

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Tális Piovesan

**OTIMIZAÇÃO DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO DE ALTO
RENDIMENTO PARA NANO SATÉLITES CUBESAT 1U**

**Santa Maria, RS, Brasil
2017**

Tális Piovesan

**OTIMIZAÇÃO DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO DE ALTO
RENDIMENTO PARA NANO SATÉLITES CUBESAT 1U**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. José Renes Pinheiro

**Santa Maria, RS, Brasil
2017**

Tális Piovesan

**OTIMIZAÇÃO DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO DE ALTO
RENDIMENTO PARA NANO SATÉLITES CUBESAT 1U**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Aprovado em 17 de fevereiro de 2017.



José Renes Pinheiro, Dr., (UFSM)
(Presidente/Orientador)



José Eduardo Baggio Dr., (UFSM)
(Coorientador)



Hamilton Confortin Sartori, Dr., (URI-RS)



Carlos Henrique Barriquello, Dr., (UFSM)

Santa Maria, RS, Brasil

2017

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Piovesan, Tális

Otimização de fontes de alimentação de alto rendimento para nano satélites CubeSat 1U / Tális Piovesan - 2017

97 p.; 30 cm

Orientador: José Renes Pinheiro

Coorientador: José Eduardo Baggio Dr.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. Fontes de alimentação 2. Nano satélites CubeSat 3. Otimização de conversores estáticos 4. Ciências espaciais I. Pinheiro, José Renes II. Título.

© 2017

Todos os direitos autorais reservados a Tális Piovesan. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, N° 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Endereço Eletrônico: talispiovesan@gmail.com.

AGRADECIMENTOS

Aos meus orientadores Dr. José Renes Pinheiro e Dr. José Eduardo Baggio pela oportunidade de desenvolver pesquisas em ciências espaciais e eletrônica de potência sob a sua orientação. Agradeço a vocês o aprendizado a cada encontro e a confiança no sucesso desse Projeto de Pesquisa.

A todos os servidores da UFSM do PPGEE, NUPEDDE e GEPOC por todo o apoio técnico e administrativo durante o andamento das atividades de pesquisa.

Aos colegas do GEPOC e o Dr. Hamilton Confortin Sartori pelos ensinamentos e pela colaboração para o desenvolvimento desse trabalho.

Ao CNPq e CAPES pelo apoio financeiro disponibilizado para o desenvolvimento das atividades de pesquisa e viagens de estudo.

Aos meus pais, que nunca mediram esforços para me conceder o acesso à educação, pelo incentivo, amor e seus grandes ensinamentos.

À minha noiva Mariana Tatsch pelo seu amor e apoio em todos os momentos de minha vida. Sua presença, seu carinho e amparo possibilitaram superar os desafios de minha caminhada pessoal e profissional.

Aos amigos e irmãos que a vida me deu, pela parceria, pelo incentivo, pela amizade, e a força em todos os momentos da minha vida.

À Deus, pela oportunidade de encontrar as pessoas e disponibilizar todas as ferramentas necessárias para meu desenvolvimento pessoal e profissional.

RESUMO

OTIMIZAÇÃO DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO DE ALTO RENDIMENTO PARA NANO SATÉLITES CUBESAT 1U

AUTOR: TÁLIS PIOVESAN

ORIENTADOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

CO-ORIENTADOR: JOSÉ EDUARDO BAGGIO DR.

Esta dissertação apresenta o estudo e o desenvolvimento de fontes de alimentação para nano satélites CubeSat 1U com alto rendimento. Através de uma metodologia para a otimização de conversores estáticos CC/CC obtém-se o projeto com as características ótimas em um algoritmo elaborado em *softwares* de simulação matemática. A partir deste algoritmo multicriterial que leva em consideração as restrições de projeto da topologia CubeSat de volume, massa e rendimento, obtém-se um panorama das perdas energéticas dos componentes, rendimento do conversor e outras variáveis de interesse sem a necessidade de implementar diferentes protótipos, sendo caracterizado como um pré-projeto, como relacionado na literatura científica. Assim, executando a varredura de um grande intervalo da frequência de chaveamento, densidade de corrente, ondulação máxima da corrente, diferentes modelos e tecnologias de núcleos magnéticos, quantidade de núcleos magnéticos empilhados, diversos condutores e chaves semicondutoras obtém-se numerosos projetos de conversores CC/CC onde o projeto ótimo caracteriza-se como o que respeita todas as restrições impostas e apresenta a menor perda de energia. De modo a validar a metodologia para os conversores *buck* e *boost* simulações em *softwares* e testes práticos foram realizados em bancada experimental com os mesmos componentes magnéticos e eletrônicos modelados no algoritmo. Desta forma a metodologia de projeto proposta cumpre seus objetivos de maximizar o rendimento dos conversores estáticos em relação a fontes de alimentação comerciais e apresentadas na literatura científica bem como auxilia o projetista na definição do ponto de operação do conversor que mais se adequa as suas necessidades técnicas.

Palavras-chave: fontes de alimentação, CubeSat, otimização de conversores estáticos

ABSTRACT

HIGH EFFICIENCY 1U CUBESAT ELECTRICAL POWER SUPPLY DEVELOPMENT - DC/DC POWER CONVERTERS OPTIMIZATION

AUTHOR: TÁLIS PIOVESAN
ADVISOR: JOSÉ RENES PINHEIRO
COADVISOR: JOSÉ EDUARDO BAGGIO DR.

This dissertation presents the high efficiency 1U CubeSat electrical power supply study and development. Through a DC/DC power converters design methodology optimization an optimal project is achieved with an algorithm developed in mathematical CAD. With this multicriteria algorithm which has in its structure the CubeSat nanosatellite constraints of volume, mass and efficiency is given an overview of converter power losses, efficiency and other variables without the necessity of prototype development, being characterized as a pre-project, or pre-sizing as presented in scientific literature. Thus, performing a wide range sweep of the switching frequency, current density, maximum current ripple, different magnetic core part number and technologies, number of stacked magnetic core, wire classification and semiconductor switches are generated numerous DC/DC power converter projects where the optimal one is characterized as the one which respects all the imposed constraints and lower power losses. In order to validate this design methodology for buck and boost power converters software simulation and practical tests in a prototype were carried out with the same electrical and magnetic components modeled in the algorithm. In this way, the proposed design methodology fulfill the expected results, being able to maximize power converters efficiency compared to commercial and scientific electrical power supplies and also is a useful tool for the designer to choose the power converter operational point definition taking into account his technical needs.

Keywords: electrical power supply, CubeSat, DC/DC power converter optimization

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Sistemas apresentados pelos satélites de acordo com o seu grau de complexidade.	17
Figura 1.2	– Representação da corrente circulante pelo indutor e diodo em um conversor operando com o modo de condução descontínuo	19
Figura 1.3	– Topologia da fonte de alimentação desenvolvida pela empresa GOMS-PACE	20
Figura 1.4	– Representação da topologia da fonte de alimentação que emprega o método da seleção de caminhos	21
Figura 1.5	– Representação da fonte de alimentação para nano satélites CubeSat empregando conversores SEPIC	21
Figura 1.6	– Topologia da fonte de alimentação desenvolvida pela empresa Blue Canyon Technologies	22
Figura 1.7	– Topologia da fonte de alimentação desenvolvida pela empresa Crystal Space	22
Figura 1.8	– Topologia da fonte de alimentação apresentada no trabalho de (ALI et al., 2014)	22
Figura 1.9	– Escolha da tecnologia de semicondutores em relação à frequência de operação e à potência de saída do conversor	24
Figura 2.1	– Desenho ilustrativo do planeta Terra e os diversos tipos de órbita espacial utilizados pelos satélites artificiais	29
Figura 2.2	– Vista do Polo Norte do Planeta Terra e a ilustração do ângulo β definido como ângulo entre o vetor solar e o plano da órbita	30
Figura 2.3	– Célula fotovoltaica <i>TJ Solar Cell 3G30C - Advanced</i> da empresa Azurspace com qualificação espacial que apresenta níveis de 30% de eficiência na conversão fotovoltaica	31
Figura 2.4	– Painéis fotovoltaicos retráteis para nano satélites CubeSat 1U a 6U	32
Figura 2.5	– Princípio de funcionamento das lentes para a concentração dos raios solares sobre os painéis fotovoltaicos aplicados em nano satélites	32
Figura 2.6	– Trocas caloríficas existentes entre o ambiente espacial e um satélite CubeSat	35
Figura 2.7	– Representação de um de um satélite comercial e os seus meios de isolamento e troca de calor.	39
Figura 3.1	– Representação da corrente circulante pelo indutor e diodo em um conversor operando com o modo de condução descontínuo	42
Figura 3.2	– Circuito elétrico do conversor <i>Buck</i>	44
Figura 3.3	– Topologia do conversor <i>boost</i> convencional	44
Figura 3.4	– Topologia do conversor <i>Buck-Boost</i>	45
Figura 3.5	– Topologia do conversor <i>SEPIC</i>	46
Figura 5.1	– Topologia da fonte de alimentação para CubeSats 1U proposta	54
Figura 5.2	– Volume ocupado pela fonte de alimentação, delimitado pela cor cinza, em um CubeSat	55
Figura 5.3	– Amostragem da corrente do conversor <i>boost</i> considerando mil amostras em um período de chaveamento	56
Figura 5.4	– Amostragem da corrente do conversor <i>buck</i> considerando mil amostras em um período de chaveamento	57
Figura 5.5	– Fluxograma que representa as ações desenvolvidas pela metodologia de projeto ótimo para os conversores <i>buck</i> e <i>boost</i> desenvolvidos	58
Figura 5.6	– Interpolação polinomial de segundo grau para determinação do fator de ocupação do núcleo magnético 77380	61

Figura 6.1	– Resultado do rendimento do conversor em relação a Varredura da frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente	65
Figura 6.2	– Massa do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente	66
Figura 6.3	– Volume do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente	66
Figura 6.4	– Representação das perdas percentuais do projeto ótimo do conversor <i>boost</i> síncrono.....	67
Figura 6.5	– Resultado do rendimento do conversor em relação a Varredura da frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente	68
Figura 6.6	– Massa do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente	69
Figura 6.7	– Volume do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente	69
Figura 6.8	– Gráfico indicativo das perdas percentuais do conversor otimizado ..	70
Figura 6.9	– Resultado do rendimento do conversor em relação a varredura da frequência de comutação e ondulação máxima de corrente	71
Figura 6.10	– Massa do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente	72
Figura 6.11	– Volume do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente	72
Figura 6.12	– Gráfico indicativo das perdas percentuais do conversor otimizado ..	73
Figura 6.13	– Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no <i>software</i> LTspice	74
Figura 6.14	– Resultado da simulação do conversor <i>boost</i> síncrono otimizado operando em malha aberta com a razão cíclica nominal a partir do <i>software</i> PSIM	74
Figura 6.15	– Topologia do conversor <i>boost</i> convencional.....	75
Figura 6.16	– Resultado da tensão de saída do conversor <i>boost</i> convencional operando em malha aberta com a razão cíclica nominal a partir da simulação do <i>software</i> PSIM.....	75
Figura 6.17	– Resultado da tensão de saída (azul) e corrente do indutor(vermelho) do conversor <i>boost</i> convencional operando em malha aberta com a razão cíclica nominal a partir da simulação do <i>software</i> LTspice.....	76
Figura 6.18	– Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no <i>software</i> LTspice para o conversor <i>buck</i> com a saída igual a 3,3 V.....	76
Figura 6.19	– Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no <i>software</i> Psim para o conversor <i>buck</i> com a saída igual a 3,3 V.....	77
Figura 6.20	– Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no <i>software</i> LTspice para o conversor <i>buck</i> com a saída igual a 5 V	77
Figura 6.21	– Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no <i>software</i> Psim para o conversor <i>buck</i> com a saída igual a 5 V.....	78
Figura 6.22	– Protótipo utilizado para os testes dos conversores <i>boost</i> / <i>buck</i> síncrono.....	78
Figura 6.23	– Representação da resistência $R_{ds(on)}$ do MOSFET em relação a tensão gate-source V_{gs} fornecida pelo <i>gate-driver</i> e a temperatura de junção do dispositivo.	79

Figura 6.24 – Características do diodo de potência utilizado para os protótipos dos conversores convencionais	80
Figura 6.25 – Representação do circuito do <i>gate driver</i> implementado para os experimentos práticos.....	80
Figura 6.26 – Rendimento do conversor <i>boost</i> síncrono operando com carga nominal - $V_{in} = 3.506 V$, $V_{out} = 8.313 V$, $P_{in} = 3.098 W$, $P_{out} = 2.933 W$, $rendimento = 94.690\%$	82
Figura 6.27 – Rendimento do conversor <i>boost</i> síncrono operando com o máximo rendimento - $V_{in} = 5.010 V$, $V_{out} = 8.376 V$, $P_{in} = 2.107 W$, $P_{out} = 2.054 W$, $rendimento = 97.467\%$	82
Figura 6.28 – Resultados experimentais do rendimento do conversor síncrono operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída igual a tensão máxima das baterias Li-ion (8, 4V)	83
Figura 6.29 – Resultados experimentais do rendimento do conversor síncrono operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída igual a tensão nominal das baterias Li-ion (7, 4V)	83
Figura 6.30 – Rendimento do conversor <i>boost</i> convencional operando com a potência nominal - $V_{in} = 3.503 V$, $V_{out} = 8.275 V$, $P_{in} = 3.086 W$, $P_{out} = 2.894 W$, $rendimento = 93.768\%$	84
Figura 6.31 – Rendimento do conversor <i>boost</i> convencional operando com o máximo rendimento - $V_{in} = 5.021 V$, $V_{out} = 8.325 V$, $P_{in} = 1.067 W$, $P_{out} = 1.023 W$, $rendimento = 95.388\%$	84
Figura 6.32 – Resultados experimentais do rendimento do conversor convencional operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída igual a tensão máxima das baterias de lítio (8, 4V)	85
Figura 6.33 – Resultados experimentais do rendimento do conversor convencional operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída igual a tensão nominal das baterias de lítio (7, 4V)	85
Figura 6.34 – Resultados experimentais do rendimento do conversor <i>buck</i> operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada.	86
Figura 6.35 – Rendimento do conversor <i>buck</i> com a saída de 5V operando com o máximo rendimento - $V_{in} = 6,051 V$, $V_{out} = 5,107 V$, $P_{in} = 1,079 W$, $P_{out} = 1,062 W$, $rendimento = 98,431\%$	87
Figura 6.36 – Rendimento do conversor <i>buck</i> síncrono com saída de 5V operando com a potência nominal - $V_{in} = 8,426 V$, $V_{out} = 5,051 V$, $P_{in} = 5,273 W$, $P_{out} = 5,090 W$, $rendimento = 96,545\%$	87
Figura 6.37 – Resultados experimentais do rendimento do conversor <i>buck</i> síncrono operando em malha aberta em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída do conversor igual 3, 3V	88
Figura 6.38 – Rendimento do conversor <i>buck</i> operando com a potência de saída nominal - $V_{in} = 8.413 V$, $V_{out} = 3.2592 V$, $P_{in} = 4.422 W$, $P_{out} = 4.162 W$, $rendimento = 94.126\%$	89
Figura 6.39 – Rendimento do conversor <i>buck</i> operando com o máximo rendimento - $V_{in} = 6.000 V$, $V_{out} = 3.3025 V$, $P_{in} = 1.111 W$, $P_{out} = 1.071 W$, $rendimento = 96.408\%$	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1	– Configurações disponíveis de conversores integrantes das fontes de alimentação desenvolvidas pela empresa Clyde Space	19
Tabela 2.1	– Consumo energético do nano satélite NANOSATC-BR1	34
Tabela 2.2	– características de absorvidade e emissividade de alguns materiais utilizados em satélites	37
Tabela 2.3	– características de absorvidade e emissividade de alguns materiais utilizados em satélites	39
Tabela 5.1	– Requisitos de projeto, ou <i>constraints</i> , da fonte de alimentação proposta.....	54
Tabela 5.2	– Variáveis a serem otimizadas no projeto dos conversores CC/CC....	55
Tabela 5.3	– Fator de ocupação para o núcleo Kool M μ 77050 Magnetics - $A_w = 38,3 \text{ mm}^2$	60
Tabela 5.4	– Fator de ocupação para o núcleo Kool M μ 77380 Magnetics - $A_w = 63,8 \text{ mm}^2$	61
Tabela 5.5	– Fator de ocupação para o núcleo Kool M μ 77120 Magnetics - $A_w = 71,2 \text{ mm}^2$	61
Tabela 6.1	– Projeto ótimo do conversor <i>boost</i> síncrono	65
Tabela 6.2	– Projeto ótimo do conversor <i>buck</i> síncrono com tensão de saída igual a 5V	67
Tabela 6.3	– Projeto ótimo do conversor <i>buck</i> síncrono com a tensão de saída igual a 3,3 V.....	71
Tabela 6.4	– Componentes eletrônicos utilizados para o desenvolvimento do protótipo dos conversores <i>buck</i> e <i>boost</i>	79
Tabela 6.5	– Características do indutor desenvolvido através da metodologia de otimização do conversor <i>boost</i> síncrono.....	81
Tabela 6.6	– Características do indutor desenvolvido através da metodologia de otimização do conversor <i>buck</i> síncrono com saída de tensão igual a	86

