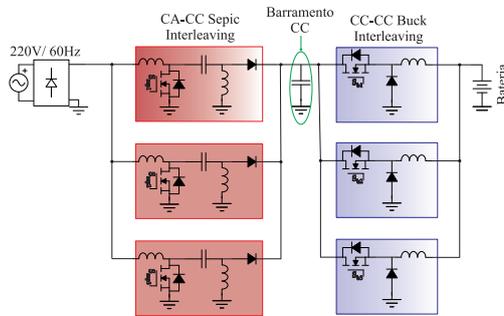


Fig. 2. Proposed system.

## II. PROPOSED SYSTEM AND CONTROL STRATEGY

This section presents the operation steps of only one module (Fig. 3) of the proposed system, the description of each power stage, the control strategy used and finally analyzes the interleaved technique used.

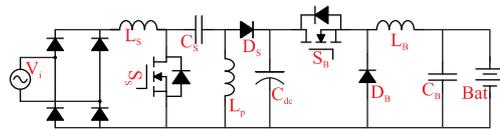


Fig. 3. Proposed system - one module.

### A. Proposed System

The proposed system consists of a single-phase diode bridge, a SEPIC converter (first stage), a dc-link and a DC-DC Buck converter (second stage) connected to the battery terminals. Each power stage has two operational steps. Fig. 4 shows the operational steps of the SEPIC converter in continuous conduction mode:

- Step 1 - During the course of this step the switch  $S_s$  is conducting, and the diode  $D_s$  is blocked. The currents in the inductors  $L_s$  and  $L_p$  increase linearly and the fictional load  $R_o$  is fed by the capacitor  $C_{dc}$ .
- Step 2 - The second step starts the moment the switch  $S_s$  is blocked. At this moment, the diode  $D_s$  conducts the current, and the energy stored in each inductor is transferred to the output. The  $L_s$  and  $L_p$  currents decrease linearly. This step ends when switch  $S_s$  is triggered again, returning to the first step.

The operational steps of the Buck converter are shown in Fig. 5 and are described below. Fig. 6 shows the relationship between the duty cycle and the state of charge (SOC) of the battery.

- Step 1 - The switch,  $S_B$ , is conducting and the source current flows through the inductor. The power delivered

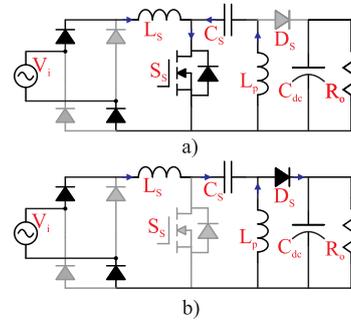


Fig. 4. a) First step - SEPIC rectifier. b) Second step - SEPIC rectifier.

to the load comes from the input source (DC bus). The current in the inductor increases linearly.

- Step 2 - When the switch is open the energy stored in the inductor is transferred to load through the free wheel diode,  $D_B$ . In this step the current of the inductor decreases linearly.

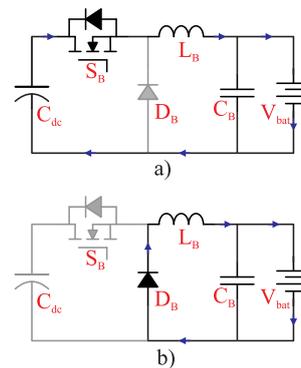


Fig. 5. a) First step - Buck converter. b) Second step - Buck converter.

The choice of the converters for each power stage was made because the topologies present some positives aspects, such as:

- SEPIC: (i) Operate with static gain less than unitary (buck type); (ii) Present current input, wich facilitates PFC systems; (iii) It has only one switch, which does not require an isolated driver; (iv) Enables the galvanic isolation of the system by substituting the inductor  $L_p$  by a transformer;
- Buck: (i) Presents a current characteristic in the output; (ii) Reduces input voltage (NEV battery packs have low voltage level); (iii) It has only one active switch; (iv) Capability to interleaved operation to reduce the output current ripple;

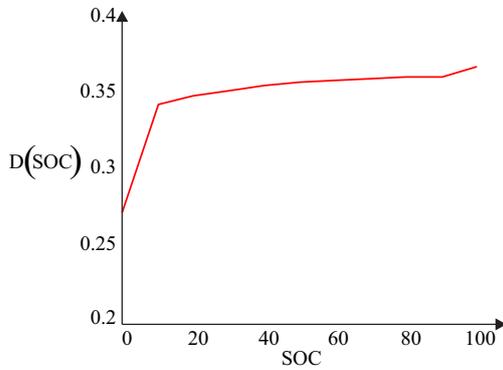


Fig. 6. relationship between the duty cycle and the state of charge (SOC) of the battery.

In comparison to the classical electric vehicle charger structures present in the literature, the system proposed has a lower number of components, a lower number of active semiconductors, and a lower DC bus voltage, which allows an optimum operation of the converters during the whole voltage range of the electric grid and the battery.

**B. Control Strategy**

Both converters presents two PI controllers. The SEPIC Rectifier controls the voltage on the DC - bus and the input current, operating at a power factor close to the unit. While the CC-CC Buck converter performs CC-CV (Constant current - constant voltage) control for proper battery charging.

The SEPIC control uses a voltage sensor to obtain a sine waveform signal equal to the mains. The modulus of this signal is multiplied with the voltage compensator output signal and is compared to the signal obtained by an inductor current sensor,  $L_s$ . The result error is compensated by the controller and the final signal is used for the PWM modulation of the switch. Fig. 7 presents the SEPIC rectifier control block diagram.

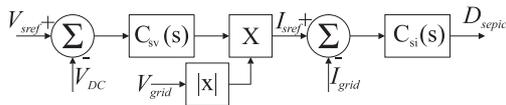


Fig. 7. SEPIC rectifier control block diagram.

For the Buck converter control, assuming the battery is discharged, with minimum voltage at the terminals, a constant reference ( $V_{bref}$ ) of value equal to the maximum bank voltage is applied to the voltage loop. Considering that a battery pack has high inertia, the voltage variation at the terminals is considerably slow in relation to a switching period or even from the mains.

Thus, the error generated by the difference of the reference voltage and the measurement at the terminals, after being

limited by the maximum value of the battery charge current, becomes the reference for Buck converter current control. This stage is known as constant current (CC) and lasts until the battery terminals voltage reaches the reference value.

In the second stage (CV) the external loop controls the converter, keeping the voltage level at the terminals constant while the injected current is reduced until reaching a value of 5% rated when the charge is finished. Fig. 8 presents the block diagram of the control technique employed.

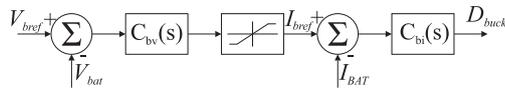


Fig. 8. Buck converter control block diagram.

**C. Interleaved Strategy**

The system operates with three modules in interleaved configuration, with each module processing 1.5 KW, so the maximum load power is 4.5 kW. In addition to allowing a higher value of processed power, a interleaved technique, which type of module switch is triggered by a lagged signal of  $2\pi/n$  (where  $n$  is the number of modules operating ), reduces the ripple of the battery current, which is one of the critical parameter to prolong the battery life.

**III. SIMULATION RESULTS**

The proposed system was simulated for charging the battery pack of the Li, an electric vehicle from Mobilis, a company located in Florianópolis, Brazil. The battery pack parameters are shown in Table I.

A dynamic simulation of the system was performed to show the behavior of the voltages and currents of the electric grid and the battery. Fig. 9 presents the voltage levels of the mains, the DC bus and the BP. Fig. 10 a) and 10 b) shows the waveforms of voltage and current at the battery terminals, respectively. When the battery voltage reaches 55V, the control system that previously controlled the current starts to control the voltage until the current reaches 5% at rated current finishing the charge cycle. The ripples of the charge and inductors currents are presented in Fig. 10 c) and Fig. 10 d), respectively. The Fig. 11 shows the grid voltage and current, which are in phase, presenting a power factor very close to the unit.

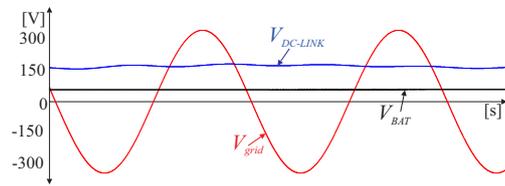


Fig. 9. Relation between mains, dc bus and battery pack voltage.

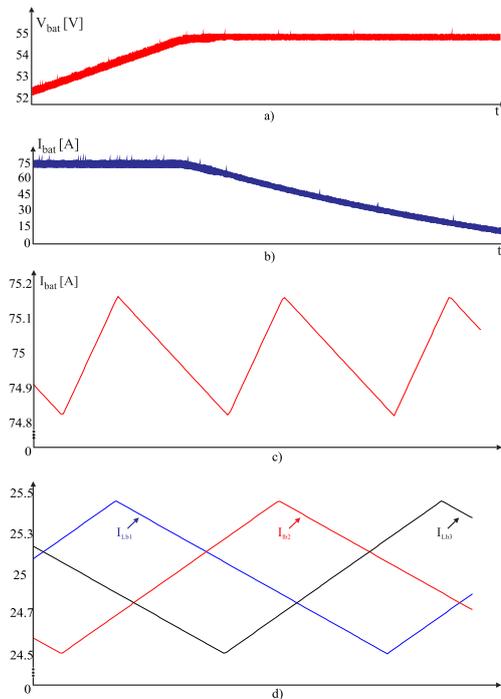


Fig. 10. Simulations results: a) Battery pack voltage during one cycle. b) Charge current during one cycle. c) Charge current ripple. d) Current ripple of the Buck converter inductors.

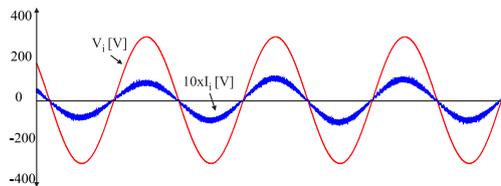


Fig. 11. Waveforms of the voltage and current of the mains.

TABLE I  
PARAMETERS OF THE PROPOSED SYSTEM

Parameter	Value	Parameter	Value
Input Voltage (rms)	220 V	Maximum Output Voltage	55 V
DC Voltage	150 V	Nominal Output Current (p/ Cell)	25 A
Nominal Power (p/ Cell)	1.5 kW	Buck Switching Frequency	100 kHz
SEPIC Switching Frequency	70 kHz	Number of Cells	3

#### IV. CONCLUSION

This paper presents a study of an electronic system capable of charging a neighborhood electric vehicle, which presents a lower voltage BP, using a SEPIC rectifier and a DC-DC Buck converter. The system has some technical advantages such as the low number of switches, low dc-link voltage, good duty cycle ratio, and the possibility of galvanic isolated operation. The results of the first simulations were satisfactory, battery current ripple is small and the current and voltage of the electric mains are in phase with each other.

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank CAPES for their contribution to this work in the form of a fellowship awarded to Telles Brunelli Lazzarin, Dr.[program: POS-DOC -Pesquisa Pós-doutoral no Exterior/Process nº 88881.119841/2016-01].

#### REFERENCES

- [1] Z. Li and H. Wang, "Comparative analysis of high step-down ratio isolated DC/DC topologies in PEV applications," in 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016, pp. 1329–1335.
- [2] D. Wei, F. Darie, and H. Wang, "Neighborhood-level collaborative fair charging scheme for electric vehicles," in 2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2014, pp. 1–5.
- [3] C. S. Lee, J. B. Jeong, B. H. Lee, and J. Hur, "Study on 1.5 kW battery chargers for neighborhood electric vehicles," in 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2011, pp. 1–4.
- [4] M. M. U. Alam, W. Eberle, and F. Musavi, "A hybrid resonant bridgeless AC-DC power factor correction converter for off-road and neighborhood electric vehicle battery charging," in 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, 2014, pp. 1641–1647.
- [5] I. O. Lee, "Hybrid DC-DC Converter With Phase-Shift or Frequency Modulation for NEV Battery Charger," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 2, pp. 884–893, Feb. 2016.