LISTA DE SÍMBOLOS

a_{cond}	Área de seção transversal de um condutor de cobre
A_e	Área de seção transversal do enrolamento de cobre no indutor
A_w	Área da janela do núcleo magnético
C_{boost}	Capacitância de entrada do conversor estático <i>boost</i>
C_{buck}	Capacitância de saída do conversor estático <i>buck</i>
$cond_{calor}$	Condução de calor no ambiente espacial
C_{oss}	Capacitância de saída de um MOSFET
$cond_{par}$	Número de condutores de cobre em paralelo
$conv_{vol}$	Volume do conversor estático CC/CC
$conv_{weight}$	Massa do conversor estático CC/CC
d	Razão cíclica de um conversor estático CC/CC
E_{gerada}	Energia total gerada por um nano satélite em órbita espacial
ESR	Resistência série equivalente de um capacitor
f_{sw}	Frequência de comutação de um dispositivo semiconductor
I_{rr}	Corrente de recuperação reversa do diodo
I_{sd}	Corrente reversa circulante pelo diodo intrínseco do MOSFET
J	Densidade de corrente elétrica
l_{enr}	Comprimento do enrolamento de cobre do indutor magnético
L_{min}	Indutância mínima do conversor estático CC/CC
$n_{esp(MAX)}$	Número de espiras máximo admitido pelo núcleo magnético
N_i	Número de espiras do indutor
P_{CI}	Perda de energia no funcionamento do circuito integrado do <i>gate-driver</i>
P_{cobre}	Perda de energia no enrolamento de cobre do indutor
P_{cond}	Perda de condução
P_{diode}	Perda de energia do diodo intrínseco do MOSFET
P_{gate}	Perda de energia no acionamento do <i>gate-driver</i>
P_{in}	Potência de entrada de um conversor estático CC/CC
P_{nucleo}	Perda de energia no núcleo magnético do indutor
P_{out}	Tensão de saída de um conversor estático CC/CC
P_{Qoss}	Perda de energia devido a carga de saída do MOSFET
P_{rr}	Perda energia devido à recuperação reversa do diodo
P_{tot}	Perda total do conversor estático CC/CC
Q_g	Carga necessária para acionar um MOSFET
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa do diodo
rad_{calor}	Radiação de calor no ambiente espacial
$R_{crítico}$	Valor de resistência mínimo que possibilita a condução contínua
$R_{ds(on)}$	Resistência do canal dreno-fonte de um MOSFET
R_e	Valor de resistência do indutor magnético
t_{dead}	Tempo morto entre o acionamento do MOSFET principal e o MOSFET síncrono

T_e	Temperatura de equilíbrio de um corpo no ambiente espacial
$t_{eclipse}$	Tempo total de eclipse na órbita espacial
t_{off}	Tempo necessário à finalização da condução de um MOSFET
t_{on}	Tempo de acionamento necessário ao início da condução de um MOSFET
$T_{orbital}$	Período orbital de um satélite
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa do diodo
V_B	Tensão de bloqueio do diodo
V_{cc}	Tensão de alimentação do circuito integrado do <i>gate-driver</i>
V_D	Queda de tensão direta sobre o diodo
V_{in}	Tensão de entrada de um conversor estático CC/CC
V_{gs}	Tensão entre <i>gate-source</i> de um MOSFET
η_{conv}	Rendimento do conversor estático CC/CC
β	Ângulo de incidência do vetor solar ao plano da órbita
Δ_I	Ondulação de corrente sobre o indutor magnético
ΔV_{out}	Ondulação máxima da tensão de saída do conversor

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	15
1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA	15
1.2 ESTADO DA ARTE	18
1.3 OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS	23
1.4 OBJETIVOS	25
1.4.1 Objetivo Geral	25
1.4.2 Objetivos Específicos	25
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	25
2 NANO SATÉLITES CUBESAT E DINÂMICA ORBITAL	27
2.1 SUBSISTEMAS PRESENTES NO SATÉLITE	27
2.2 CLASSIFICAÇÃO DAS ÓRBITAS ESPACIAIS	28
2.3 GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA NO AMBIENTE ESPACIAL	31
2.4 BALANÇO ENERGÉTICO DE UM SATÉLITE CUBESAT	33
2.5 TRANSFERÊNCIA DE CALOR NO AMBIENTE ESPACIAL	35
2.5.1 Condução de Calor	35
2.5.2 Radiação de Calor	36
2.5.2.1 Caso quente	37
2.5.2.2 Caso frio	38
2.6 CONTROLE TÉRMICO EM SATÉLITES	38
3 ANÁLISE DOS CONVERSORES CC/CC UTILIZADOS EM FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA CUBESATS	41
3.1 CONVERSORES CC/CC MAIS UTILIZADOS EM FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA CUBESATS	41
3.1.1 Conversor <i>Buck</i>	43
3.1.2 Conversor <i>Boost</i>	44
3.1.3 Conversor <i>Buck-Boost</i>	45
3.1.4 Conversor SEPIC	46
4 PERDAS EM DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS, MAGNÉTICOS, CIRCUITOS INTEGRADOS E CAPACITIVOS	47
4.1 PERDAS EM DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES	47
4.1.1 Perdas em diodos de potência	47
4.1.2 Perdas em chaves semicondutoras	48
4.1.2.1 Perda de condução	49
4.1.2.2 Perda de comutação	49
4.1.3 Perdas com a configuração síncrona dos conversores	49
4.2 PERDAS EM DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS	51

4.2.1 Perdas nos enrolamentos de cobre	51
4.2.2 Perdas no núcleo magnético	51
4.3 PERDAS EM DISPOSITIVOS CAPACITIVOS	52
4.4 PERDAS EM CIRCUITOS INTEGRADOS	52
5 METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTI- COS CC/CC PARA FONTES DE ALIMENTAÇÃO DE NANO SA- TÉLITES CUBESAT 1U	53
5.1 DEFINIÇÕES DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO	53
5.2 ALGORITMO DE RASTREIO DO PROJETO ÓTIMO	54
5.2.1 Projeto do indutor	59
5.2.2 Projeto do capacitor	62
5.2.3 Determinação do rendimento do conversor	62
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E SIMULAÇÕES	64
6.1 RESULTADOS DA METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO	64
6.1.1 Conversor <i>boost</i> síncrono	64
6.1.2 Conversor <i>buck</i> - saída 5V	67
6.1.3 Conversor <i>buck</i> - saída 3,3 V	70
6.2 SIMULAÇÕES COM <i>SOFTWARES</i> DE SIMULAÇÃO DE CIRCUITOS ELÉ- TRICOS	73
6.2.1 Conversor <i>boost</i> síncrono	73
6.2.2 Conversor <i>boost</i> convencional	74
6.2.3 Conversor <i>buck</i> síncrono - saída 3,3V	76
6.2.4 Conversor <i>buck</i> síncrono - saída 5V	77
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	78
6.3.1 Desenvolvimento do <i>gate-driver</i>	79
6.3.2 Conversor <i>boost</i> síncrono	81
6.3.3 Conversor <i>boost</i> convencional	84
6.3.4 Conversor <i>buck</i> síncrono - saída 5 V	86
6.3.5 Conversor <i>buck</i> síncrono - saída 3,3 V	88
7 CONCLUSÕES E FUTUROS DESAFIOS	90
REFERÊNCIAS	92

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo aborda a motivação e os elementos que justificam o desenvolvimento da presente Dissertação de Mestrado.

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Os satélites são equipamentos compostos de diversos sistemas destinados a cumprir requisitos técnicos em uma missão espacial (PATEL, 2004). Desde o ano de 1957 com o lançamento do satélite Sputnik pela União das Repúblicas Socialistas Soviéticas (URSS)(National Aeronautics and Space Administration - NASA, 2007) diversos países passaram a desenvolver missões espaciais para fins comerciais, militares e acadêmicos de modo a desenvolver novas tecnologias não apenas para aplicações espaciais, mas com o intuito de utilizá-las como soluções de problemas atuais.

Dentre as várias soluções que utilizam ou surgiram a partir dos satélites destacam-se os sistemas de posicionamento global como o GPS (EUA) (U.S. Air Force, 2016) e Glonass (Rússia) (Center for Positioning, Navigation and Timing, 2016), previsão do tempo e catástrofes ambientais, monitoramento do clima espacial, imageamento da superfície terrestre, georreferenciamento, telecomunicações comerciais e militares (FLORENZANO, 2008), painéis fotovoltaicos flexíveis (National Aeronautics and Space Administration - NASA, 2015b), dentre outras aplicações. Outros benefícios podem ser vistos também na área médica, onde a agência espacial americana NASA está realizando parceria com o Instituto Nacional do Câncer (NCI) nos Estados Unidos da América para a detecção do câncer em estágio inicial (National Aeronautics and Space Administration - NASA, 2016).

O Brasil começou as suas pesquisas com ciências espaciais no ano de 1961 com a criação do Grupo de Organização da Comissão Nacional de Atividades Espaciais, embrião do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE/MCTI, que veio a ser oficialmente criado no ano de 1971, órgão subordinado ao Ministério de Ciência, Tecnologia e Inovação. Na história do instituto verifica-se o sucesso de várias missões espaciais, como o Satélite de Coleta de Dados 1 (SCD-1) lançado em 1993 que ainda encontra-se totalmente operacional. Ainda destaca-se a parceria com o governo Chinês para o desenvolvimento do satélite Sino-Brasileiro de Recursos Terrestres (CBERS) que efetua o controle do desmatamento e queimadas na Amazônia Legal, o monitoramento de recursos hídricos, áreas agrícolas, crescimento urbano, ocupação do solo, em educação e outras aplicações(Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE, 2011). Além do desenvolvimento de satélites o INPE apresenta o Laboratório de Integração e Testes (LIT/INPE-MCTI), maior laboratório desta finalidade na América Latina, que desenvolveu-se com o intuito da integração e testes antes do lançamento dos satélites. Porém, muitos produtos como eletrodomésticos,

automóveis e componentes eletrônicos são testados e qualificados nessas instalações de grande capacidade tecnológica, demonstrando que os investimentos em ciências espaciais são aproveitados por vários setores do mercado econômico brasileiro.

A comparação com outros países nos faz perceber a carência tecnológica de equipamentos e profissionais nessa área tão importante para o desenvolvimento de um país, onde as nações e blocos econômicos soberanos na exploração espacial são: os Estados Unidos da América, União Europeia, China, Índia e Rússia deixando claro que o Brasil encontra-se muito distante de ser um país competitivo nesse setor.

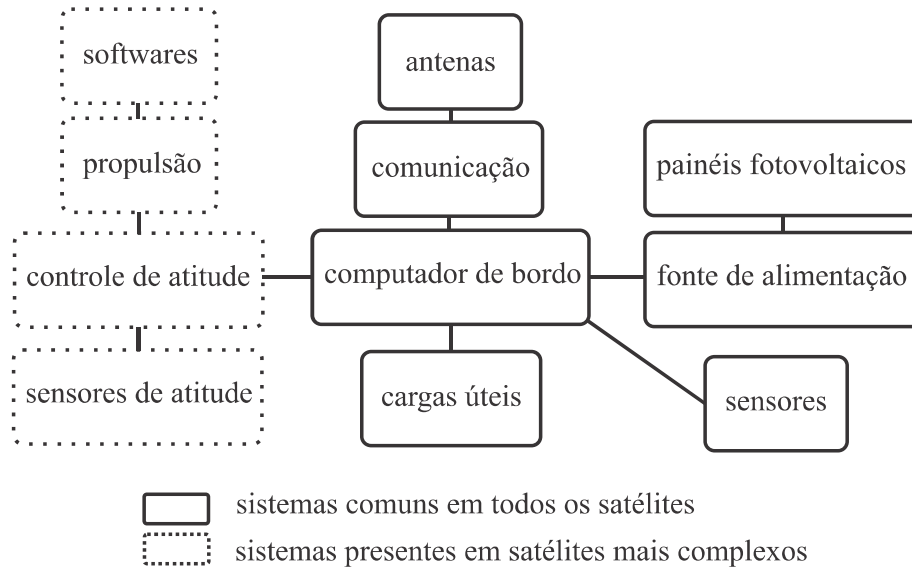
No ano de 1999 dois pesquisadores chamados Robert Twiggs e Jordi Puig-Suari nas universidades *California Polytechnic State University (Cal Poly)* e *Stanford University* desenvolveram uma nova topologia de nano satélites chamada de CubeSat que apresentam a forma cúbica com 10 *cm* de aresta e no máximo 1,33 *kg* de massa (MUNAKATA, 2009). Dentre as diversas propostas desta topologia salienta-se a redução dos custos do projeto; maior interação entre pesquisadores, estudantes e professores no ambiente acadêmico em todos os processos da missão espacial; simplicidade no *design*; utilização de frequências de rádio-amador para a transmissão e recepção de informações e comandos no satélite (PUIG-SUARI; TURNER; AHLGREN, 2001).

Desde a sua criação diversas instituições de ensino, empresas privadas, órgãos e instituições militares desenvolveram missões espaciais com CubeSats com os mais diversos propósitos, como por exemplo o treinamento e experiência com o desenvolvimento de satélites; validação de circuitos e experimentos destinados ao ambiente espacial (Programa NANOSATC-BR Desenvolvimento de CubeSats, 2014) (NASA's Earth Science Technology Office,) (OH; PARK, 2015); validação de *softwares* de controle de atitude para satélites (Delfi Space Program, 2015); monitoramento do clima espacial (Programa NANOSATC-BR Desenvolvimento de CubeSats, 2014); imageamento e desenvolvimento de tecnologias para fins militares (United States Army, 2015); estudo e implementação de constelações entre satélites (NASA Ames Research Center, 2013); monitoramento de glaciares (FOD al., 2015); exploração espacial (VISCIO et al., 2014); comercialização de imagens (Planet Labs Incorporated, 2016) dentre outros fins. Portanto a topologia CubeSat apresenta esse poder de democratizar o acesso ao espaço. Assim faz-se necessário que estudantes, pesquisadores e empresários desenvolvam pesquisas com ciências espaciais no Brasil. Além do mais os custos para a produção dos equipamentos e sistemas espaciais muitas vezes estão mais relacionados com a propriedade intelectual do que em custos dos componentes eletrônicos.

Dentre as mais diversas missões espaciais desenvolvidas ao longo da história com os seus respectivos objetivos salienta-se a necessidade de alguns sistemas vitais aos satélites, vide Figura 1.1.

As antenas e o sistema de comunicação desempenham o papel de estabelecer a conexão entre a base de controle na superfície terrestre e o satélite em órbita espacial, onde

Figura 1.1 – Sistemas apresentados pelos satélites de acordo com o seu grau de complexidade.



Fonte: Modificado de (PATEL, 2004)

telecomandos, dados e informações são transmitidas através de antenas nas frequências de UHF e VHF. As cargas úteis ou *payloads* são equipamentos como câmeras, sensores, equipamentos ou softwares que são o objetivo da missão espacial. O computador de bordo gerencia os sistemas, as informações adquiridas pelas cargas úteis e os sensores distribuídos no satélite.

A geração de energia elétrica no ambiente espacial obtém-se através da conversão fotovoltaica com os painéis acoplados junto às faces do satélite. Porém a pequena área de cobertura dos satélites CubeSat que apresentam apenas 10cm de aresta proporciona uma pequena energia gerada durante a órbita espacial. Ademais, a órbita espacial mais utilizadas nessa classe é do tipo *Low Earth Orbit (LEO)*, ou órbita baixa, fazendo com que o período orbital de aproximadamente 95 minutos seja composto por uma parcela de aproximadamente 35 minutos de eclipse. Portanto a energia gerada no momento de insolação além de alimentar todos os sistemas do satélite deve ser capaz de suprir toda a demanda energética do satélite no momento do eclipse solar através da energia armazenada em suas baterias de Li-ion.

Assim, a fonte de alimentação desempenha um papel fundamental para o sucesso de uma missão espacial, visto que todos os equipamentos necessitam de energia elétrica para operarem de acordo com suas devidas funções. Portanto este projeto de pesquisa objetiva o aprimoramento da fonte de alimentação de um satélite CubeSat 1U de modo a maximizar o seu rendimento, diminuindo as perdas nos conversores de potência e em consequência possibilitando uma maior quantidade de energia elétrica para o uso de car-

gas úteis de maiores potências e ou aumentando a energia disponível para as funções vitais do satélite em órbita espacial. Como fatores limitantes no desenvolvimento de uma fonte de alimentação otimizada listamos a massa, volume e o rendimento dos conversores estáticos CC/CC. A massa da fonte de alimentação influencia diretamente nos custos de lançamento de um satélite ao espaço; a disposição de todos os sistemas espaciais dos CubeSats são dispostos na forma de prateleira, portanto o volume ocupado pelos componentes eletrônicos da fonte não pode ultrapassar a altura de $25mm$ entre a PCB e o próximo sistema espacial; e o rendimento dos conversores estáticos CC/CC deve ser o maior possível, próximo a 100%, possibilitando assim uma maior energia a outros processos do satélite.