## A SEPIC-BUCK TOPOLOGY FOR REMOTELY PILOTED AIRCRAFT SYSTEMS BATTERY CHARGER

Rafael H. Eckstein<sup>1</sup>, Eduardo V. de Souza<sup>1</sup>, Maikel F. Menke<sup>2</sup>, Telles B. Lazzarin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis-SC, Brazil

<sup>2</sup>Federal Institute of Santa Catarina, Florianópolis-SC, Brazil

e-mail: rafael.eckstein@ifsc.edu.br, eduardovalmir@gmail.com, maikel.menke@ifsc.edu.br, telles@inep.ufsc.br

**Abstract** – The use of remotely piloted aircraft systems (RPAS) is already a reality in applications such as geographic mapping, surveillance, digital marketing, delivery, agriculture, infrastructure inspection, and others. Most of these aircraft are purely electric, being the only source of energy, packs of ion-lithium or lithium polymer batteries. These battery packs are conceived by the association of a different number of cells, usually ranging between three cells (3S) and twelve cells (12S). However, universal battery chargers for this range are not consolidated yet due to the recent emergence of the use of RPAS for different applications. To overcome this drawback, this paper introduces a topology to charge a wide range of low voltage battery packs (3S-12S) for RPAS. The system has two power stages, a DCM SEPIC PFC rectifier and a DC-DC Buck converter, with a rated power of 400 W. The proposed study is adequate to charge battery packs from 3S to 12S.

**Keywords** – Battery charger, DC-DC Buck converter, drone, RPAS, SEPIC Rectifier.

### NOMENCLATURE

$V_b$	Battery voltage.
$V_{DC}$	Dc-link voltage.
$V_{bref}$	Battery voltage control reference.
$V_g$	Electrical grid voltage.
$V_p$	Electrical grid peak voltage.
$t_1$	Time the SEPIC switch is on.
$t_2$	Time the SEPIC diode is on.
$T_s$	Switching period.
$f_s$	Switching frequency.
$D_{sepic}$	SEPIC static gain.
$D_{sepic.crit}$	SEPIC static gain in critical conduction mode.
$D_s$	SEPIC diode.
$S_s$	SEPIC switch.
$L_s$	SEPIC inductor.
$L_p$	SEPIC inductor.
$L_{eq}$	SEPIC equivalent inductor.
$C_s$	SEPIC coupled capacitor.
$C_{DC}$	Dc-link capacitor.
$R_o$	SEPIC resistive load.
$d_b$	Duty cycle of the Buck converter.
$L_B$	Buck inductor.
$\Delta i_{L_B}$	Buck inductor current ripple.

$D_{buck}$	Buck static gain.
$D_B$	Buck diode.
$S_B$	Buck switch.
$C_B$	Buck output capacitor.
$R_B$	Buck resistive load.
$I_b$	Buck output current.
$I_{bref}$	Charge current reference.
$P_o$	Output power.

### I. INTRODUCTION

The use of remotely piloted aircraft systems (RPAS) or, as more popularly known as drones, has been expanding [1], especially in the areas of monitoring, mapping, agriculture [2]–[4] and delivery. Usually, such aircraft may have configurations with four (quadcopter), six (hexacopter), or eight (octacopter) rotors, and can be purely electric, in which only batteries provide power to the system, or hybrid, with a combustion engine, supercapacitor, or fuel cell [5], [6] with a battery pack in parallel, usually for back-up in case of a failure in the main power source.

As they depend exclusively on the battery pack, purely electric RPAS has, for the most part, a low flight autonomy compared to hybrid drones, however, they can be lighter, they have fewer vibrations, and they do not contribute to local pollution [7].

The battery packs used in RPAS are mostly made up of lithium-polymer (LiPo), which consist of a lithium-ion battery with a polymeric material (as electrolyte) and presents a varying voltage level ranging from 3S (three cells connected in series) to 12S. The nominal voltage of each cell may change according to the battery chemistry, but the most common is 3.7 V, the minimal voltage should not be less than 3.0 V and the maximum is around 4.2 V. So, a 3S battery pack, would have a minimum, rated and maximum voltage of 9.0 V, 11.1 V and 12.6 V, respectively. Table I presents some commercial battery packs manufactured for RPAS.

**TABLE I**  
Commercial battery pack

Battery parameters			
Manufact.	Capacity (Ah)	N° of cells	Voltage (V)
Zop Power	4.0	3	11.1
Gens Ace	4.5	3	11.1
Traxxas	6.4	3	11.1
Turnigy	5.0	6	22.2
Ovonic	5.5	6	22.2
Yowoo	10.0	6	22.2
Tattu	5.0	12	44.4
Tattu	10.0	12	44.4

This footnote will be used only by the Editor and Associate Editors. The edition in this area is not permitted to the authors. This footnote must not be removed while editing the manuscript.

The most commonly used charging method in lithium-ion battery packs is CC-CV (constant current-constant voltage) [8]–[11], in which initially a constant current is applied to the terminals of the storage system until it reaches a predetermined maximum voltage level. Then, the constant voltage stage begins, and the voltage in the battery terminals remains regulated while the current decreases naturally up to a minimum value, usually below 10% of the rated current [12], when the recharge is considered full.

The charge rate, given by the constant current intensity applied in the first stage of charging process, is determined concerning the battery capacity. Manufacturers generally specify a charge rate of 1C, so a battery pack like the Ovnac 22.2 V/5.5 Ah should be charged with a constant current of 5.5 A until it reaches the maximum battery pack voltage.

Analyzing Table I, it is perceived the variety of voltage levels and capacity of the battery packs used in RPAS, so it is necessary a versatile charger, capable of operating, optimized, over a wide operation range. Few commercially available chargers include all configurations (3S to 12S) and it is difficult to get performance data throughout the whole voltage range. In addition, studies seeking the optimization of static converters used in battery chargers are limited. Typically, this analysis is performed for a range of chargers in the tens of kW range. [13]–[16]. As a result, a gap exists in the development of high-performance chargers for applications requiring a few hundred Watts or less.

Typically off-board chargers feature two stages of power processing, a front-end AC-DC power factor correction (PFC) stage, and a DC-DC converter that monitors and performs battery pack charging (Fig. 1). PFC Boost-type PFC rectifiers are commonly used in high-power battery pack chargers used in electric vehicles, due to their simplicity, great performance [15], [16] and the need to adequate the voltage level to charge the battery banks, which have nominal voltage between 150-450 V [17], normally above the electrical network. On the other hand, for few hundred of watts, PFC rectifiers based on Buck-Boost, Zeta, Cuk and SEPIC converters have been employed also outcoming with a high performance.

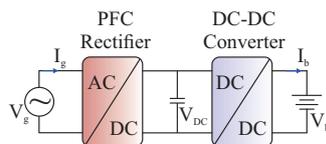


Fig. 1. Typical two-stage charger topology.

The DC-DC converters are mostly composed of full-bridge ZVS topologies or Resonant LLC [16], when galvanic insulation is required. Buck-type converters are also employed in the second load stage [18]. Despite the fact that there are several studies on battery chargers in the literature, few studies on wide range low voltage systems are available.

Therefore, to overcome this drawback, this work presents an optimized charger for LiPo battery packs with a rated voltage level between 11.1 V to 44.4 V and 400 W of rated power. The system, presented in Fig. 2, consists of a PFC SEPIC rectifier working in discontinuous conduction mode (DCM) and a DC-DC Buck converter for charging, the

analysis of which one is performed in the following section.

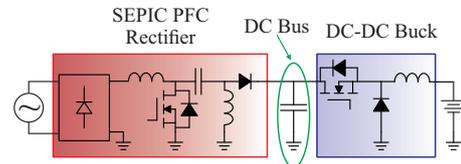


Fig. 2. Proposed system.

## II. PROPOSED SYSTEM

The proposed topology consists of a SEPIC rectifier with a diode bridge and a DC-DC Buck converter connected to the terminals of the battery pack. As shown in Fig. 3, the SEPIC rectifier operates in DCM and it has three stages of operation.

- 1° step ( $0 - t_1$ ) - During this step the switch ( $S_s$ ) is on, conducting the current, the diode ( $D_s$ ) is blocked and reversely polarized with a voltage equal to the DC-bus,  $V_{DC}$ . Inductors ( $L_s$  and  $L_p$ ) store the energy from the power supply,  $V_g$  and capacitor,  $C_s$ , respectively, and the currents increases linearly until they reach their peak value, at  $t_1$ , when the switch is turned off ends the first operation stage (Fig 3(a)).
- 2° step ( $t_1 - t_2$ ) - This step starts at  $t_1$ , when the switch is turned off and subjected to a voltage equal to the sum of the input and output voltage. The inductors are demagnetized and their currents, which are driven by diode,  $D_s$ , decrease linearly until  $t_2$ , when they cancel each other, interrupting the current in the diode and finishing this stage. To ensure proper operation in DCM,  $t_2$  must be less than the total period,  $T_s$ . Fig 3(b) displays the equivalent circuit of the rectifier at this step of operation.
- 3° step ( $t_2 - T_s$ ) - In the last step, both the switch and diode are not conducting, the currents of the inductors  $L_s$  and  $L_p$  are constant and equal, with opposite direction to each other. During this stage the load is fed by the bus,  $V_{DC}$ . This step (Fig. 3(c)) ends when the switch is turned on, and the first step is repeated once more.

The rectifier's operational steps are identical for the two half cycles of the electrical grid voltage, with the exception of the rectifier bridge pair of diodes that will conduct the current from the input source.

The choice for the SEPIC converter to operate in the rectifier stage was due to the following advantages: (i) operates as a step-down converter; (ii) current characteristic at the input, facilitating the correction of the power factor; (iii) when operating in DCM, it behaves like a resistive load to the input AC source, therefore, the input current follows the waveform of the voltage ensuring a power factor close to the unit without the need of a current sensor; (iv) it has only one active switch, which does not require an isolated driver; (v) possibility of galvanic insulation between input and output by replacing the inductor  $L_p$  for a transformer [19].

The DC-DC Buck converter operates in continuous conduction mode, the steps of operation, as well as the

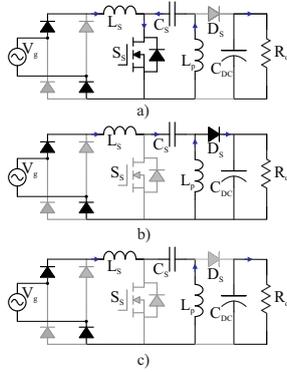


Fig. 3. DCM SEPIC rectifier operations steps during a semi cycle of the input voltage.

equivalent circuits, are described below and presented in Fig. 4, respectively.

- 1° Step ( $0 - d_b T_s$ ) - In this step the switch is conducting. The  $V_{DC}$  bus provides power to the load and magnetizes the inductor,  $L_B$ . The diode,  $D_B$ , is blocked in this step and reversely polarized by a voltage level equal to the  $V_{DC}$  bus. Fig. 4(a) shows the equivalent circuit of the converter for this period.
- 2° Step ( $d_b T_s - T_s$ ) - The second step starts when the switch is turned off. The energy stored in the inductor is transferred to the load with the freewheeling diode,  $D_B$ . At this stage, the current in the inductor decreases linearly. The equivalent circuit of the DC-DC Buck converter operating in the second step is shown in Fig. 4(b).

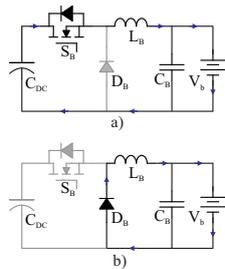


Fig. 4. DC-DC Buck converter operations steps.

The Buck converter has been selected to operate in the DC-DC stage because it has certain characteristics, such as: (i) output current characteristic; (ii) step-down converter, required for charging battery packs with few cells connected in series; (iii) presents only one switch, which is positioned in the direct path between the bus and the load, and it can interrupt the current sent to the battery in case of system shutdown. (iv) possibility to be used in an interleaving connection to reduce the ripple of the output current and to increase the rated power [20].

### III. DESIGN, OPERATION AND CONTROL OF THE SYSTEM

The proposed system presents two stages, the SEPIC rectifier, which performs the correction of the power factor and regulates the  $V_{DC}$  bus voltage and the DC-DC Buck converter, responsible for the battery recharge, employing the CC-CV method. The topology purposes is to charge a wide variety of low voltage batteries with different capacity, which results in a wide range of output power.

In this section is discussed the methodology to choose the magnetic elements, the most adequate DC-link voltage level for a given output power, the initialization of the entire system, and the control technique used.

#### A. Design of the Converters

Since the system's objective is to charge several types of battery banks, evaluating the operational boundary points was required in order to design some of the components employed. In addition to this, as it is a system with several levels of voltage and current, some values had to be defined in order to specify other components. However, such an approach causes the system to perform suboptimally at certain times.