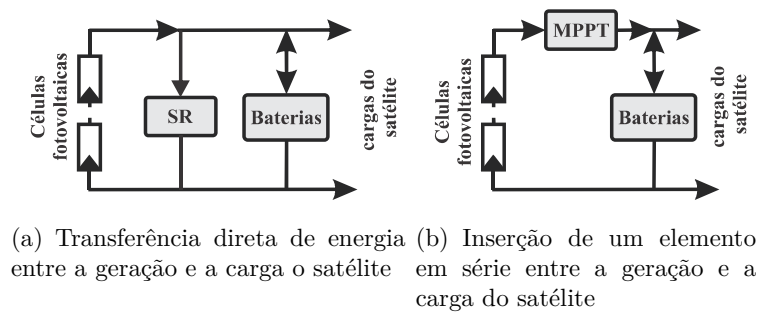
Fazendo uma análise em diversas fontes de alimentação comerciais para CubeSats 1U percebe-se um pequeno número de fornecedores e valor bem considerável, na faixa de $US\$3.100,00$ a $US\$4.900,00$ (GomSpace NanoPower Systems, 2016) (Clyde Space Company, 2016) (CubeSat Shop, 2015), com rendimentos dos conversores de aproximadamente 90% para a carga das baterias e até 95% para a regulação de tensão dos barramentos que alimentam todos os componentes eletrônicos do satélite. Assim, analisando os valores dos rendimentos dos conversores CC/CC verificou-se que há a possibilidade de desenvolver uma fonte de alimentação nacional com maiores especificidades no projeto dos conversores estáticos CC/CC otimizados, levando em conta as restrições da topologia CubeSat, como a dinâmica orbital da órbita espacial baixa (LEO), massa, volume e rendimento mínimo de 90%.

Portanto, para alcançar estes objetivos propõe-se nessa Dissertação de Mestrado o desenvolvimento de uma metodologia de otimização de conversores estáticos CC/CC capaz de rastrear o ponto de operação ótimo, ou o projeto que atenda as restrições de volume, massa e rendimento para a configuração CubeSat 1U e que apresenta a menor perda de energia nos seus elementos. Além do mais resultados de simulação matemática e testes obtidos através de um protótipo possibilitaram comprovar a eficácia da metodologia de otimização de conversores estáticos CC/CC para fontes de alimentação de CubeSats 1U em maximizar o rendimento dos conversores elevadores e abaixadores de tensão.

1.2 ESTADO DA ARTE

Diversas fontes de alimentação para nano satélites CubeSat são desenvolvidas atualmente am âmbito educacional e comercial. Destaca-se que a classificação desses dispositivos está relacionada a conexão entre os painéis fotovoltaicos e as cargas do satélite, podendo ser da forma *Direct Energy Transfer* (DET) ou *Peak Power Tracker* (PPT) (PATEL, 2004) (WERTZ; LARSON, 1999). A Figura 1.2 (a) e (b) apresenta o comparativo entre a configuração DET e PPT para a topologia com o barramento de tensão não-regulado.

Figura 1.2 – Representação da corrente circulante pelo indutor e diodo em um conversor operando com o modo de condução descontínuo



Fonte: Modificado de (WERTZ; LARSON, 1999)

Ademais, a arquitetura da fonte de alimentação também apresenta duas distintas configurações, na forma distribuída e a centralizada. Na dissertação apresentada por (BURT, 2011) o autor faz um levantamento de várias missões espaciais de CubeSats e nano satélites em busca do conhecimento da conexão entre os painéis fotovoltaicos e a carga, bem como a arquitetura da fonte de alimentação. Assim, descobriu-se que a arquitetura mais utilizada é a centralizada, onde várias cargas são conectadas em paralelo simultaneamente ao barramento de tensão regulado. Ademais, o autor propõe a utilização de conversores *point-of-load*(POL) de menores potências para as diferentes cargas do satélite, desta forma os diferentes barramentos passam a apresentar menores influências das demais cargas do satélite e em alguns casos mitigar o uso de indutores com a adoção dos reguladores de tensão do tipo *charge-pump*. Mas como pontos negativos da arquitetura distribuída aponta-se a necessidade de replicar os reguladores para iguais níveis de tensão.

A empresa Clyde Space desenvolve diversas fontes de alimentação para os diversos tamanhos de CubeSat, do padrão 1U até 3U com diferentes combinações de conversores estáticos responsáveis pela carga das baterias (BCR) e a regulação de tensão. Salienta-se que a preferência dos conversores no BCR são o conversor SEPIC, *Buck-boost*(B/B) e *Buck*, onde algumas das suas características são expressas na Tabela 1.1.

Tabela 1.1 – Configurações disponíveis de conversores integrantes das fontes de alimentação desenvolvidas pela empresa Clyde Space

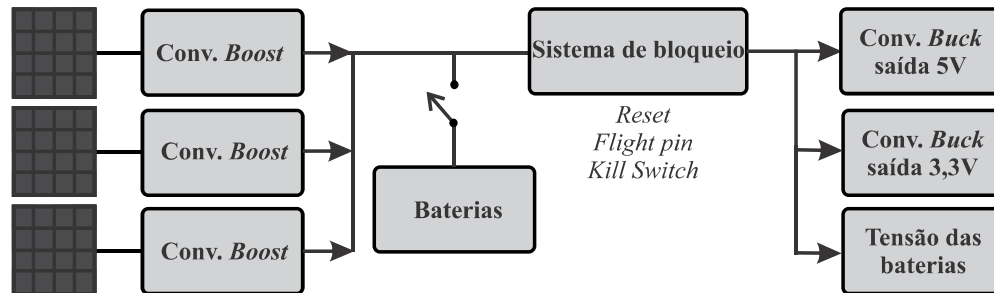
Padrão CubeSat	Configurações comerciais do BCR	Rendimento
1U	3 x 3W (SEPIC)	3W (83%)
2U	2 x 6W (B/B) ou 1 x 3W (SEPIC)	6W (89%) ou 3W (83%)
3U	2 x 12W (Buck) ou 1x 3W (SEPIC)	12W (90%) ou 3W (83%)

Fonte: Própria autoria

As fontes de alimentação da empresa GOMSPACE são desenvolvidas para atender uma grande gama de aplicações de CubeSat, visto o seu suporte de até 30W nos con-

versores BCR com a topologia do conversor *Boost*. A estrutura básica da topologia do conversor pode ser melhor visualizada na Figura 1.3.

Figura 1.3 – Topologia da fonte de alimentação desenvolvida pela empresa GOMSPACE



Fonte: Modificado de (GomSpace NanoPower Systems, 2016)

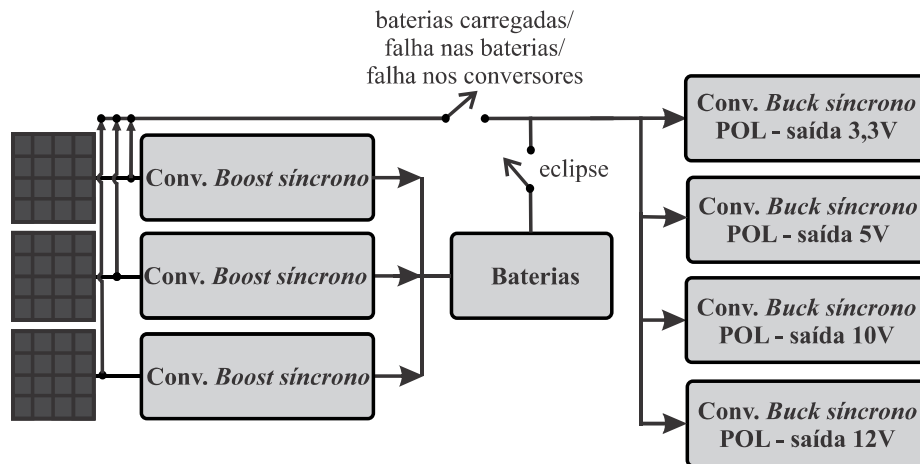
Na figura acima o comando *Flight pin* e *Kill switch* são dois artifícios utilizados para assegurar que o nano satélite estará totalmente desligado no momento do lançamento em órbita espacial, evitando qualquer interferência de ordem térmica ou eletromagnética no lançador de satélites.

Já na Dissertação apresentada por (RAMAMURTHY, 2009) o autor faz a análise de duas diferentes configurações no modo PPT, onde uma topologia apresenta a conexão direta do conversor CC/CC nas baterias e a outra apresenta a seleção do caminho que a energia elétrica provida do painéis fotovoltaicos percorrerá até as baterias ou a carga. A demonstração dessa técnica apresenta-se na Figura 1.4, onde o caminho escolhido depende do nível de tensão das baterias e o momento da órbita espacial, de insolação ou eclipse. Ademais as vantagens dessa topologia descritas pelo autor estão relacionadas a capacidade de carregar as baterias com altas correntes; minimização dos impactos causados na carga da bateria em relação a corrente drenada pelos sistemas espaciais; possibilidade de operação da fonte de alimentação mesmo que as tensões das baterias estejam em um nível crítico e haja a insolação nos painéis fotovoltaicos. Porém a configuração apresenta como pontos negativos a diminuição do rendimento da fonte de alimentação devido a inserção de chaves semicondutoras que apresentam perdas de condução e comutação, bem como o aumento da complexidade do sistema.

Seguindo a mesma linha de pesquisas o trabalho apresentado por (SINGH; SHRIVASTAV; BHATTACHARYA, 2015) apresenta os resultados de uma fonte de alimentação utilizando o mesmo circuito apresentado na Figura 1.4 com o uso de chaves semicondutoras de Nitreto de Galio (GaN).

Já no trabalho proposto por (DARBALI-ZAMORA et al., 2014) utiliza-se apenas o conversor SEPIC para efetuar a carga das baterias e a regulação de tensão dos barramentos (Figura 1.5). Assim, o autor justifica a escolha desse conversor devido à não-inversão da

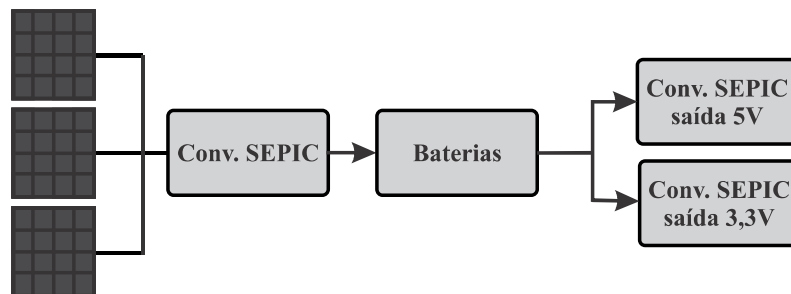
Figura 1.4 – Representação da topologia da fonte de alimentação que emprega o método da seleção de caminhos



Fonte: Modificado de (SINGH; SHRIVASTAV; BHATTACHARYA, 2015)

tensão de saída, fato apresentado no conversor *Buck-Boost*. Porém, o rendimento da fonte de alimentação fica penalizado nessa aplicação visto que o seu valor máximo será de 86% para a carga das baterias e 81% na regulação da tensão.

Figura 1.5 – Representação da fonte de alimentação para nano satélites CubeSat empregando conversores SEPIC

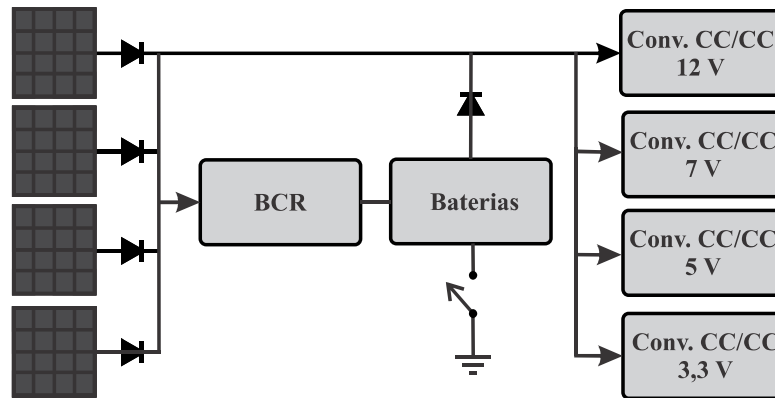


Fonte: Modificado de (DARBALI-ZAMORA et al., 2014)

As duas demais fontes comerciais desenvolvidas pelas empresas Blue Canyon Technologies e Crystal Space fazem o uso das topologias apresentadas na Figura 1.6 e Figura 1.7.

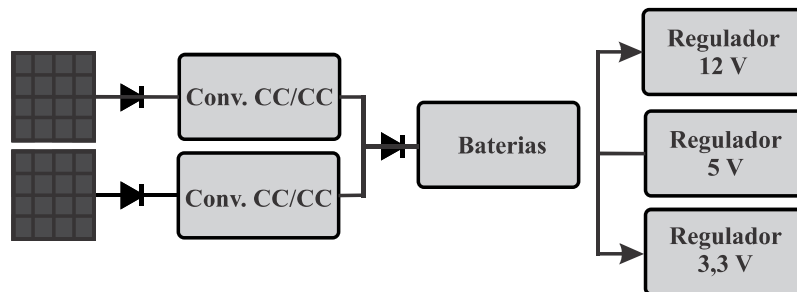
No trabalho apresentado por (ALI et al., 2014) os autores afirmam que uma fonte de alimentação eficiente e o sistema de controle de atitude precisos são o núcleo de uma missão espacial. Ainda apresenta-se uma topologia de uma fonte de alimentação composta por dois reguladores lineares, utilizados para pequenas cargas e dois conversores CC/CC para maiores cargas, Figura 1.8.

Figura 1.6 – Topologia da fonte de alimentação desenvolvida pela empresa Blue Canyon Technologies



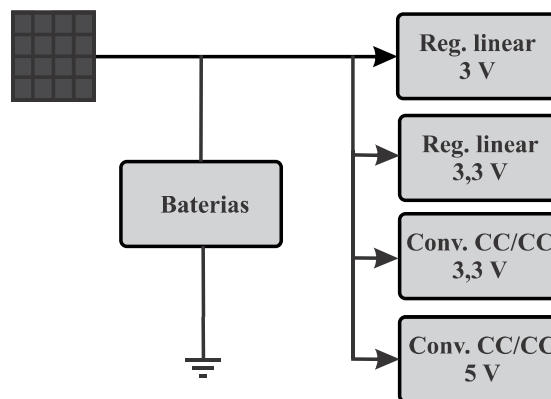
Fonte: Modificado de (Blue Canyon Technologies , 2016)

Figura 1.7 – Topologia da fonte de alimentação desenvolvida pela empresa Crystal Space



Fonte: Modificado de (Crystal Space, 2015)

Figura 1.8 – Topologia da fonte de alimentação apresentada no trabalho de (ALI et al., 2014)



Fonte: Modificado de (ALI et al., 2014)

O trabalho publicado por (BUSCH et al., 2015) traz grandes aprendizados adquiridos pela Universidade de Würzburg após o lançamento do satélite UWE-3 em órbita espacial. Uma das lições apresentadas seria a redundância de sistemas importantes como a fonte de alimentação, maximizando a vida útil da missão espacial devido a minimização das falhas nos sistemas. Além do mais, a arquitetura da fonte de alimentação desenvolvida é da forma distribuída.

Ademais, o relatório da agência espacial americana NASA apresenta uma pesquisa minuciosa sobre o estado da arte de várias tecnologias que compõe os micro e nano satélites (National Aeronautics and Space Administration - NASA, 2015a), sendo portanto utilizado como base para o desenvolvimento deste trabalho.

Concluindo-se, percebe-se que as fontes de alimentação propostas na literatura científica e no âmbito comercial apresentam conversores estáticos com baixos rendimentos, possibilitando a sua otimização. Portanto, esses dispositivos poderiam ser repensados em seus aspectos construtivos, como por exemplo a potência de saída dos conversores, a densidade de corrente, frequência de comutação, *ripple* de corrente e a classificação dos condutores de cobre dos indutores. Desta forma, analisando de forma minuciosa as equações que regem as perdas em todos os elementos dos conversores faz-se possível a otimização de conversores estáticos, maximizando o rendimento e respeitando as restrições de volume e massa para a topologia CubeSat.

1.3 OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS

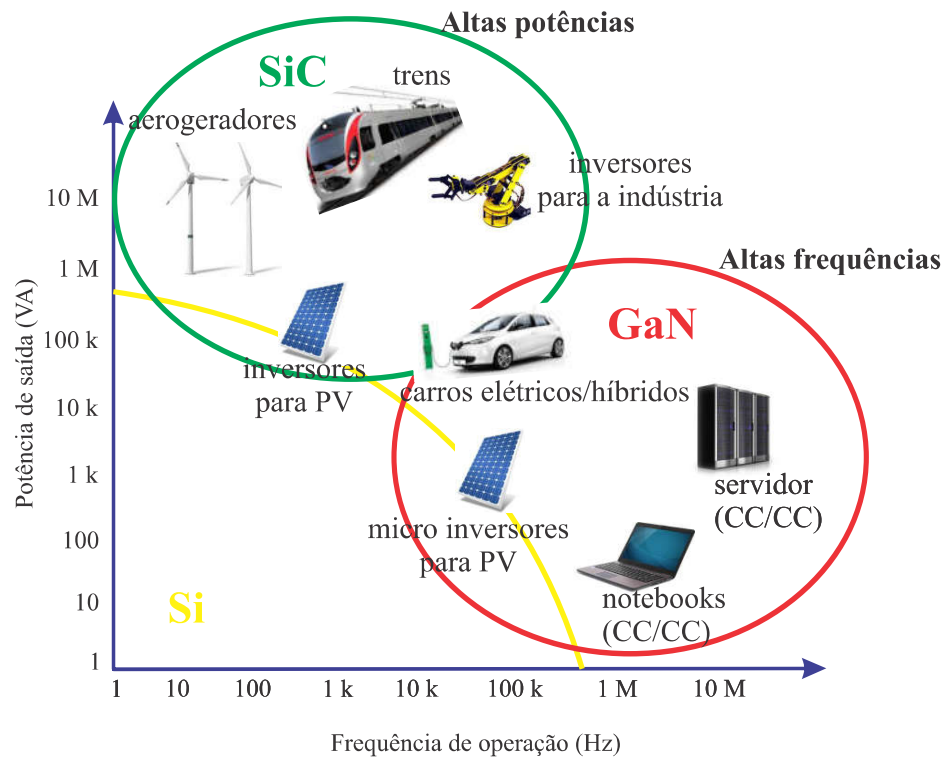
Diversos dispositivos eletrônicos que utilizam a eletrônica de potência em sua composição tem como base a diminuição de perdas e o volume. Atualmente várias técnicas de otimização de conversores são apresentadas na literatura científica, onde objetiva-se efetuar uma modelagem precisa dos componentes constituintes e suas respectivas perdas energéticas; e a pesquisa do comportamento de diversos pontos de operação, ou diferentes pré-projetos, de acordo com as restrições de volume, massa, temperatura e eficiência para cada aplicação específica.