The reliance on the output voltage,  $V_{DC}$ , and the ripple current may be seen for the design of the input inductor of the SEPIC rectifier, provided by [19] and depicted in (1). In order to maintain a minimum duty cycle of 0.3 in the Buck converter, the maximum DC-bus voltage set for the magnetic component specification was three times the battery bank voltage. With this specified, the critical point for the inductor  $L_s$  occurs at the lowest power with the least amount of current ripple. It is noteworthy that for the construction of the inductor the maximum current point was used for the specification of the conductor, even though this is not the maximum inductance point.

$$L_s = \frac{(V_p V_{DC} + V_p^2)}{\Delta i_{L_s} f_s} \quad (1)$$

The  $L_p$  inductor design was subjected to a similar study. According to [19], the conduction relationship,  $k_a$ , is defined for the SEPIC rectifier to operate on the MDC, which is given by:

$$k_a = \frac{2L_{eq} P_o f_s}{V_{DC}^2} \quad (2)$$

or

$$k_a = \frac{1}{2(M+1)^2} \quad (3)$$

where

$$L_{eq} = \frac{L_s L_p}{L_s + L_p} \quad (4)$$

and

$$M = \frac{V_{DC}}{V_p} \quad (5)$$

It is possible to obtain the equation of the inductance  $L_p$ ,

which has a maximum value when the nominal power is processed, by isolating the equivalent inductance,  $L_{eq}$ , and substituting equation (3) in (2).

The Buck converter inductor was designed using the same criteria as previously provided and may be characterized as follows:

$$L_B = \frac{(V_{DC} - V_b)D_{buck}}{\Delta i_{L_B} f_s} \quad (6)$$

To ensure a low load current ripple, the critical point for inductor  $L_B$  was defined for a maximum current of 10A, which will only be processed, in order not to exceed the established nominal power, in batteries with a voltage level below 12S.

#### B. DC-link voltage definition and system initialization

The static gain of the DCM SEPIC rectifier is given by [19]:

$$D_{sepic}^2 = \frac{V_{DC}^2}{V_g^2} \frac{2L_{eq}f_s}{R_o} \quad (7)$$

The static gain of the rectifier in critical conduction mode is set to [19]:

$$D_{sepic.crit} = \frac{M}{M+1} \quad (8)$$

The duty cycle of the SEPIC Rectifier in the DCM must be lower than the critical, and assuming that the power available on the rectifier's output is the same as that delivered to the battery, a relation between the output power and the DC-bus voltage level can be found and it is given by:

$$P_o(V_{DC}) = \frac{V_{DC}^2}{4L_{eq}(M+1)^2 f_s} \quad (9)$$

Equation (9) behavior is displayed in Fig. 5.

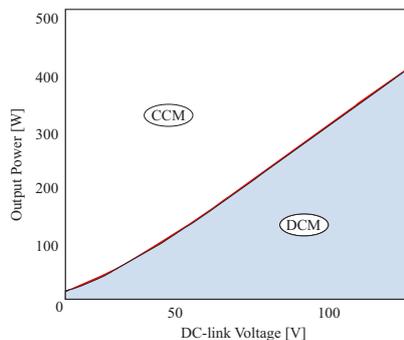


Fig. 5. Relationship between output power and DC bus voltage for DCM mode.

As a result, the DC-bus voltage reference is established based on the power required to charge the battery, to ensure the rectifier operates in discontinuous conduction mode. In addition, the reference value needs to be higher than the battery voltage, to DC-DC Buck converters operates satisfactorily.

The main components of the DC-DC Buck converter power losses are the switch, diode and the inductor losses [21]. A

survey of the efficiency of the converter in relation to the input voltage (DC-link voltage),  $V_{DC}$ , was carried out.

The losses in the diode,  $D_B$ , have a large impact on the voltage and power levels of the system, therefore the DC-DC Buck converter has a higher efficiency at voltage levels at the input close to the output, which needs a high duty cycle.

For a battery bank of the same voltage level but larger capacity, the losses in the switch and in the inductor, as they are directly proportional to the square of the output current, are more prominent, imposing a reduction in the duty cycle and an increase in the voltage of bus  $V_{DC}$ . However, when compared to Fig. 5, the optimal voltage level determined by the losses calculation is lower than the minimum required by the SEPIC rectifier to function in the discontinuous conduction mode.

Table II presents the optimal voltage levels to the DC-DC Buck converter operation as well as the minimum required by the DCM SEPIC rectifier at various operating points.

TABLE II  
Controllers parameters

Battery	Optimum Buck	DCM Minimum
11.1 V/4.0 Ah	12.0 V	28.27 V
11.1 V/6.4 Ah	15.0 V	37.3 V
22.2 V/5.5 Ah	25.0 V	52.32 V
22.2 V/10.0 Ah	30.0 V	78.5 V
44.4 V/10.0 Ah	55 V	135 V

In this manner, the system choose the minimum DC-bus voltage, that attends all the criteria, to guarantee the correct rectifier conduction mode and proper static gain for the second stage DC-DC converter.

With the  $V_{DCref}$  set, the system begins charging the DC-bus capacitor  $C_{DC}$  until the voltage level on the bus reaches the reference value, at which point the SEPIC rectifier and the DC-DC Buck converter are enabled and the first step of the charging method begins, injecting a constant current into the battery terminals.

#### C. System Control

When operating in DCM, associated with a rectifier bridge, the SEPIC rectifier requires only one voltage control loop to provide power factor correction and a constant voltage level on the bus [22], thus not requiring current sensors. The block diagram of the control loop is shown in Fig. 6(a).

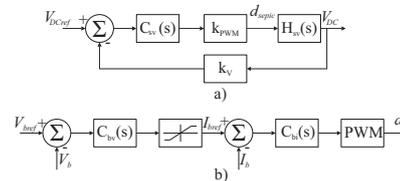


Fig. 6. Control block diagrams.

For a variable output power, the transfer function of the SEPIC rectifier plant model is given by [23]:

$$HG_{vs}(s) = \frac{K_{VD}}{R_o C_{DC} s + 1 + K_{VD} \frac{D_{sepic.crit}}{2V_{DC}}} \quad (10)$$

where:

$$K_{VD} = \frac{V_p^2 D_{sepic.crit} R_o}{V_{DC} L_{eq} f_s} \quad (11)$$

The plant obtained presents a first-order behavior with a high time constant [19], therefore, a proportional controller would be adequate to correct the voltage when the converter was subjected to load fluctuations, albeit with an associated inaccuracy. To avoid errors in the permanent regime, an integral proportional controller was employed to regulate the rectifier's output voltage.

The control system of the DC-DC Buck converter features two loops. One outer voltage loop and one inner current loop. At the beginning of the charge, the battery pack voltage is less than the maximum reference voltage (maximum voltage of the battery pack), this error when compensated by an integral proportional controller is saturated at the capacity value of the battery, setting the reference current to the charge current control.

When the battery pack voltage approaches the voltage reference value, the output of the voltage controller is no longer saturated and the load current reference decreases until it reaches the minimum, predetermined value, finishing the charge. Fig. 6(b) shows the two control loops used in the DC-DC Buck converter.

The current and voltage transfer functions used to control the DC-DC Buck converter, is given by, respectively:

$$H_{I_b}(s) = V_{DC} \frac{C_B R_B s + 1}{C_B L_B R_B s^2 + L_B s + R_B} \quad (12)$$

$$H_{V_B}(s) = \frac{V_{DC}}{L_B C_B s^2 + \frac{L_B}{R_B} s + 1} \quad (13)$$

Integral proportional controllers were also used to control both loops of the DC-DC Buck converter. However, for the proper functioning of the two control loops it is necessary to guarantee the decoupling between them. For this to occur, the current loop (internal) must operate with a higher frequency than the voltage loop (external). Fig. 7 shows the responses of the bus voltage,  $V_{DC}$ , and battery current,  $I_b$ , compensated plants, respectively. Table III presents the parameters of the controllers used in the proposed system.

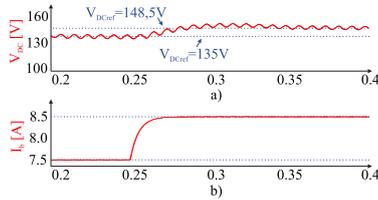


Fig. 7. (a) DC-Link voltage compensated plant response. (b) Buck converter output current compensated plant response.

#### IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed system was simulated and implemented, a picture of the prototype is presented in Fig.8 and Table IV

TABLE III  
Controllers parameters

Parameter	Value
SEPIC - Proportional Gain	1.5
SEPIC - Time constant	2.7 ms
Buck - Proport. Gain (Voltage Loop)	0.0001
Buck - Time constant (Voltage Loop)	1.4 ms
Buck - Proport. Gain (Current Loop)	0.24
Buck - Time constant (Current Loop)	50 $\mu$ s

lists the capacitors and inductors that were employed. The charger has been tested with a resistive load emulating critical and intermediate operating points, equivalent to four different battery packs in a 127 V electrical grid.

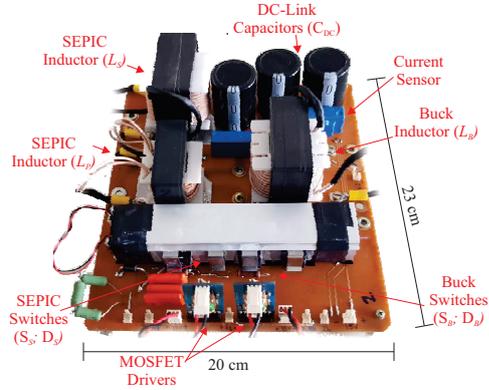


Fig. 8. Built prototype.

TABLE IV  
Components specification

Component	Value
SEPIC Inductor ( $L_s$ )	630 $\mu$ H
SEPIC Inductor ( $L_p$ )	71 $\mu$ H
SEPIC Capacitor ( $C_s$ )	1.5 $\mu$ F
DC-Link Capacitor ( $C_{DC}$ )	1.4 mF
Buck Inductor ( $L_b$ )	0.55 mH

In all four tested points the system has started smoothly, initially charging the capacitor,  $C_{DC}$  until the voltage reached the reference value, after which the rectifier and DC-DC Buck converter began to operate, managing the DC-bus voltage and charge current.

The first point of operation consists of a three cells connected in series, with a rated voltage of 11.1 V and 3.8 Ah capacity. Fig. 9 shows the current and voltage at the output of the DC-DC Buck converter and the DC-bus,  $V_{DC}$ .

The second point emulates a 3S battery with a capacity of 4,5 Ah. With such defined parameters, the DC-bus reference voltage and the charging reference current are defined. Fig. 10(a) shows the output voltage and current waveforms of the DC-DC Buck converter and the bus voltage,  $V_{DC}$ . The voltage and current of the input source are displayed in Fig. 10(b). At this operating point, the power factor and

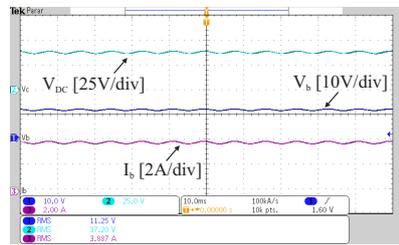


Fig. 9. Waveforms of output voltage and current and DC-bus voltage during a charging emulation of a 3S/3.8 Ah battery bank.

THD were 0.985 and 4.28 percent, respectively.

It is also worth noticing the variation in bus voltage between two batteries with the same number of cells in series but differing capacity. In the second point, because it is a larger bank, the output power is higher, and therefore the bus reference voltage level, according to Fig. 5, must be higher.

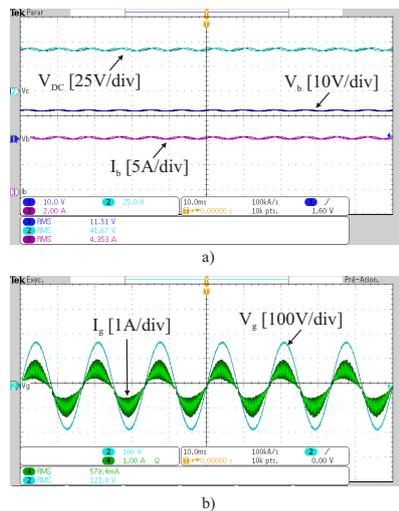


Fig. 10. (a) Waveforms of output voltage and current and DC-bus voltage during a charging emulation of a 3S/4.5 Ah battery bank. (b) Waveforms of electrical grid voltage and current.

The third point tested consider a battery pack with six cells connected in series, with a nominal voltage of 22.2 V, and a capacity of 5.5 Ah. Fig. 11 shows the current and voltage at the emulated battery pack terminals, the DC-bus voltage and the SEPIC inductor,  $L_s$ , current are displayed as well.