Destacam-se diversos trabalhos científicos na área de otimização de conversores estáticos, onde o trabalho apresentado por (MIRJAFARI; BALOG, 2014) faz diversas comparações entre as técnicas de otimização e suas diferenças nas modelagens das perdas dos componentes magnéticos; dispositivos semicondutores; perdas nos capacitores; métodos de estimação dos volumes ocupados pelos radiadores de calor; capacitores e núcleos magnéticos. O trabalho de (ZIDAR et al., 2016) compara os diversos métodos para a otimização de sistemas de armazenamento de energia em sistemas de distribuição de energia elétrica, como métodos heurísticos, programação matemática, pesquisa exaustiva e métodos analíticos.

Outro trabalho que evidencia a importância da otimização de conversores de potência CC/CC foi desenvolvido por (LEFRANC; JANOT; DESSANTE, 2012). Onde um conversor de potência *buck* é modelado com suas respectivas perdas e a partir da utilização de um algoritmo genético são desenvolvidos vários pré-projetos, apresentados pela fronteira de pareto que auxilia o projetista a definir o projeto ótimo de acordo com suas limitações de projeto, ou *constraints*.

O enfoque apresentado em (BALDA; MANTOOTH, 2016) para a otimização de conversores é através da correta escolha da tecnologia dos semicondutores, como o Silício (Si), nitreto de Galio (GaN) e Silicon Carbide (SiC). Assim, segundo os autores, a escolha da tecnologia do semicondutor está relacionada à frequência de operação do conversor e potência de saída da aplicação, visto na Figura 1.9.

Figura 1.9 – Escolha da tecnologia de semicondutores em relação à frequência de operação e à potência de saída do conversor



Fonte: Modificado de (BALDA; MANTOOTH, 2016)

O artigo apresentado por (SARTORI et al., 2015) propõe a otimização de um conversor *boost* PFC utilizando um algoritmo que efetua a modelagem do conversor com suas respectivas perdas utilizando diferentes tecnologias de núcleos magnéticos toroidais; a varredura de diferentes pontos de operação do conversor de potência através da variação da frequência de comutação f_{sw} e ondulação de corrente máxima $\Delta I(\%)$; determinação do ponto ótimo de operação do conversor de acordo com o menor volume e maior rendi-

mento (menores perdas) de acordo com a norma IEC 61000-3-2, que delimita o conteúdo harmônico injetado a rede elétrica por meio do dispositivo.

Outro pesquisador de renome internacional que desenvolve pesquisas na otimização de diversos tipos de conversores estáticos apresenta em (KOLAR; MINIBOCK, 2012) algumas considerações que possibilitam reduzir perdas em conversores estáticos, como a substituição dos diodos de potência por chaves semicondutoras síncronas, e também o modo de operação do conversor, passando do modo de condução contínua (CCM) para o modo de condução descontínua (DCM), permitindo menores perdas de comutação na transição entre a condução e bloqueio das chaves devido a corrente nula que circula entre os seus terminais.

Com base no conteúdo abordado nessa seção, foi possível delimitar e estabelecer os objetivos gerais e específicos que são apresentados a seguir.

1.4 OBJETIVOS

1.4.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de uma metodologia de projeto para a otimização de conversores estáticos CC/CC utilizados em fontes de alimentação para a classe de nano satélites CubeSats 1U.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Otimização do rendimento com restrições de volume e massa dos conversores CC/CC e melhor aproveitamento energético do satélite devido a diminuição das perdas ;
- Aumento do rendimento dos conversores estáticos em comparação às fontes de alimentação comerciais;
- Validação da metodologia com o uso de *softwares* de simulação de circuitos elétricos e o desenvolvimento de protótipos experimentais;

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No capítulo 1 deste trabalho são apresentadas as motivações, justificativas, objetivos e o estado da arte no desenvolvimento de fontes de alimentação para nano satélites CubeSat, bem como a importância da otimização de conversores estáticos para dispositi-

vos de baixas potências.

O capítulo 2 apresenta algumas das principais particularidades no desenvolvimento de pesquisas para aplicações espaciais, como a topologia CubeSat; subsistemas vitais aos satélites; dinâmica orbital e classificação das órbitas; geração de energia elétrica no ambiente espacial; e o balanço energético de um satélite CubeSat 1U em órbita espacial.

No capítulo 3 são apresentados os principais conversores estáticos utilizados em fontes de alimentação para nano satélites e suas aplicações. Além do mais, mostra-se a comparação entre os modos de condução e sua implicação no rendimento dos conversores estáticos.

O capítulo 4 apresenta a modelagem das perdas energéticas de todos os componentes eletrônicos e magnéticos presentes em um conversor estático CC/CC.

No capítulo 5 demonstra-se o desenvolvimento da metodologia de otimização de conversores estáticos para a fonte de alimentação de nano satélites CubeSat 1U e os processos envolvidos no algoritmo de rastreamento do projeto ótimo.

O capítulo 6 traz os resultados teóricos da metodologia de projeto desenvolvida bem como resultados de simulação e testes práticos obtidos através do desenvolvimento de protótipos experimentais.

O capítulo 7 apresenta as conclusões deste Projeto de Pesquisa e os desafios a serem alcançados no futuro.

2 NANO SATÉLITES CUBESAT E DINÂMICA ORBITAL

Este capítulo apresenta as particularidades da topologia dos nano satélites CubeSat, algumas noções da dinâmica orbital que impactam nos parâmetros energéticos do satélite, a geração de energia elétrica no ambiente espacial e a transferência de calor no ambiente espacial.

2.1 SUBSISTEMAS PRESENTES NO SATÉLITE

Após a apresentação da Figura 1.1 nota-se quais sistemas são necessários para a plena operação de um satélite em órbita espacial. Assim, em (PATEL, 2004) são apresentadas algumas particularidades de cada um desses sistemas e sua importância na missão espacial:

- **Computador de Bordo (OBC):** Esse sistema é responsável pelo gerenciamento de todos os demais sistemas, armazenamento de dados e telecomandos a serem recebidos e enviados pelo satélite
- **Comunicação(transmissão/recepção):** Esse sistema responsabiliza-se pela transmissão e recepção dos dados do satélite. Além do mais executa a modulação e demodulação UHF e VHF.
- **Fonte de Alimentação:** Este sistema é responsável pelo gerenciamento e controle da energia elétrica no satélite e representa um dos focos dessa Dissertação, portanto será melhor abordada ao longo do desenvolvimento desse trabalho.
- **Estruturas:** Sistema responsável por acomodar e proteger os equipamentos eletrônicos do satélite. Ademais, esse sistema deve resistir às vibrações e forças atuantes durante o lançamento e plena operação em órbita espacial;
- **Antenas:** A partir das antenas as informações do satélite são enviadas e recebidas à estação de rastreamento e controle, situada na superfície terrestre. Usualmente as missões envolvendo CubeSats utilizam a banda de frequência UHF e VHF, portanto utilizam-se quatro antenas com característica omnidirecional e faixa de operação de 400 a 480MHz (GomSpace NanoPower Systems, 2016).
- **Painéis Fotovoltaicos:** Os painéis fotovoltaicos são responsáveis pela conversão da luz solar em energia elétrica, tornando assim o satélite um equipamento autônomo no ambiente espacial.

- **Determinação e Controle de Atitude Orbital:** Esse sistema é responsável por determinar a posição real do satélite, controlar o apontamento e estabilizá-lo em órbita espacial. Sem esse sistema seria impossível utilizar câmeras para o monitoramento da superfície terrestre devido as rotações do satélite ao redor de seus eixos.
- **Sensores:** Os sensores mais utilizados em missões espaciais são os magnetômetros, sensor de luz solar, sensor de estrelas e giroscópios, utilizados principalmente para monitorar a atitude do satélite em órbita espacial; e termistores utilizados no monitoramento da temperatura das baterias, bem como a temperatura interna e externa do satélite.

2.2 CLASSIFICAÇÃO DAS ÓRBITAS ESPACIAIS

Um dos requisitos fundamentais a serem analisados previamente em uma missão espacial é o tipo de órbita espacial a ser desenvolvida pelo satélite. Este parâmetro determina por exemplo o número de passagens do satélite na área de visibilidade da estação terrena de rastreamento e controle, a transferência de calor entre os componentes, a geração de energia elétrica e os custos para o lançamento.

Os tipos de órbitas utilizados pelos diversos tipos de satélites são do tipo *Geosynchronous Earth Orbit* (GEO), *Mid Earth Orbit* (MEO), *Low Earth Orbit*(LEO) e *Highly Elliptical Orbit* (HEO).

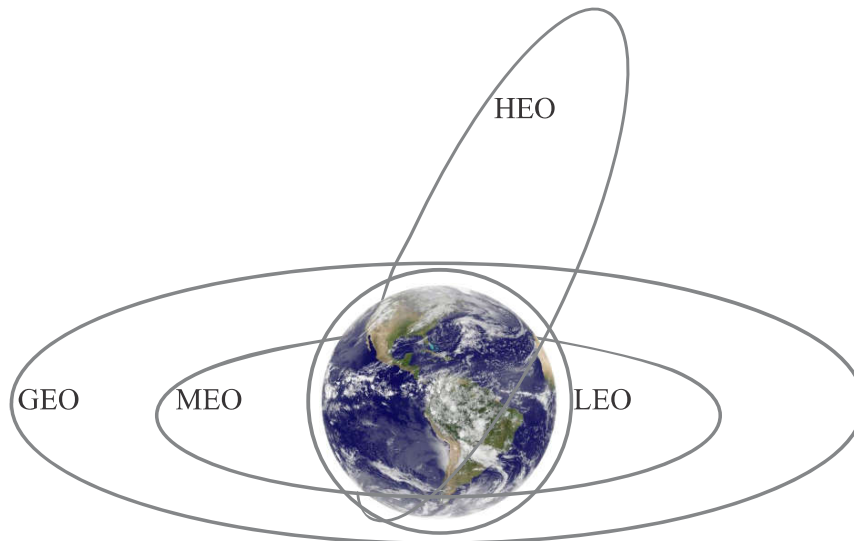
- *Geosynchronous Earth Orbit* (GEO): define-se como uma órbita circular que apresenta o movimento de oeste para leste na altitude de 35786km resultando em um período de 24 horas e conseqüentemente um movimento estacionário em relação ao planeta Terra. A órbita Geoestacionária é um tipo especial da órbita GEO, que é comumente adotada por satélites de telecomunicações, onde apresenta a inclinação de 0° em relação a Linha do Equador e a excentricidade nula, ou seja, a órbita aproxima-se de ser uma órbita circular com o mesmo período da rotação do Planeta Terra, $23\text{h}, 56\text{min}$ e $4,09\text{s}$ (PATEL, 2004).
- *Mid Earth Orbit* (MEO): define-se como uma órbita circular situada entre 2000 e 20000km de altitude. A escolha dos parâmetros da MEO são definidos de modo a evitar os anéis de radiação que envolvem a Terra nas altitudes de 1,3 a 1,7; 3.1 e 4.1 raios terrestres. Onde um raio terrestre equivale a 6378 km (PATEL, 2004).
- *Low Earth Orbit* (LEO): representa a órbita mais próxima a superfície terrestre ao qual um satélite pode ser submetido, entre 200 e 2000km de altitude. As mais novas constelações de satélites e os nano satélites sendo desenvolvidas em maior escala por

universidades e centros de pesquisas utilizam este tipo particular de órbita espacial. A proximidade com a superfície terrestre faz com que o custo para o lançamento de um satélite torne-se mais vantajoso, bem como uma diminuição do tempo de atraso no envio de informações para as estações terrenas de rastreamento e controle de satélites (PATEL, 2004).

- *Highly Elliptical Orbit (HEO)*: define-se como uma órbita especial utilizada para a operação e a cobertura do hemisfério norte, com o perigeu a $1000km$ e o apogeu a $39400km$. O período da órbita é de meio dia sideral e destaca-se como um ponto negativo desta órbita a não-cobertura do hemisfério sul (PATEL, 2004).

Para a melhor compreensão entre os diversos tipos de órbitas espaciais verifica-se na Figura 2.1 o desenho ilustrativo do planeta Terra a as quatro órbitas descritas anteriormente.

Figura 2.1 – Desenho ilustrativo do planeta Terra e os diversos tipos de órbita espacial utilizados pelos satélites artificiais



Fonte:Modificado de (THE SPACE ECONOMY, 2015)

A órbita mais utilizada por satélites da classe CubeSat é do tipo LEO, e algumas missões espaciais utilizam um caso particular dessa órbita, a chamada órbita sol-síncrona, onde o ângulo entre o sol e a direção do plano da órbita, ângulo β (Figura 2.2) está sempre constante, assim o satélite está sob a mesma insolação independente da estação do ano (BOAIN, 2004).

Dois parâmetros muito importantes para a determinação da quantidade de energia elétrica gerada em órbita espacial são o período da órbita espacial e o tempo de eclipse, ou o tempo no qual o satélite apenas consumirá a energia armazenada em suas baterias.

Segundo (STRONG, 2005) a órbita espacial pode ser obtida através de (2.1) a partir da terceira lei de Kepler, estando relacionada a altitude do satélite em relação a superfície terrestre.

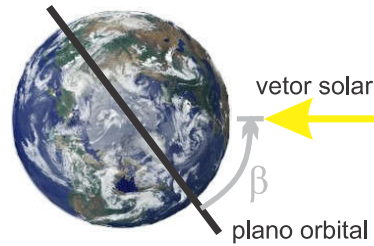
$$T_{orbital} = 2\pi\sqrt{\frac{\mu}{r^3}} \quad (2.1)$$

Sendo μ uma constante definida por $\mu = G \cdot m_e = 3,986 \times 10^5 km^3/s^2$; G constante gravitacional; m_e massa do planeta Terra; $r = R_{Terra} + altitude$;

Assim para uma órbita espacial com a altitude de $600km$ o período orbital desse objeto será de $96,68min$.

Já o tempo de eclipse obtem-se através de (2.2) (ARNOLD; NUZZACI; GORDON-ROSS, 2012) e está relacionado ao ângulo de incidência do vetor solar ao plano da órbita, ou ângulo β , Figura 2.2. Este ângulo varia senoidalmente ao longo das estações, porém é praticamente constante na órbita sol-síncrona (MELONE, 2009).

Figura 2.2 – Vista do Polo Norte do Planeta Terra e a ilustração do ângulo β definido como ângulo entre o vetor solar e o plano da órbita



Fonte: Modificado de (GILMORE, 2002)

$$t_{eclipse} = \left[\frac{\cos^{-1}\sqrt{1-R^2}}{\cos(\beta)} \right] \cdot \frac{T_{orbital}}{\pi} \quad (2.2)$$

Sendo R é a relação entre o raio da Terra e r ;

Analisando o caso do ângulo β verifica-se dois casos extremos onde esse valor pode chegar a 90° ocasionando uma órbita espacial sem a presença do eclipse, maximizando a produção de energia, possibilitando uma maior carga ao satélite. O outro caso extremo com $\beta = 0^\circ$ o satélite estará em eclipse por um longo período sob a influência da sombra do Planeta Terra (MELONE, 2009). Estes dados implicam de forma considerável na produção de energia elétrica do satélite e a sua transferência de calor. Assim, considerando-se o pior caso para a geração de energia elétrica em um nano satélite CubeSat 1U, onde $\beta = 0$ verifica-se que o tempo de eclipse máximo para um CubeSat 1U com altitude de $600km$ em relação a superfície terrestre é de aproximadamente $2129s$, ou $35,48min$.

Fazendo uma análise reflexiva sobre o tempo de eclipse percebe-se que o satélite fica uma grande parte do tempo da órbita sem a geração de energia elétrica, ou seja,

em aproximadamente 36% do período da órbita o satélite necessita utilizar a energia proveniente das baterias.

2.3 GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA NO AMBIENTE ESPACIAL

O ambiente espacial apresenta algumas particularidades em relação a superfície terrestre, como a ausência de atmosfera, oxigênio e as baixas temperaturas.

Assim, a geração de energia elétrica nos satélites pode ser realizada através da conversão fotovoltaica, termelétrica, nuclear ou através de células combustíveis (PATEL, 2004).

Dentre essas fontes de energia utilizadas no ambiente espacial a energia provida pelo sol ainda constitui-se como a principal fonte de energia utilizada por aplicações espaciais, como a Estação Espacial Internacional (ISS), satélites de pequeno e grande porte.

Segundo o autor (PATEL, 2004) um dos maiores avanços na indústria espacial foi a célula fotovoltaica, capaz de converter a luz solar em energia elétrica no ambiente espacial. Os avanços tecnológicos dos últimos anos possibilitaram o aumento da produção de energia das células fotovoltaicas com qualificação espacial. Atualmente as células fotovoltaicas alcançam índices médios de 30% de eficiência na conversão fotovoltaica com o uso da multijunção de Arsenieto de Gálio (GaAs)(Figura 2.3) (AZUR SPACE Solar Power GmbH , 2013).

Figura 2.3 – Célula fotovoltaica *TJ Solar Cell 3G30C - Advanced* da empresa Azurspace com qualificação espacial que apresenta níveis de 30% de eficiência na conversão fotovoltaica



Fonte:(AZUR SPACE Solar Power GmbH , 2013)

A empresa *SolAero Technologies* atualmente comercializa células fotovoltaicas com eficiência mínima de 33% (SolAero Technologies, 2015) a partir da quádrupla junção dos materiais *InGaP*, *GaAs*, *InGaAs*, *InGaAs* e com massa reduzida em relação à tripla junção.

Outro fato importante a ser considerado na produção de energia elétrica a partir

da conversão fotovoltaica em um nano satélite CubeSat 1U são as suas reduzidas áreas de suas faces e em consequência os painéis fotovoltaicos. Considerando por exemplo as células fotovoltaicas da fornecedora Azurspace, líder do mercado de células solares espaciais, a área total dos painéis será de apenas $362,16\text{cm}^2$ (AZUR SPACE Solar Power GmbH , 2013).

Portanto uma solução atualmente desenvolvida comercialmente e utilizada por muitas missões espaciais envolvendo CubeSats são os painéis fotovoltaicos retráteis, Figura 2.4, ou direcionáveis para uma determinada direção e controlada por um *software* de controle, maximizando a geração de energia elétrica disponível ao satélite (CubeSat Shop, 2015).

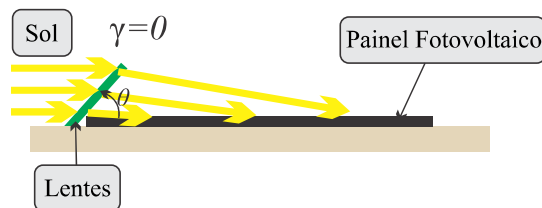
Figura 2.4 – Painéis fotovoltaicos retráteis para nano satélites CubeSat 1U a 6U



Fonte:(CubeSat Shop, 2015)

Outros trabalhos científicos propõe soluções para aumentar a geração de energia elétrica através da utilização de espelhos especiais que concentram a luz solar em um ponto específico da célula solar (Figura 2.5), sendo eficiente em momentos em que o ângulo entre o vetor solar e o plano das células solares, ângulo γ , é próximo a zero (OH; PARK, 2015).

Figura 2.5 – Princípio de funcionamento das lentes para a concentração dos raios solares sobre os painéis fotovoltaicos aplicados em nano satélites



Fonte: Modificado de (OH; PARK, 2015)

A quantificação da geração de energia elétrica em órbita espacial não representa o principal objetivo dessa dissertação, portanto para a definição desse parâmetro recorreu-se à literatura científica e relatórios técnicos de equipes e instituições que apresentam *expertise* no desenvolvimento de missões espaciais.

O trabalho apresentado por (TARDIFF JASON KANG, 2012) determina a geração de energia elétrica em uma órbita espacial para um CubeSat 1U através de um *software* de simulação chamado *Satellite Tool Kit (STK)*. As variáveis de entrada para a simulação são a área dos painéis fotovoltaicos, parâmetros orbitais como altitude, inclinação e diferentes rotações nos eixos X , Y e Z do satélite. Assim a conclusão dos autores perante os diferentes casos simulados é que o satélite tem como potência média gerada de 0,6 a 1,2W e aproximadamente 0,6 e 1,2Wh de energia produzida, visto que o satélite permanece sob insolação por volta de 60 minutos por órbita.

Já no trabalho apresentado por (ARNOLD; NUZZACI; GORDON-ROSS, 2012) a potência média gerada por órbita é admitida como 726mW e a potência consumida como 527mW em um satélite CubeSat 1U em órbita baixa (LEO).

Segundo (STEARMAN, 2015) a equação da energia gerada durante a órbita espacial por um CubeSat 1U é apresentada em (2.3). Assim, supondo que a área útil dos painéis que receberá insolação (α) corresponde a 25%, a geração de energia elétrica em órbita espacial é de aproximadamente 2Wh.

$$E_{gerada} = A_p \cdot \eta_p \cdot \alpha \cdot \psi \cdot T_{orbital} \cdot \phi \quad (2.3)$$

Sendo A_p a área total dos painéis fotovoltaicos; η_p o rendimento do painel fotovoltaico; ψ a constante solar [$0,1353W/cm^2$]; ϕ o percentual da órbita sob insolação;

2.4 BALANÇO ENERGÉTICO DE UM SATÉLITE CUBESAT

A pequena geração de energia elétrica no ambiente espacial em satélites CubeSat 1U faz com que cargas úteis com pequenas potências sejam acopladas ao satélite, ou o tempo de operação na órbita espacial (*duty-cycle*) seja pequeno.

A missão espacial NANOSATC-BR1 desenvolvida pelo Programa NANOSATC-BR, Desenvolvimento de CubeSats foi lançada em órbita espacial no ano de 2014 na base de lançamentos de Yasny, ao sul da Rússia com o Kasaquistão abordo do lançador Ucrainiano DNER (Programa NANOSATC-BR Desenvolvimento de CubeSats, 2014). As cargas úteis deste nano satélite são destinadas ao monitoramento do campo magnético terrestre com o uso de magnetômetro de três eixos modelo XEN-1210 com resolução de $15nT$; teste e qualificação espacial de um circuito integrado desenvolvido pela Santa Maria Design House; desenvolvimento de um software imune a radiação ionizante aplicável a um *FIELD PROGRAMMABLE GATE ARRAY* (FPGA) ProAsic3. Assim destaca-se que a

Tabela 2.1 – Consumo energético do nano satélite NANOSATC-BR1

Subsistema	Corrente[mA]	Potência [mW]	Energia consumida[W.h]
EPS	33,30	249,75	0,2500
Antenas	5,33	39,97	0,04
OBC	30,80	231,00	0,23
TRXUV RX	30,00	225,00	0,22
<i>Housekeeping</i>	20,00	150,00	0,15
Cargas úteis	30,90	231,75	0,23
TRXUV TX	105,00	787,50	0,0023
TOTAL	255,33	1914,98	1,13

Fonte: Extraído de (Programa NANOSATC-BR Desenvolvimento de CubeSats , 2014)

potência consumida pelos três experimentos é de aproximadamente $231,75mW$ segundo os dados técnicos dos componentes eletrônicos utilizados. Além do mais na Tabela 2.1 apresenta-se os gastos energéticos dos sistemas e componentes do satélite NANOSATC-BR1.

Onde a corrente está relacionada a tensão de $7,5V$; *TRXUVRX* representa o sistema responsável pela recepção dos dados do satélite, operante durante toda a órbita espacial; *TRXUVTX* representa o sistema responsável pela transmissão dos dados; *OBC* o computador de bordo.

O nano satélite Delfi-n3Xt, um CubeSat 3U desenvolvido pelo programa Delfi Space lançado em novembro de 2013 apresenta como cargas úteis o subsistema de Determinação de Atitude e Controle de Órbita Espacial e um micro propulsor, onde a potência total dos equipamentos do nano satélite é de $5,084W$ (Delfi Space Program, 2015).

Em (THIRION, 2009) apresenta-se algumas particularidades da missão espacial de um CubeSat 1U chamada OUFTI-1 e o projeto de uma fonte de alimentação experimental, construídos por estudantes e pesquisadores da Universidade de Liège em parceria com a empresa Thales Alenia Space. Segundo o autor a estimativa da potência máxima dos subsistemas é de $3,94W$, onde a operação de aquecimento das baterias, transmissão de dados e a fonte de alimentação experimental são responsáveis por grande parte desse consumo energético.

Segundo o trabalho apresentado por (BUSCH et al., 2015) o terceiro nano satélite desenvolvido pela Universidade de Würzburg, o UWE-3, a potência média consumida em órbita espacial no modo nominal é de $320mW$ e máxima de $1,5W$.

Assim, através da revisão bibliográfica apresentada nessa seção fez-se possível estabelecer os parâmetros de geração de energia elétrica e consumo energético de um satélite CubeSat 1U, bem como as potências de saída dos conversores CC/CC que são parâmetros fundamentais na sua otimização e redução de perdas.

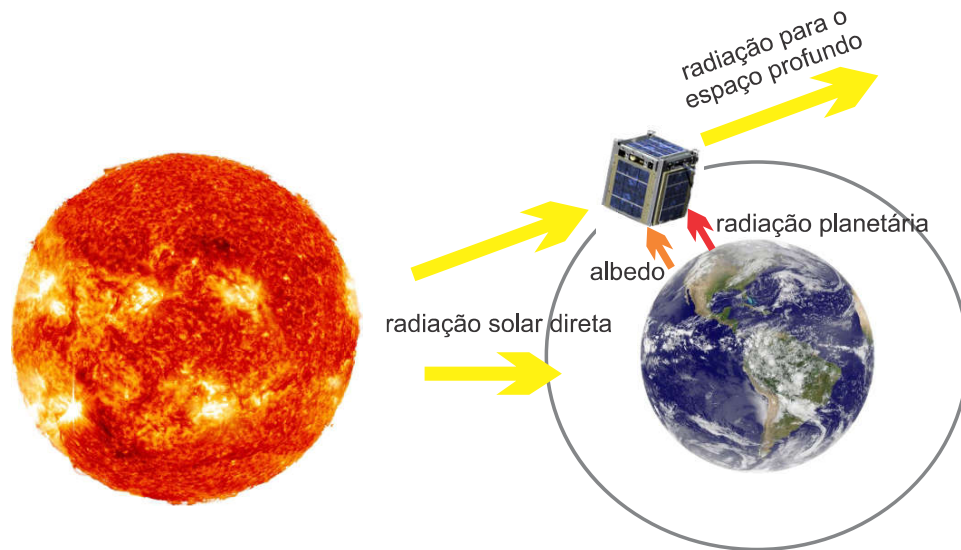
2.5 TRANSFERÊNCIA DE CALOR NO AMBIENTE ESPACIAL

A análise térmica dos satélites em ambiente espacial é um estudo muito importante devido ao fato de os componentes eletrônicos e de armazenamento serem influenciados pelas altas e baixas temperaturas. Um satélite CubeSat sofre influência de duas fontes de calor, o sol e o calor gerado pelos componentes eletrônicos (AAU CubeSat TEAM, 2013).

O calor no ambiente espacial é gerado a partir de três fontes, o sol ($1358 \pm 5 \text{ W/m}^2$), o albedo terrestre (406 W/m^2) e o infravermelho (237 W/m^2), onde a temperatura que circunda o satélite é igual a $2,7 \text{ K}$, ou próximo ao zero absoluto, e a pressão aproxima-se do vácuo. O albedo terrestre é o calor refletido da Terra através da reflexão da radiação solar (RAWAL; BARNETT; MARTIN, 1998). Portanto, pelo fato de a pressão do ambiente espacial aproximar-se do vácuo não há convecção, não havendo o meio para a transferência do calor. Desta forma no ambiente espacial a radiação e a condução são os modos dominantes de transferência de calor (RICHMOND, 2010).

As trocas caloríficas são melhor apresentadas na Figura 2.6, ressaltando a radiação solar, o albedo, infravermelho e radiação para o espaço.

Figura 2.6 – Trocas caloríficas existentes entre o ambiente espacial e um satélite CubeSat



Fonte:Modificado de (DINH, 2012)

2.5.1 Condução de Calor

A condução de calor é a transferência de energia térmica de uma partícula de maior energia, ou temperatura, para partículas adjacentes de menor energia em um corpo

(CENGEL, 2004). A equação que rege a condução de calor é apresentada em (2.4) (RICHMOND, 2010), onde verifica-se a necessidade de um gradiente de temperatura para haver a troca de energia.

$$cond_{calor} = \frac{\lambda.A.(T_1 - T_0)}{L} \quad (2.4)$$

Onde λ representa o coeficiente de condutividade térmica do material [$J/s.m.K$]; A a área de seção transversal [m^2]; L o comprimento do corpo em análise; $(T_1 - T_0)$ a diferença de temperatura entre dois corpos.

2.5.2 Radiação de Calor

A maior parte do calor transferida no ambiente espacial ocorre por meio da radiação através do recebimento ou envio de calor através de ondas eletromagnéticas ou fótons (AAU CubeSat TEAM, 2013) (CENGEL, 2004). O calor transferido de uma fonte quente para o corpo negro é definido em (2.5), através da Lei de Stefan-Boltzmann.

$$rad_{calor} = \varepsilon.\sigma.A.T^4 \quad (2.5)$$

Onde ε representa a emissividade da superfície; σ representa a constante de Stefan-Boltzmann com o valor igual a $5,67 \times 10^{-8} W/m^2.K^4$; T a temperatura em Kelvin do corpo negro.

Olhando para a equação (2.5) percebe-se que o único parâmetro que pode ser modificado sem a alteração das dimensões físicas do material é a emissividade. A cor preta apresenta uma maior absorção em relação a cor branca e menor emissão de calor (AAU CubeSat TEAM, 2013). O equilíbrio térmico sempre será alcançado, onde a temperatura de equilíbrio é alcançada quando a energia recebida (QA), (2.6) é igual a energia emitida (QE) (2.7).

$$QA = S_o.\alpha.A_{in} \quad (2.6)$$

$$QE = \varepsilon.\sigma.A_{out}.T_e^4 \quad (2.7)$$

Onde: S_0 representa a radiação solar, igual a $1353 W/m^2$ sob incidência direta e $237 W/m^2$ no eclipse; α representa a absortividade do material; ε representa a emissividade do material; T_e representa a temperatura de equilíbrio em kelvin;

Igualando as equações (2.6) e (2.7) obtém-se a equação que determina a tempera-

tura de equilíbrio de um corpo no ambiente espacial em (2.8).

$$T_e = \sqrt[4]{\frac{A_{in}}{A_{out}} \cdot \frac{\alpha}{\varepsilon} \cdot \frac{S_o}{\sigma}} \quad (2.8)$$

Em um satélite utilizam-se diversos tipos de materiais com diferentes características de emissividade e absorptividade, onde na Tabela 2.2, adaptada de (AAU CubeSat TEAM, 2013), (KEESE, 2003) e (JACQUES, 2009) salientam-se as diferenças destes parâmetros em relação a composição química dos elementos bem como a sua coloração.

Tabela 2.2 – características de absorptividade e emissividade de alguns materiais utilizados em satélites

Material	Emissividade	Absortividade
células solares (InGaP,GaAs,Ge)	0,81	0,91
tinta de cor preta	0,81	0,94
tinta de cor branca	0,88	0,20
painel de alumínio para cobertura externa	0,81	0,87
PCB de material Fr4	0,80	-
alumínio estrutural	0,87	0,85

Durante o eclipse há apenas duas fontes de calor no sistema, a radiação infravermelha e o calor dissipado pelos elementos eletrônicos do satélite (JACQUES, 2009). A temperatura de um satélite apresenta então um comportamento cíclico com o aumento da sua temperatura no momento de insolação e resfriamento no momento do eclipse. Desta forma analisa-se a temperatura de equilíbrio para o caso quente e o caso frio.

2.5.2.1 Caso quente

O caso quente ocorre quando o satélite está sob influência direta da radiação solar, com a possibilidade de uma a três faces estarem sob influência do sol. Calculando a absorptividade e emissividade média do satélite considera-se que os painéis solares ocupam a área relativa a 57% e o restante é coberto pelo alumínio estrutural, expressas em (2.9) e (2.10), respectivamente.

$$\bar{\alpha} = 0,57 \cdot 0,91 + 0,43 \cdot 0,85 = 0,88 \quad (2.9)$$

$$\bar{\varepsilon} = 0,57 \cdot 0,81 + 0,43 \cdot 0,87 = 0,84 \quad (2.10)$$

Assim a temperatura de equilíbrio para o caso quente considerando uma face iluminada considerando a energia transmitida pelo sol, albedo e infravermelho é dada por

(2.11).

$$T_{e1face} = \sqrt[4]{\frac{0,88.(1363 + 406 + 237)}{6.0,84.5,67x10^{-8}}} = 280,35K = 7,35^{\circ}C \quad (2.11)$$

De maneira similar, para o caso envolvendo as três faces iluminadas a temperatura de equilíbrio resultante é apresentada em (2.12).

$$T_{e3faces} = \sqrt[4]{\frac{0,88.(1363 + 406 + 237).\sqrt{3}}{6.0,84.5,67x10^{-8}}} = 321,618K = 48,62^{\circ}C \quad (2.12)$$

Os valores encontrados para a temperatura de equilíbrio de um satélite no ambiente não levam em conta a dissipação térmica dos componentes eletrônicos.

2.5.2.2 Caso frio

O caso frio ocorre quando o satélite está orbitando sem a influência da radiação solar, ou eclipse. Na equação (2.13) é apresentada a temperatura de equilíbrio de um satélite no eclipse com apenas uma face voltada para o Planeta Terra e em (2.14) é apresentado o caso em que 3 faces do satélite estão voltadas para a Terra.

$$T_{e1face} = \sqrt[4]{\frac{0,88.(237).\sqrt{1}}{6.0,84.5,67x10^{-8}}} = 164,36K = -108,64^{\circ}C \quad (2.13)$$

$$T_{e3faces} = \sqrt[4]{\frac{0,88.(237).\sqrt{3}}{6.0,84.5,67x10^{-8}}} = 188,56K = -88,44^{\circ}C \quad (2.14)$$

2.6 CONTROLE TÉRMICO EM SATÉLITES

O controle térmico em satélites e aplicações espaciais é de extrema importância à missão espacial devido ao fato de os componentes eletrônicos serem influenciados por altas ou baixas temperaturas. Assim em alguns momentos da órbita espacial faz-se necessário o aquecimento de alguns componentes do satélite ou a expulsão do calor recebido através de fontes internas (efeito joule) ou externas. As temperaturas operacionais e extremas de operação de alguns componentes utilizados em aplicações espaciais são apresentadas na Tabela 2.3 segundo a adaptação de (KEESE, 2003).