Again, it is possible to see that with the increase in the power processed by the system, the value of the  $V_{DC}$  bus voltage also increases, ensuring that the rectifier always operates in DCM.

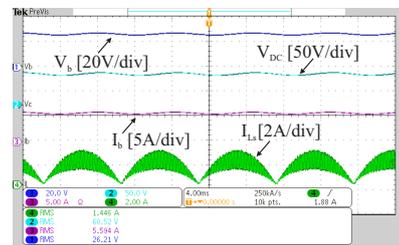


Fig. 11. Waveforms of output voltage and current, as well as the DC-bus voltage and SEPIC inductor current under a charging emulation of a 6S/3.8 Ah battery bank.

The last test was performed considering a battery pack with twelve cells in series, a nominal voltage of 44.4 V, and a capacity of 8.5 Ah. Fig. 12(a) shows the current and voltage at the emulated battery pack terminals, as well as the DC-bus voltage and the SEPIC inductor,  $L_s$ , current. The voltage and current of the electrical grid are shown in Fig. 12(b). The THD and power factor obtained when the system operates at rated power were 2.07% and 0.996, respectively.

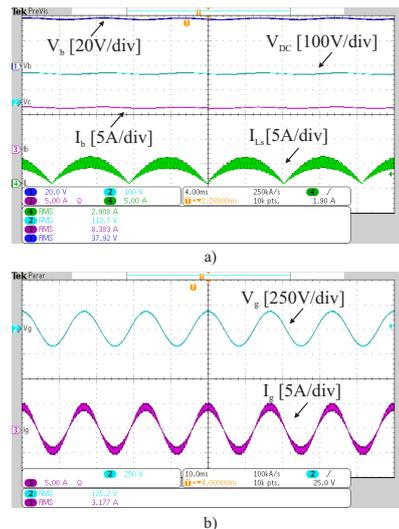


Fig. 12. (a) Waveforms of output voltage and current and DC-bus voltage during a charging emulation of a 12S/8.5 Ah battery bank. (b) Waveforms of electrical grid voltage and current.

The losses in the semiconductors and magnetic parts of the system were also examined at this test point. A pie chart depicting the percentages of losses for each component is shown in Fig. 13.

In order to compare the findings achieved in simulation and experimental tests, Fig. 14 and Fig. 15 describe the behavior of the simulated system charging a 12S/8.5 Ah battery bank.

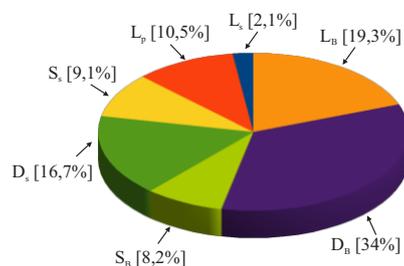


Fig. 13. The percentage of experimental losses in semiconductor elements and magnetic elements when charging a 12S/8.5 Ah battery bank.

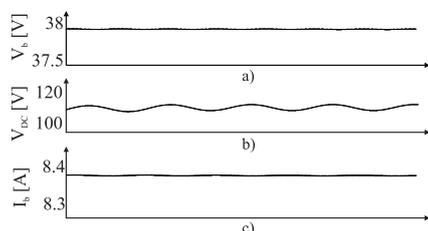


Fig. 14. Simulation result of the system charging a 12S/8.5 Ah battery. (a) Output voltage waveform. (b) DC-bus voltage waveform. (c) charging current waveform.

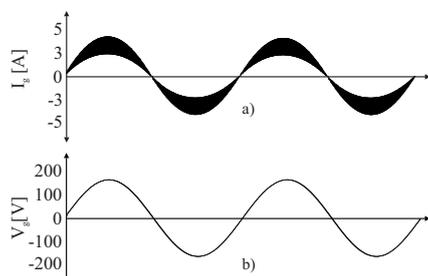


Fig. 15. Simulation result of the system charging a 12S/8.5 Ah battery. (a) Input current waveform. (b) Input voltage waveform.

It is possible to verify that the system acted as planned by comparing the findings produced in the experiments with the simulation. In both cases, the battery current was set to charge the battery bank at a rate of 1C. As predicted, the bus voltage had a steady mean value equal to the reference with a ripple at 120 Hz. Finally, the current and voltage from the electric grid have a power factor close to unity, with a value of 0.998 in the simulation and 0.996 in the experiment.

According to the all the test that were made, the system performed satisfactorily for the three distinct voltage levels of battery packs, achieving the goal of charging a large number of packs of various levels and capacities. In all testing, the system displayed a power factor close to the unit and a steady DC-bus voltage level, as projected.

## V. CONCLUSIONS

This work presented the study and experimental results of an electronic system to charge battery packs of remotely piloted aircraft systems. The proposed system is capable of charging battery packs consisting of three lithium polymer cells (3S - 11.1 V) to packs with twelve cells connected in series (12S - 44.4 V), covering a vast amount of packs currently used in drones. The charger also performed satisfactorily in power factor correction, maintaining the current in phase with the voltage of the electrical network at the different operating points.

The prototype also features a starting system, in which the converters start to operate after charging the DC-bus capacitor, and an optimized control that specifies the DC-bus voltage reference in relation to the load power. The system has some advantages, such as low number of semiconductors, low dc-bus voltage, constant duty cycle, only one current sensor and possibility to galvanic isolate the input source to the battery pack.