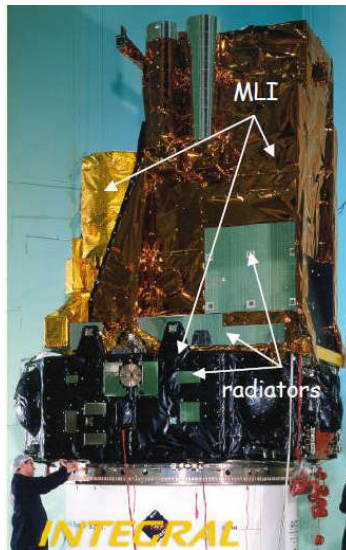
O controle térmico em satélites pode ser desenvolvido em duas formas: controle ativo, que utiliza energia para realizar as trocas caloríficas e o controle passivo. Um método passivo de baixo custo, leve, eficiente e de grande utilização denomina-se *multilayer*

Tabela 2.3 – características de absorvidade e emissividade de alguns materiais utilizados em satélites

Componente/sistema	Temp. operacional ($^{\circ}C$)	Temp. extrema ($^{\circ}C$)
eletrônica digital	0 a 50	-20 a 70
eletrônica analógica	0 a 40	-20 a 70
baterias de Li-ion	10 a 20	0 a 35
painéis fotovoltaicos	-100 a 125	-100 a 125

insulation (MLI). Este material é o resultado da compressão de várias camadas de materiais polímeros isolantes de modo a mitigar os efeitos da troca de calor pela radiação e condução (FINCKENOR; DOOLING, 1999). Outro método passivo de controle térmico utilizado em satélites é atingido com o uso de revestimentos térmicos com alta emissividade, baixa absorvidade de modo a radiar o excesso de calor de dentro do satélite para o espaço. Ademais, na Figura 2.7 demonstra-se a aplicação isolamento térmica com a camada MLI e os radiadores de calor em um satélite comercial de grande porte.

Figura 2.7 – Representação de um de um satélite comercial e os seus meios de isolamento e troca de calor.



Fonte:Modificado de (DINH, 2012)

Visualizando-se a Tabela 2.3 percebe-se que o componente que apresenta maiores limitações operacionais são as baterias, onde as temperaturas negativas e superiores a $35^{\circ}C$ danificam a sua vida útil e por consequência a duração da missão espacial. Desta forma, para manter o aquecimento da bateria no momento do eclipse são utilizados resistores, ou *heaters*, de diferentes potências para gerar calor e efetuar o controle térmico ativo do sistema. As missões espaciais dos CubeSats *SwissCube* e *Compass-1* desenvolvidas pelas Universidades *École Polytechnique Fédérale De Lausanne* e *University of Applied Sciences in Aachen*, respectivamente, utilizaram resistores de 500 mW e $2,01\text{ W}$ junto a

um envoltório de alumínio para o aquecimento das baterias (JACQUES, 2009).

No trabalho publicado por (BUSCH et al., 2015) os autores apresentam os resultados das medições de temperaturas internas e externas do satélite CubeSat UWE-3 em órbita espacial, bem como a comprovação da eficiência no revestimento com a MLI para o isolamento térmico de satélites em ambiente espacial. Assim, o ciclo térmico medido pelos sensores no ambiente externo apresentou a variação de temperaturas compreendidas entre -30 e $+30^{\circ}C$. Já os sensores acoplados às baterias demonstraram que a temperatura variou entre 0 e $10^{\circ}C$, fazendo com que os resistores de aquecimento não necessitassem entrar em operação, minimizando o consumo energético do satélite durante a sua operação.

O CubeSat 1U NANOSATC-BR1 possui resistores de aquecimento para efetuar o controle ativo da temperatura das baterias de Li-ion e o controle passivo, com o uso da MLI, em sua composição. Através dos dados de telemetria obtidos pela estação terrena de controle e rastreamento mostram que a temperatura máxima atingida pelas baterias de Li-ion atingiram o valor máximo de $19^{\circ}C$ em órbita espacial e em nenhum momento a temperatura inferior a $0^{\circ}C$. Desta forma utilizou-se na metodologia de otimização de conversores estáticos CC/CC para fontes de alimentação de nano satélites CubeSats 1U o parâmetro de temperatura ambiental igual a $19^{\circ}C$, pois as altas temperaturas ocasionam maiores perdas nos conversores devido a modificação da resistência $R_{ds_{on}}$ dos MOSFETs.

3 ANÁLISE DOS CONVERSORES CC/CC UTILIZADOS EM FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA CUBESATS

Este capítulo tem como objetivos a análise mais aprofundada dos conversores estáticos utilizados na literatura científica e aplicações comerciais das fontes de alimentação para nano satélites CubeSat descritos na Seção 1.2.

Alguns trabalhos científicos apontam que o modo de operação dos conversores, seja ele contínuo ou descontínuo, tem um impacto significativo no rendimento, comportamento e controlabilidade do conversor.

3.1 CONVERSORES CC/CC MAIS UTILIZADOS EM FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA CUBESATS

Diferentes configurações de fontes de alimentação para CubeSats são desenvolvidas e pesquisadas atualmente, conforme descrito na Seção 1.2, onde o arranjo dos painéis fotovoltaicos, dimensão do satélite, e/ou a disponibilidade de painéis retráteis, afetam na escolha do conversor estático ideal para cumprir com a carga das baterias ou a regulação de tensão dos barramentos.

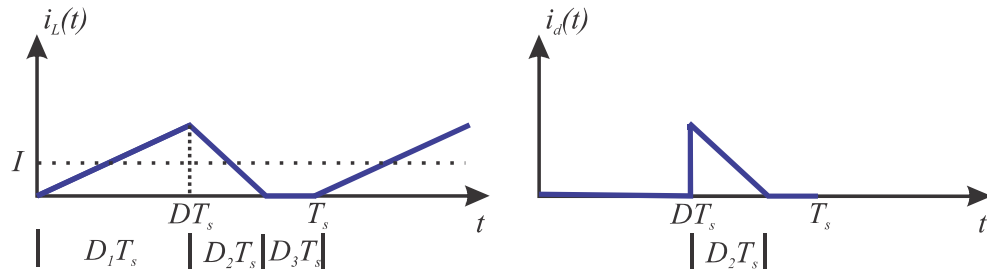
Os conversores de potência CC/CC apresentam como corrente circulante pelo indutor $i_L(t)$ uma parcela com uma componente contínua I adicionada de uma outra parcela que apresenta um *ripple*, ou ondulação, de amplitude igual a ΔI . Quando a carga do conversor apresenta baixa potência, ou alto valor de resistência, segundo (3.1) a amplitude da corrente I diminui, diferentemente de ΔI , (3.2), que permanece a mesma com a variação da carga. Assim, a corrente do indutor atinge o valor igual a zero antes do final do período, ou seja, a energia que estava retida no indutor por meio do seu campo magnético é descarregada antes do final do período de chaveamento (ERICKSON; MAKSIMOVIC,). Assim, nas Figuras 3.1(a) e 3.1(b) apresentam-se as formas de onda da corrente do indutor e diodo, respectivamente, para um conversor *buck*.

$$I = \frac{V}{R} \quad (3.1)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot d \cdot d' \cdot T_s}{2L} \quad (3.2)$$

O valor da resistência da carga que possibilita o modo de condução descontínua $R_{critico}$ no conversor *buck* é apresentado em (3.3). Para o caso do conversor *boost* $R_{critico}$

Figura 3.1 – Representação da corrente circulante pelo indutor e diodo em um conversor operando com o modo de condução descontínuo



(a) Corrente circulante pelo indutor em função do tempo (b) Corrente circulante pelo diodo em função do tempo

Fonte: Modificado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC,)

é apresentado em (3.4)

$$R_{critico} > \frac{2L}{(1-d)T_s} \quad (3.3)$$

$$R_{critico} > \frac{2L}{d(1-d)^2 T_s} \quad (3.4)$$

Segundo (ZHANG, 2008) as maiores vantagens para um conversor bidirecional operando no modo DCM são as perdas nulas no momento do acionamento da chave semicondutora e pequenas perdas de recuperação reversa no diodo. Porém a autora pontua que o modo DCM aumenta as perdas no momento do desligamento da chave semicondutora pois a corrente circulante terá uma amplitude maior quando comparada ao modo de condução contínua CCM. Assim, no trabalho desenvolvido propõe-se o uso de capacitores em paralelo com as chaves semicondutoras, tanto a principal quanto à chave que opera como o diodo síncrono, para efetuar a comutação de ambas as chaves sem perdas.

No trabalho apresentado por (ZHANG et al., 2015) os autores apresentam um conversor *boost* síncrono de alta eficiência para a aplicação de micro células combustíveis onde o conversor opera tanto no modo CCM quanto no modo DCM. Ainda compara-se qual o método de modulação das chaves semicondutoras apresenta melhores resultados para a aplicação específica, entre o modo de modulação por largura de pulso (PWM) e modulação em frequência de pulso (PFM). Então os autores pontuam que o conversor operando no modo DCM com baixas cargas apresenta maior rendimento utilizando-se da modulação PFM, onde os resultados mostraram que o conversor atingiu o rendimento máximo de 85% em comparação a outros autores que haviam alcançado a marca de 64%.

Segundo os autores (KOLAR; MINIBOCK, 2012) uma das formas de otimizar as perdas em um conversor estático faz-se através da substituição dos diodos de potência por

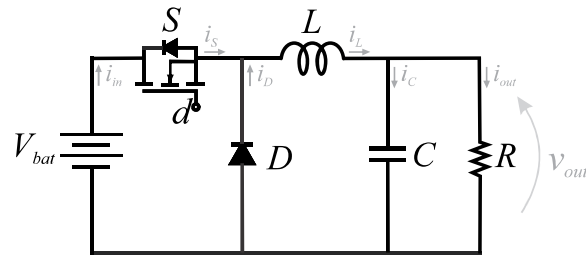
chaves semicondutoras síncronas. Porém esse método traz consigo consideráveis perdas de energia na comutação devido à corrente de recuperação reversa dos diodos intrínsecos das chaves, além da capacitância parasita de saída. Portanto, salienta-se nesse trabalho que a utilização do modo de condução crítico ou *boundary conduction mode*(BCM), que representa o ponto de transição entre o modo CCM e DCM, faz com que a corrente elétrica torne-se nula no final do intervalo da condução em roda livre pela chave semicondutora síncrona, minimizando as perdas de comutação do circuito. Assim, nos capítulos subsequentes serão abordados estudos comparativos com a topologia síncrona para os conversores *buck* e *boost* síncronos de modo a comprovar a sua eficiência em relação à topologia convencional.

Analisando a topologia dos conversores CC/CC mais utilizados no desenvolvimento de fontes de alimentação para CubeSats percebe-se que o conversor *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e o conversor *SEPIC* apresentam uma predileção à escolha, demonstrados anteriormente. Assim, são apresentadas as particularidades desses quatro conversores CC/CC operando no modo de condução contínua (CCM). Salienta-se porém que o fator que limita a entrada ou saída desse modo de condução CCM está relacionada à carga acoplada à saída do conversor.

3.1.1 Conversor *Buck*

O conversor *Buck* caracteriza-se por rebaixar o nível de tensão CC aplicado aos seus terminais, ou seja, a tensão de saída desse dispositivo será menor do que a sua tensão de entrada. Assim, seu princípio de funcionamento está relacionado a aplicação da tensão de entrada sobre a carga R nos terminais de saída do conversor de forma limitada, através do uso de uma chave semicondutora. A relação entre o período em que a chave encontra-se no estágio de condução e circuito aberto chama-se razão cíclica d e a tensão de saída desse conversor está relacionada a (3.5) (MOHAN, 2003) (RASHID, 1999). Ademais, o circuito elétrico desse conversor pode ser visualizado na Figura 3.2, onde destaca-se a sua simplicidade e reduzido número de componentes necessários para a sua operação. Desta forma, levando em conta a simplicidade e robustez do circuito, nessa Dissertação optou-se por essa topologia como a responsável pelo rebaixamento do nível de tensão das baterias e a regulação de tensão dos barramentos que alimentam os circuitos elétricos do satélite CubeSat.

$$V_{out} = d \cdot V_{in} \quad (3.5)$$

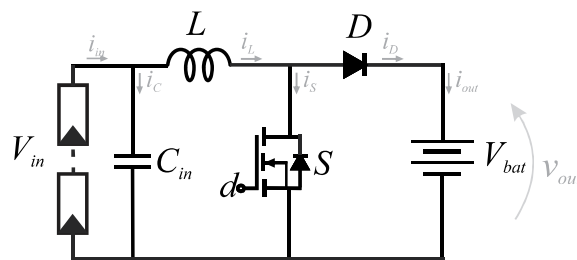
Figura 3.2 – Circuito elétrico do conversor *Buck*

Fonte: Modificado de (MOHAN, 2003)

Um dos pontos negativos ao utilizar essa topologia está no fato de que apenas níveis de tensão de saída inferiores ao nível de tensão mínimo das baterias são permitidos, ou seja, apenas abaixo de $6V$ quando utilizam-se duas baterias em série. Assim, caso o projetista queira implementar um barramento de saída de $12V$, presente em algumas fontes comerciais, não será possível utilizar esse conversor rebaixador de tensão.

3.1.2 Conversor *Boost*

O conversor *Boost* caracteriza-se por ser um dispositivo capaz de elevar o nível de tensão de saída CC de seus terminais. Também destaca-se pela simplicidade do seu circuito elétrico e o reduzido número de componentes eletrônicos (Figura 3.3)

Figura 3.3 – Topologia do conversor *boost* convencional

Fonte: Modificado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC,)

No momento em que a chave S está conduzindo a tensão de entrada aplica-se sobre o indutor L , fazendo com que a tensão v_L cresça linearmente, aumentando a sua energia. No estágio em que S não está conduzindo a corrente elétrica a energia armazenada no campo magnético do indutor transfere-se para a carga, representada pelas baterias na Figura 3.3. Além do mais, comparando-o com o conversor *Buck* o sentido da circulação da corrente no circuito elétrico será dado no sentido inverso (MOHAN, 2003). Ainda, a

relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor é apresentada por (3.6).

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - d} \quad (3.6)$$

Analisando este conversor para a aplicação espacial percebe-se que o seu ponto negativo corresponde ao fato que o uso desse conversor só é possível quando a tensão de entrada dos painéis fotovoltaicos, determinados pelo arranjo escolhido pelos projetistas, for menor do que a tensão mínima da bateria, 6V para o arranjo de duas baterias de Li-ion conectadas em série. Quando uma missão espacial faz o uso de painéis fotovoltaicos retráteis a tensão de entrada será em alguns momentos maior que a tensão das baterias, portanto faz-se necessário o uso de um conversor elevador/abaixador.

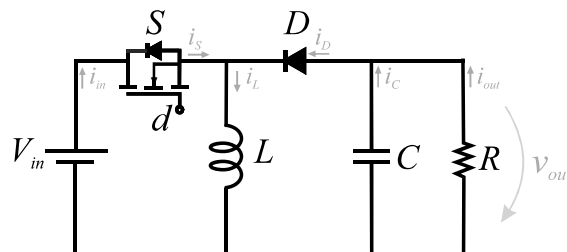
3.1.3 Conversor *Buck-Boost*

O conversor *Buck-Boost* caracteriza-se por ser um dispositivo elevador/abaixador da tensão de saída, onde essa escolha está relacionada com a razão cíclica atual do conversor CC/CC, segundo (3.7) (RASHID, 1999).

$$V_{out} = \frac{V_{in} \cdot d}{1 - d} \quad (3.7)$$

Assim, esse conversor apresenta uma grande versatilidade e pode ser utilizado para vários níveis de tensão de entrada e saída, sendo portanto útil tanto na carga das baterias quanto na regulação de tensão dos barramentos. Alguns autores apresentam como ponto negativo dessa topologia a inversão do sinal de saída em relação à entrada. Porém, para essa aplicação basta a conexão invertida nos terminais das baterias solucionando-se esse problema.

Figura 3.4 – Topologia do conversor *Buck-Boost*



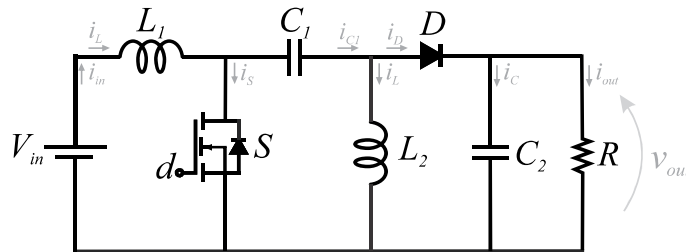
Fonte: Modificado de (RASHID, 1999)

3.1.4 Conversor SEPIC

O conversor *Single-Ended Primary Inductor Converter* (SEPIC) também apresenta a mesma característica de ser um conversor elevador/abaixador, onde uma de suas diferenças está no fato de a saída de tensão do dispositivo apresentar o mesmo sinal da tensão de entrada. Além do mais, segundo (POMILIO, 2007) a utilização do conversor SEPIC reduz a ondulação de entrada do circuito mesmo no modo de condução descontínuo, porém traz consigo como uma das desvantagens o aumento dos esforços de corrente e tensão aplicados sobre os componentes, proporcionando maiores perdas energéticas no circuito.

A relação entre a tensão de saída e entrada segue os mesmos princípios apresentados em (3.7), porém há a inserção de outro indutor e capacitor à topologia do circuito (Figura 3.5), aumentando a complexidade no desenvolvimento de uma metodologia de otimização, visto que as correntes i_{L1} e i_{L2} somam-se em uma das suas etapas de operação.

Figura 3.5 – Topologia do conversor *SEPIC*



Fonte: Modificado de (RASHID, 1999)

Desta forma, aumenta-se o número de núcleos magnéticos necessários para a confecção dos indutores e o aumento do comprimento dos enrolamentos de cobre que consequentemente aumentarão as perdas ôhmicas no circuito.

Com base nos conversores CC/CC apresentados anteriormente definiu-se para o projeto do Mestrado a utilização dos conversores *buck* e *boost* síncronos operando no modo de condução CCM devido a sua simplicidade, robustez, vastos estudos sobre teorias e métodos de controle e o reduzido número de componentes eletrônicos em sua composição. Para o caso do conversor *boost* realizou-se também o estudo comparativo entre a topologia convencional e síncrona de modo a verificar qual delas apresenta maiores rendimentos.

Por conseguinte o capítulo posterior apresenta a modelagem das perdas dos dispositivos eletrônicos, magnéticos, capacitivos e circuitos integrados que servem como embasamento para o desenvolvimento da metodologia de otimização de conversores CC/CC para fontes de alimentação de satélites CubeSat 1U.

4 PERDAS EM DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS, MAGNÉTICOS, CIRCUITOS INTEGRADOS E CAPACITIVOS

De modo a otimizar o rendimento de um conversor CC/CC faz-se necessário o conhecimento de cada uma das perdas presentes nos dispositivos eletrônicos, magnéticos, circuitos integrados e capacitivos. Portanto, neste capítulo são apresentadas as definições das perdas dos dispositivos presentes nos conversores estáticos CC/CC *boost* síncrono e convencional (utilizando diodo de potência), bem como o conversor *buck* com base na literatura científica atual.

4.1 PERDAS EM DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

Conversores estáticos CC/CC apresentam em suas topologias elementos semicondutores, como diodos de potência e chaves semicondutoras (MOSFET) de modo a efetuar modificações na amplitude da tensão de saída, frequência e corrente.

4.1.1 Perdas em diodos de potência

Dentre os variados componentes presentes em um conversor estático o diodo de potência é apresentado como o mais simples deles. Este elemento semiconductor passivo é formado por um material semiconductor que apresenta dois terminais distintos, chamados ânodo (A) e cátodo (K), e conduz corrente elétrica apenas em um sentido quando aplica-se uma tensão de maior potencial no terminal A do que em K, estando diretamente polarizado (RASHID, 1999).

Diversos tipos de diodos estão disponíveis no mercado atual para as mais diversas aplicações em eletrônica, eletrônica de potência, iluminação, como os diodos de pequenos sinais, diodos retificadores, diodos zener, fotodiodos, e os diodos emissores de luz (LED). Desta forma, salientando a aplicação em eletrônica de potência, destaca-se a aplicação dos diodos retificadores que atualmente são constituídos de silício (Si) ou *silicon carbide* (SiC), sendo peças fundamentais na constituição de conversores estáticos, retificadores de potência, fontes de alimentação, dentre outras aplicações.

Como esses dispositivos semicondutores não apresentam características ideais, ou seja, possuem perdas relacionadas a condução e comutação faz-se necessário o conhecimento dos mais importantes parâmetros dos diodos apresentados a seguir:

- **Queda de tensão direta** (V_D), queda de tensão entre os terminais ânodo e cátodo;
- **Tensão de bloqueio** (V_B), máxima tensão reversa que pode ser aplicada a um

diodo;

- **Corrente de recuperação reversa** (I_{rr}), corrente necessária para a recuperação dos portadores minoritários;
- **Tempo de recuperação reversa** (t_{rr}), tempo necessário para o rearranjo dos portadores;

Diodos de potência apresentam perdas relacionadas a condução e comutação, com a recombinação dos portadores minoritários, ou corrente reversa (SARTORI; BELTRAME; PINHEIRO, 2011). A perda de condução é apresentada em (4.1) e depende do produto entre a corrente média instantânea I_f e a queda de tensão direta do semicondutor V_D .

$$P_{cond} = I_f \cdot V_D \quad (4.1)$$

No momento em que o diodo encerra a condução da corrente elétrica os portadores minoritários necessitam de um tempo para recombinar com as cargas opostas a serem neutralizadas (RASHID, 1999), onde o tempo necessário para esse rearranjo chama-se tempo de recuperação.

Até que as cargas estejam recombinadas o diodo continua a conduzir provocando perdas na saída de condução e quanto maior for carga de recuperação reversa maiores serão as perdas de comutação em um diodo. Diferentes aproximações das perdas de recuperação reversa de diodos são apresentadas na literatura e, segundo (SARTORI, 2013) pode-se definir através de (4.2).

$$P_{rr} = V_o \cdot Q_{rr} \cdot f_{sw} \quad (4.2)$$

Sendo Q_{rr} a carga de recuperação reversa do diodo e V_o a sua tensão de bloqueio reversa.

4.1.2 Perdas em chaves semicondutoras

Devido ao vasto leque de aplicações em eletrônica de potência existem também diversas tecnologias de chaves semicondutoras no mercado. No advento do uso da eletrônica de potência até os dias atuais destacaram-se os tiristores SCR (*silicon-controlled rectifier*), semicondutores utilizados em aplicações de altas potências e baixas frequências; MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), utilizados em aplicações com altas frequências e menores potências; e IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (RASHID, 1999). Segundo o autor (BALDA; MANTOOTH, 2016) aplicações de baixas potências, como a fonte de alimentação para CubeSats 1U, recomenda-se o uso de MOSFETs de silício, vide Figura 1.9.

Os trabalhos publicados por (UMEGAMI et al., 2014) e (BIELA et al., 2011)

mostram que os MOSFETs de Si estão quase atingindo os limites de performance, diferentemente do SiC e GaN que apresentam reduções nas perdas de comutação, condução e por consequência aumento da densidade de potência nos conversores.

Segundo a definição apresentada em (MOHAN, 2003) as chaves semicondutoras são afetadas por perdas de condução e comutação, portanto a seguir são apresentadas as equações que definem as perdas de condução e comutação em MOSFETs.

4.1.2.1 Perda de condução

A perda de condução que atinge as chaves semicondutoras, definida em (4.3) resulta da oposição a passagem dos elétrons no canal dreno-fonte $R_{ds(on)}$ ocasionando o aumento da temperatura de junção do dispositivo, e por consequência amplificando suas perdas (RODREZ et al., 2010), (BELTRAME et al., 2014), (IVANOVIC; BLANUSA; KNEZIC, 2014).

$$P_{cond} = i_{sw(RMS)}^2 \cdot R_{ds(on)} \quad (4.3)$$

4.1.2.2 Perda de comutação

A perda de energia ocasionada pela comutação em chaves semicondutoras ocorre devido ao fato de que a transição entre o estado de condução e bloqueio não acontecer instantaneamente. Esse fenômeno faz com que haja a sobreposição entre a tensão V_{ds} e a corrente circulante pelo dreno do semicondutor I_{ds} . Portanto existem diversos métodos para a estimação das perdas de comutação em chaves semicondutoras e segundo (XIONG et al., 2009) um dos métodos mais recorrente apresenta-se em (4.4).

$$P_{sw} = \frac{1}{2} \cdot f_{sw} (V_{dS1} \cdot I_{S1(RMS)}) (t_{on} + t_{off}) + \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{dS1}^2 \cdot f_{sw} \quad (4.4)$$

Onde t_{on} representa o tempo que o MOSFET demora para entrar em condução; t_{off} o tempo que o MOSFET necessita para finalizar a condução de corrente elétrica; C_{oss} a capacitância de saída do MOSFET.

4.1.3 Perdas com a configuração síncrona dos conversores

A configuração síncrona de um conversor estático resulta da substituição de um diodo de potência por uma chave semicondutora de modo a minimizar as perdas de condução do dispositivo. Porém, essa configuração apresenta algumas particularidades

como a necessidade de um circuito integrado chamado *gate-driver* que condiciona um sinal digital advindo de uma unidade de controle (FPGA/DSP/Microcontrolador) para uma tensão *gate-source* compatível com a chave semicondutora escolhida. Assim, com a inserção de um circuito integrado (CI) ao conversor duas perdas de energia devem ser computadas na determinação do rendimento do conversor. A primeira delas apresentada em (4.5) deve-se ao fato da necessidade de alimentação em tensão desse dispositivo para seu funcionamento. A segunda perda de energia (4.6) apresenta-se devido à carga necessária para acionar a chave semicondutora Q_g , nesse projeto MOSFET.

$$P_{CI} = V_{cc} \cdot I_{op} \quad (4.5)$$

Sendo V_{cc} a tensão de alimentação do CI e I_{op} a corrente nominal de operação do CI.

$$P_{gate} = Q_g \cdot V_{gs} \cdot f_{sw} \quad (4.6)$$

Onde V_{gs} representa o nível de tensão da saída do CI que alimenta o MOSFET;

Além do mais deve-se garantir que o acionamento entre as chaves não ocorra de forma concomitante para evitar o fenômeno de *shoot-through* que eleva as perdas na chave e com o tempo pode danificar o seu pleno funcionamento devido aos picos de corrente consecutivos (POLENOV et al., 2009). Assim, define-se t_{dead} ou tempo morto como o intervalo de tempo que inicia quando um dos semicondutores passa do estado de condução para o modo de bloqueio até o instante em que o segundo semicondutor passa do modo de bloqueio para o modo de condução.

No momento em que a chave síncrona efetua o desligamento a condução da corrente elétrica do conversor, *buck* ou *boost*, por exemplo, será através do seu diodo intrínseco causando perdas de energia, (4.7), devido a sua queda de tensão direta V_D de aproximadamente 1 V (CHRISTIAN; OLIVIER, 2012). A corrente circulante pelo diodo será reduzida a zero porém os portadores minoritários forçarão a corrente no sentido reverso até a recombinação das cargas elétricas do dispositivo. Esse efeito provoca na chave semicondutora perdas devido a recuperação reversa, definida anteriormente por (4.2).

$$P_{diode} = V_d \cdot I_{sd} \cdot t_{dead} \cdot f_{sw} \quad (4.7)$$

Sendo I_{sd} a corrente reversa circulante pela chave semicondutora;

Quando o MOSFET entra em condução ocorre a carga da capacitância de saída do dispositivo Q_{oss} gerando perdas de energias adicionais definida em (4.8) (JAUREGUI; WANG; CHEN, 2011) (CHRISTIAN; OLIVIER, 2012).

$$P_{Qoss} = V_{out} \cdot f_{sw} \cdot Q_{oss} \quad (4.8)$$

Além do mais há uma sobreposição da corrente circulante na chave $I_{S1(RMS)}$ e a

tensão *dreno-source* V_{ds1} na iminência da condução da corrente elétrica (XIONG et al., 2009), apresentada em (4.4).

4.2 PERDAS EM DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS

4.2.1 Perdas nos enrolamentos de cobre

Quando um condutor circular conduz uma corrente elétrica variante no tempo, como nos conversores estáticos CC/CC, existe uma tendência de os elétrons concentrarem-se próximos a extremidades do condutor. Quanto maior a frequência oscilatória da corrente maior será a tendência da circulação dos elétrons pela extremidade do condutor, ocasionando uma distribuição não-regular dos eletrons denominada efeito *skin*, ou efeito pelicular (NOTAROS, 2011).

Segundo (SARTORI, 2013) o diâmetro útil de condução da corrente elétrica obtém-se através da equação (4.9). Por conseguinte utilizam-se na metodologia de otimização apenas condutores com o diâmetro inferior ao diâmetro útil calculado a seguir.

$$\phi_{util} = \frac{7,5}{\sqrt{f_{sw}}} \quad (4.9)$$

Desta forma, as perdas nos enrolamentos de cobre do indutor são determinadas através de (4.12) que leva em conta a resistência do enrolamento de cobre (4.10) e a corrente que circula pelo indutor $i_{L(RMS)}$.

$$R_e = \frac{\rho \cdot l_{enr}}{A_e} \quad (4.10)$$

Sendo A_e a área do enrolamento de cobre definida por (4.11); l_{enr} o comprimento do enrolamento; ρ a resistividade elétrica do material.

$$A_e = a_{cond} \cdot cond_{par} \quad (4.11)$$

Com a_{cond} igual a área de um condutor de cobre; $cond_{par}$ o número de condutores em paralelo no enrolamento;

$$P_{cobre} = i_{L(RMS)}^2 \cdot R_e \quad (4.12)$$

4.2.2 Perdas no núcleo magnético

A determinação das perdas do núcleo magnético realiza-se através das equações fornecidas pelo fabricante no que diz respeito a densidade de fluxo magnético máximo

B_{MAX} e mínimo B_{MIN} . A perda de energia em um núcleo toroidal depende da tecnologia e a sua permeabilidade magnética.

Os núcleos da tecnologia Kool M μ toroidais que mais se adequam às aplicações da Dissertação devido o volume, diâmetro externo, massa e energia armazenada apresentam a permeabilidade magnética igual $\mu = 125\mu H/m$. Desta forma, através do catálogo da fabricante Magnetics Inc. (MAGNETICS, 2015) determina-se a perda de energia do núcleo através da equação (4.13).

$$P_{nucleo} = 91,58 \cdot B^{2,2} \cdot f_{sw}^{1,63} \cdot vol_{core} \quad (4.13)$$

Sendo B a densidade de fluxo magnético; vol_{core} o volume do núcleo magnético;

4.3 PERDAS EM DISPOSITIVOS CAPACITIVOS

Os capacitores apresentam perdas devido ao impedimento à circulação de corrente elétrica em seus terminais. Quanto maior a resistência série equivalente (ESR) e a corrente circulante eficaz por esse componente, maior serão suas perdas, (4.14) (FIORE, 1999).

$$P_{cap} = i_{cap(RMS)}^2 \cdot ESR \quad (4.14)$$

4.4 PERDAS EM CIRCUITOS INTEGRADOS

De modo a adequar o nível de tensão V_{gs} dos MOSFETs utiliza-se o circuito integrado *gate-driver* composto por comparadores lógicos, portas lógicas, registradores, *flip-flops* e circuitos de proteção. Desta forma, a utilização desse dispositivo acrescenta perdas adicionais aos conversores estáticos analisados nessa Dissertação. Segundo a folha de especificações do componente NCP5359 (ON Semiconductor, 2009) as perdas necessárias para o pleno funcionamento do dispositivo são dadas a partir de (4.15).

$$P_{CI} = V_{cc} \cdot I_{Vcc} \quad (4.15)$$

Onde I_{Vcc} representa a corrente de alimentação do CI;

Após a abordagem das perdas energéticas em todos os elementos constituintes de um conversor estático CC/CC apresenta-se no capítulo posterior a descrição da fonte de alimentação proposta, o algoritmo desenvolvido em um *software* simulação matemática, o fluxograma que rege a aquisição do projeto dos conversores otimizados e os projetos dos elementos capacitivos e magnéticos dos conversores CC/CC.

5 METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS CC/CC PARA FONTES DE ALIMENTAÇÃO DE NANO SATÉLITES CUBESAT 1U

Este capítulo tem por objetivo a explanação da metodologia de otimização de conversores estáticos CC/CC para fontes de alimentação de nano satélites CubeSats 1U. Em um primeiro momento são apresentadas as limitações de projeto bem como as características apresentadas pela topologia proposta. Posteriormente são abordadas as etapas do algoritmo desenvolvido em um *software* de simulação matemática utilizado para executar diversos projetos de conversores CC/CC e determinar o projeto com menores perdas e maiores rendimentos que respeite as limitações de volume e massa dos nano satélites CubeSat 1U.

5.1 DEFINIÇÕES DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

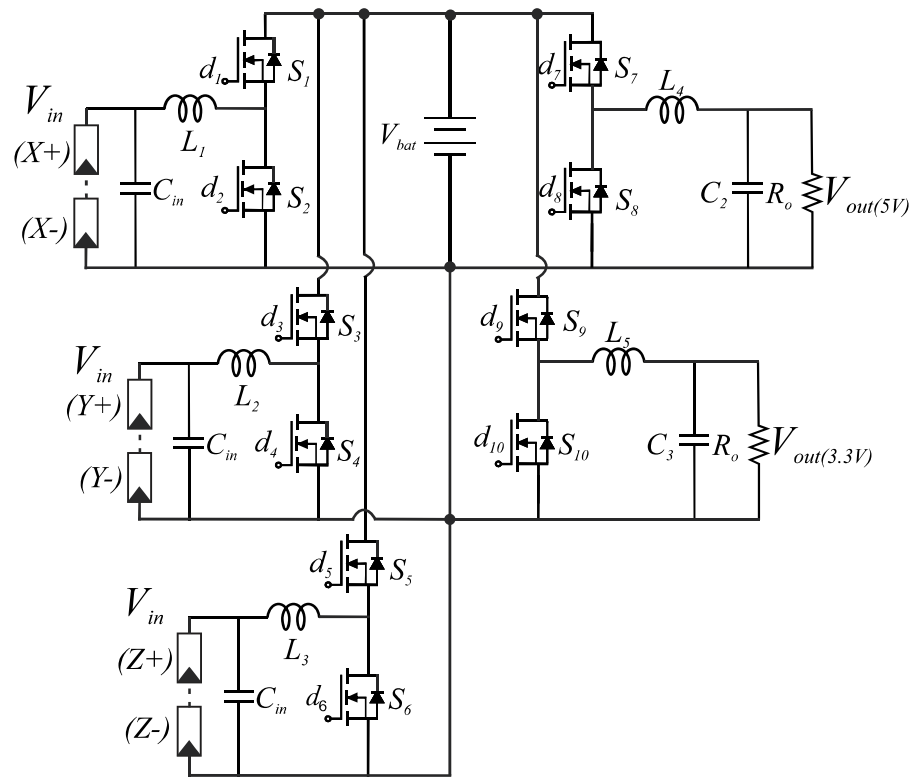
Após a realização de uma revisão bibliográfica referente às fontes de alimentação para CubeSats já apresentadas no Capítulo 3 definiu-se portanto a topologia para este projeto de pesquisa, Figura 5.1, levando em conta a simplicidade do *design* e o uso de componentes eletrônicos com qualificação industrial e baixas perdas energéticas.