## REFERENCES

- [1] P. Daponte, L. D. Vito, G. Mazzilli, F. Picariello, S. Rapuano, M. Riccio, "Metrology for drone and drone for metrology: Measurement systems on small civilian drones", in *Proc. of 2nd IEEE Int. Workshop on Metrology for Aerospace (MetroAeroSpace)*, vol. 1, pp. 306–311, 2015.
- [2] E. Jr, C. Daughtry, C. Walthall, J. III, W. Dulaney, "Agricultural Remote Sensing using Radio-Controlled Model Aircraft", pp. 197–205, 01 2003, doi: 10.2134/asaspepub66.c15.
- [3] M. N. Boukoberine, Z. Zhou, M. Benbouzid, "Power Supply Architectures for Drones - A Review", in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp. 5826–5831, 2019, doi:10.1109/IECON.2019.8927702.
- [4] C. Kyrkou, S. Timotheou, P. Kolios, T. Theocharides, C. Panayiotou, "Drones: Augmenting Our Quality of Life", *IEEE Potentials*, vol. 38, no. 1, pp. 30–36, 2019, doi:10.1109/MPOT.2018.2850386.
- [5] M. K. Furrutter, J. Meyer, "Small fuel cell powering an unmanned aerial vehicle", in *AFRICON 2009*, pp. 1–6, 2009, doi:10.1109/AFRICON.2009.5308096.
- [6] C. G. Saracin, I. Dragos, A. I. Chirila, "Powering aerial surveillance drones", in *2017 10th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, pp. 237–240, 2017, doi: 10.1109/ATEE.2017.7905185.
- [7] T. Donato, A. Ficarella, L. Spedicato, A. Arista, M. Ferraro, "A new approach to calculating endurance in electric flight and comparing fuel cells and batteries", *Applied Energy*, vol. 187, pp. 807–819, 02 2017, doi:10.1016/j.apenergy.2016.11.100.
- [8] F.-c. Yang, C.-c. Chen, J.-j. Chen, Y.-s. Hwang, W.-t. Lee, "Hysteresis-Current-Controlled Buck Converter Suitable for Li-Ion Battery Charger", in *2006 International Conference on Communications*,

- Circuits and Systems*, vol. 4, pp. 2723–2726, 2006, doi:10.1109/ICCCAS.2006.285232.
- [9] Y. Ye, C. Chen, J. Jin, L. He, “Li-ion battery management chip for multi-cell battery pack”, in *APCCAS 2008 - 2008 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, pp. 534–537, 2008, doi:10.1109/APCCAS.2008.4746078.
- [10] S. Bhide, T. Shim, “Development of improved Li-ion battery model incorporating thermal and rate factor effects”, in *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 544–550, 2009, doi:10.1109/VPPC.2009.5289800.
- [11] M. Chen, G. A. Rincon-Mora, “Accurate, Compact, and Power-Efficient Li-Ion Battery Charger Circuit”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 53, no. 11, pp. 1180–1184, 2006, doi:10.1109/TCSII.2006.883220.
- [12] L.-R. Dung, C.-E. Chen, H.-F. Yuan, “A robust, intelligent CC-CV fast charger for aging lithium batteries”, in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 268–273, 2016, doi:10.1109/ISIE.2016.7744901.
- [13] Z. Li, H. Wang, “Comparative analysis of high step-down ratio isolated DC/DC topologies in PEV applications”, in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1329–1335, 2016, doi:10.1109/APEC.2016.7468040.
- [14] D. Wei, F. Darie, H. Wang, “Neighborhood-level collaborative fair charging scheme for electric vehicles”, in *ISGT 2014*, pp. 1–5, 2014, doi:10.1109/ISGT.2014.6816424.
- [15] C.-S. Lee, J.-B. Jeong, B.-H. Lee, J. Hur, “Study on 1.5 kW battery chargers for neighborhood electric vehicles”, in *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–4, 2011, doi:10.1109/VPPC.2011.6043129.
- [16] M. M. U. Alam, W. Eberle, F. Musavi, “A hybrid resonant bridgeless AC-DC power factor correction converter for off-road and neighborhood electric vehicle battery charging”, in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, pp. 1641–1647, 2014, doi:10.1109/APEC.2014.6803526.
- [17] C. Jung, “Power Up with 800-V Systems: The benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles”, *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 53–58, 2017, doi:10.1109/MELE.2016.2644560.
- [18] C.-Y. Hung, J.-C. Wu, Y.-L. Chen, H.-L. Jou, “A grid-connected battery charger with power factor correction”, in *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 1446–1452, 2016, doi:10.1109/ICIEA.2016.7603813.
- [19] G. Tibola, *Isolated three-phase high power factor rectifier based on the SEPIC converter operating in discontinuous conduction mode*, Ph.D. thesis, Federal University of Santa Catarina, Florianópolis, Brazil, 2013.
- [20] H. Suryatomojo, “Design Li-Po Battery Charger with Buck Converter under Partially CC-CV Method”, in *2020 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA)*, pp. 101–106, 2020, doi:10.1109/ISITIA49792.2020.9163754.
- [21] M. S. Sunita, B. S. Rakshitha, K. Sankirithana, S. Tantry, “A high efficiency, fast response buck converter for low voltage applications”, in *2019 IEEE Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (PrimeAsia)*, pp. 13–16, 2019, doi:10.1109/PrimeAsia47521.2019.8950697.
- [22] E. H. Ismail, “Bridgeless SEPIC Rectifier With Unity Power Factor and Reduced Conduction Losses”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 4, pp. 1147–1157, 2009, doi:10.1109/TIE.2008.2007552.
- [23] D. Simonetti, J. Sebastian, J. Uceda, “The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 630–637, 1997, doi:10.1109/41.633459.

#### BIOGRAPHIES

**Rafael H. Eckstein**, born in Marechal Cândido Rondon, Paraná, Brazil, in 1990, received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brazil, in 2012, 2014, respectively. Currently, he is a doctoral student at the Power Electronics Institute (INEP), UFSC. His interests include battery charges and RPAS (Remotely Piloted Aircraft Systems) power systems.

**Eduardo Valmir de Souza**, was born in Florianópolis, Brazil, in 1982. He received B.S., M.S. and Doctor degrees in electrical engineering from the Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brazil, in 2007, 2010 and 2015, respectively.

**Maikel F. Menke**, born in 1989, in Três de Maio - RS. He received the B.S., M.Sc., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Federal University of Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brazil, in 2015, 2016, and 2021, respectively. His research interests include lighting applications, resonant converters, and self-oscillating converters. Dr. Menke is member of the SOBRAEP, and IEEE.

**Telles B. Lazzarin**, was born in Criciúma, Santa Catarina State, Brazil, in 1979. He received the B.Sc., M.Sc. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from the Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brazil, in 2004, 2006 and 2010, respectively. He is currently an Adjunct Professor at the Department of Electrical and Electronic Engineering (EEL) from the UFSC, and he also works as a Researcher at the Power Electronics Institute (INEP), UFSC.

His interests include switched-capacitor converters, inverters, parallel operation of inverters, high-voltage dc-dc converters, ac-ac power converters and conversion systems for small wind turbines. Dr Lazzarin is a member of the Brazilian Power Electronic Society (SOBRAEP), IEEE Power Electronics Society (PELS) and IEEE Industrial Electronics Society (IES).