Onde X , Y e Z são as orientações espaciais dos painéis fotovoltaicos que estão fixados junto às 6 faces do satélite. O termo d representa a tensão *gate-source* advinda de um circuito integrado (CI) chamado *gate-driver*, responsável pela adequação de um sinal digital gerado em uma unidade de controle (DSP/FPGA/Microcontrolador) para o nível de tensão compatível com dispositivos semicondutores executando a sua comutação.

Em uma análise na Figura 5.1 constata-se o uso de três conversores *boost* síncronos responsáveis pela carga das baterias e dois conversores *buck* síncronos responsáveis pelo condicionamento da tensão em dois níveis distintos, 5 e 3,3V. Estes valores de tensão são considerados padrões para este tipo de aplicação devido ao grande número de componentes e sistemas espaciais atualmente em uso.

Levando em conta as fontes de alimentação comerciais analisadas fez-se possível determinar os requisitos de projeto, ou *constraints* para a topologia proposta, expressos na Tabela 5.1. Ademais, na Figura 5.2 pode-se verificar o volume máximo ocupado pela fonte de alimentação em relação ao volume máximo do CubeSat.

Figura 5.1 – Topologia da fonte de alimentação para CubeSats 1U proposta



Fonte: Própria autoria

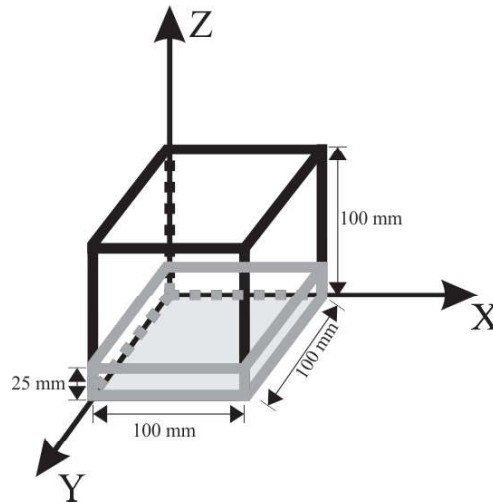
Tabela 5.1 – Requisitos de projeto, ou *constraints*, da fonte de alimentação proposta

Parâmetro	Valor
Volume máximo da fonte	184,27 cm ³
Máxima massa da fonte	150 g
Volume de cada conversor	36 cm ³
Altura máxima de cada conversor	25 mm
Massa de cada conversor	30 g
Tensão de entrada da fonte	3,5 – 5 V
Máxima potência de saída - conversor <i>boost</i>	3 W
Máxima potência de saída - conversores <i>buck</i>	5 W
<i>Ripple</i> da tensão de entrada	1 %
<i>Ripple</i> da tensão de saída	1 %
Rendimento mínimo dos conversores	90 %

5.2 ALGORITMO DE RASTREIO DO PROJETO ÓTIMO

De modo a otimizar os conversores faz-se necessário o conhecimento de seu pleno funcionamento, como suas formas de onda, as equações que determinam o projeto de seus

Figura 5.2 – Volume ocupado pela fonte de alimentação, delimitado pela cor cinza, em um CubeSat



Fonte: Própria autoria

componentes (indutores/capacitores) e as suas perdas de energia. Portanto a metodologia de otimização de conversores estáticos CC/CC para fontes de alimentação de nano satélites CubeSat 1U desenvolvida leva em consideração a modelagem das perdas dos dispositivos semicondutores, núcleos magnéticos, condutores e capacitores dos conversores CC/CC, apresentados previamente no Capítulo 4.

A metodologia foi desenvolvida no *software* de simulação matemática MATLAB[®] e permite ao projetista a análise e rastreamento do projeto ótimo nos conversores *boost* e *buck* síncronos. Assim, o primeiro passo para a execução do algoritmo permite ao projetista a inserção dos parâmetros expressos na Tabela 5.1 e as variações dos parâmetros expressos na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Variáveis a serem otimizadas no projeto dos conversores CC/CC

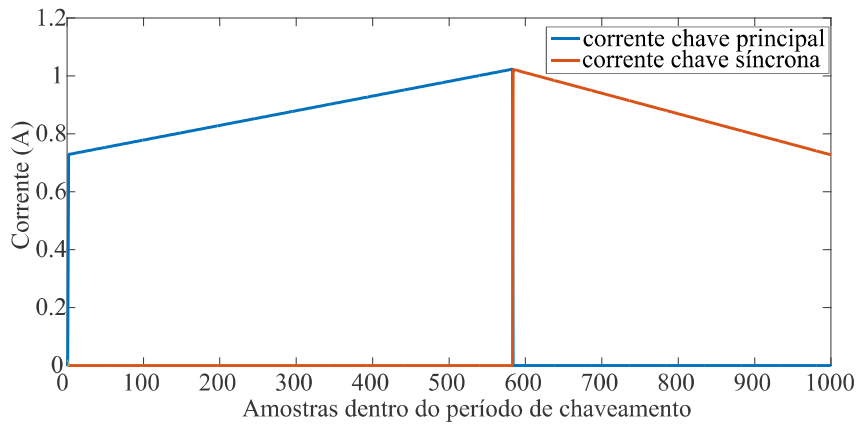
Variável otimizável	Valor mínimo	Valor máximo
frequência de comutação : f_{sw}	10 kHz	100 kHz
<i>ripple</i> de corrente do indutor (<i>boost</i>): ΔI	20 %	40 %
densidade de corrente: J	100 A/cm ²	500 A/cm ²
classificação do condutor de cobre esmaltado	AWG 31	AWG 20
condutores em paralelo	–	20
quantidade de núcleos magnéticos empilhados	–	2

Assim, define-se a razão cíclica nominal do conversor, os cálculos da indutância mínima, capacitância e escolha do capacitor. Posteriormente simula-se o comportamento real da corrente elétrica que circula pelos componentes dos conversores determinando então a sua respectiva perda de energia. Ainda, a metodologia desenvolvida realiza a amostragem da corrente circulante no circuito dentro de um período de chaveamento,

onde o número de pontos amostrados fica a critério do usuário de acordo com a sua capacidade de processamento computacional.

Assim, na Figura 5.3 verifica-se a amostragem da corrente elétrica modelada com mil pontos amostrados em um período de chaveamento com os respectivos parâmetros de $f_{sw} = 13 \text{ kHz}$, $\Delta I = 30\%$, $v_{in} = 3,5 \text{ V}$ e $v_{out} = 8,4 \text{ V}$. Onde $L_{min(boost)}$ representa a indutância mínima do conversor *boost*, que será melhor detalhada posteriormente.

Figura 5.3 – Amostragem da corrente do conversor *boost* considerando mil amostras em um período de chaveamento



Fonte: Própria autoria

As equações que regem o comportamento da corrente elétrica sobre o indutor no conversor *boost* são expressas em (5.1) e (5.2) para as duas etapas de operação quando o conversor opera no modo de condução contínua, sendo que a primeira etapa a chave principal encontra-se em condução.

$$i_L(t+1) = i_L(t) + \frac{(v_{in} - v_{out})}{L_{min(boost)}} \quad (5.1)$$

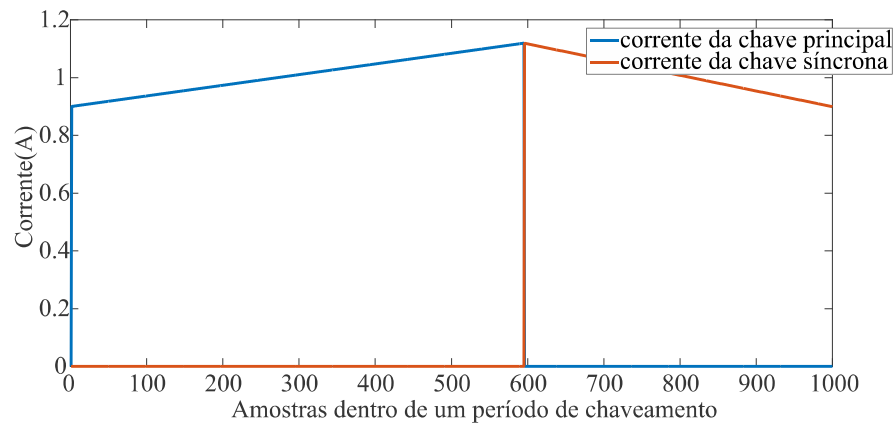
$$i_L(t+1) = i_L(t) + \frac{v_{in}}{L_{min(boost)}} \quad (5.2)$$

O conversor *buck* operando no modo de condução contínua apresenta as equações que regem o comportamento da corrente do indutor em função do tempo para as duas etapas de operação definidas em (5.3) e (5.4). Desta forma verifica-se na Figura 5.4 a corrente circulante amostrada para a chave principal e síncrona com os parâmetros $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$, $\Delta I = 30\%$, $v_{in} = 8,4 \text{ V}$ e $v_{out} = 5 \text{ V}$.

$$i_L(t+1) = i_L(t) + \frac{-v_{out}}{L_{min(buck)}} \quad (5.3)$$

$$i_L(t + 1) = i_L(t) + \frac{(v_{in} - v_{out})}{L_{min(buck)}} \quad (5.4)$$

Figura 5.4 – Amostragem da corrente do conversor *buck* considerando mil amostras em um período de chaveamento



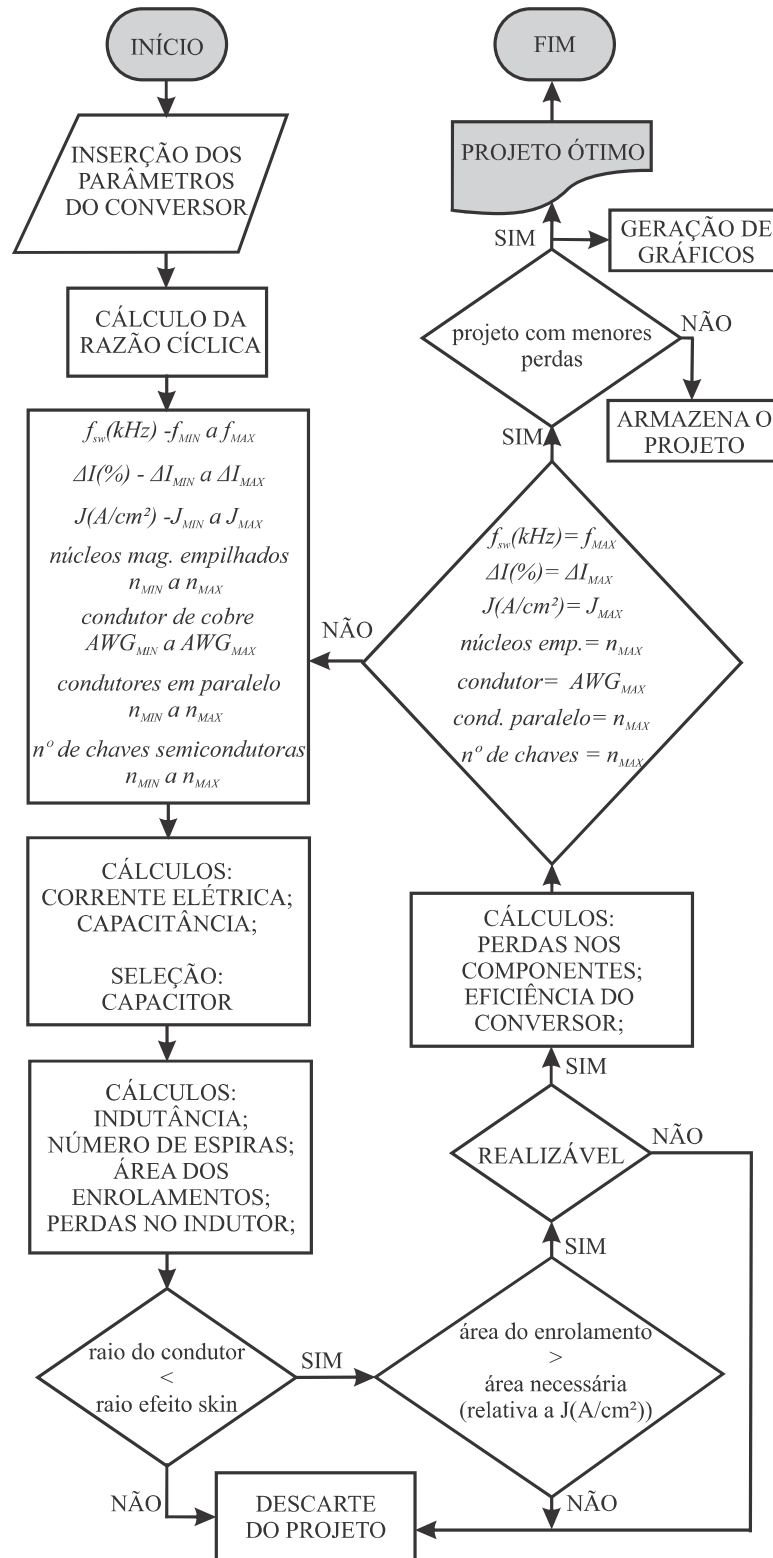
Fonte: Própria autoria

Após a amostragem da corrente elétrica circulante pelo indutor faz-se possível a determinação do valor RMS das parcelas que circulam pelos diversos elementos do conversor estático CC/CC, sendo possível estabelecer as suas perdas de energia.

Verifica-se também para diversas combinações de condutores de cobre se o diâmetro do condutor é inferior ao ϕ_{util} determinado pelo efeito *skin* e se o indutor será exequível de forma manual pelo projetista. Assim, para os projetos exequíveis são determinadas todas as perdas do circuito para aquele ponto de operação específico.

Por conseguinte, ao final da varredura das variáveis da Tabela 5.2 verifica-se qual dos projetos analisados apresenta o maior rendimento, determinado como o projeto ótimo. Além do mais, os processos envolvidos na metodologia podem ser melhor visualizados e detalhados na Figura 5.5.

Figura 5.5 – Fluxograma que representa as ações desenvolvidas pela metodologia de projeto ótimo para os conversores *buck* e *boost* desenvolvidos



Fonte: Própria autoria

5.2.1 Projeto do indutor

A determinação do indutor dos conversores *buck* e *boost* efetua-se primeiro com a definição da indutância mínima do conversor, calculada através de (5.6) e (5.7), obtidas a partir de (5.5).

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.5)$$

$$L_{min(boost)} = \frac{d \cdot V_{in}}{i_{pk} \cdot \Delta I_{MAX} \cdot f_{sw}} \quad (5.6)$$

$$L_{min(buck)} = \frac{(1-d) \cdot V_{out}}{i_{pk} \cdot \Delta I_{MAX} \cdot f_{sw}} \quad (5.7)$$

Sendo ΔI_{MAX} o valor percentual do *ripple* de corrente máximo permitido ao conversor; e i_{pk} a corrente de pico que o indutor está submetido, definida em (5.8).

$$i_{pk} = \frac{P_{out}}{V_{out}} + \frac{\frac{P_{out}}{V_{out}} \cdot \Delta I_{MAX}}{2} \quad (5.8)$$

A metodologia desenvolvida permite ao usuário a inserção dos diferentes modelos e tecnologias dos núcleos magnéticos da fabricante Magnetics Incorporated (MAGNETICS, 2015), como a tecnologia MPP (Magnetics Molypermalloy Powder), Kool M μ e High Flux. A tecnologia MPP compõe-se de uma seleção de materiais com a proporção de 81% de níquel, 17% de ferro e 2% de molibdênio arranjados na forma toroidal com o entreferro distribuído, de modo a reduzir as perdas de energia no núcleo. A tecnologia Kool M μ também apresenta entreferro distribuído com pequenas perdas de energia e volume reduzido. Os núcleos High Flux são de forma toroidal com entreferro distribuído compostos de uma liga metálica com 50% de níquel e 50% de pó de ferro com baixas perdas de energia comparado a outros núcleos de pó de ferro. Assim, a metodologia verifica se o modelo escolhido é capaz de suportar a energia que será armazenada no indutor e se o volume do núcleo magnético é compatível com as restrições de projeto.

Definida a indutância e o núcleo magnético define-se o número inicial de espiras a serem enroladas no núcleo toroidal. Assim, conforme os dados do fabricante (MAGNETICS, 2015), calcula-se o número de espiras através de (5.9) levando em consideração a indutância inicial $L_{min(boost)}$ do conversor.

$$N_i = \sqrt{\frac{L_{min} \cdot l_e}{0,4 \cdot \pi \cdot \mu_i \cdot a_e}} \quad (5.9)$$

Sendo μ_i a permeabilidade magnética do núcleo magnético; a_e a área de seção transversal do toroide; l_e definido como o comprimento do perímetro toroidal.

Analisando a equação 5.9 nota-se que o número de espiras é diretamente relacionado a indutância e a permeabilidade do núcleo magnético, assim os núcleos da tecnologia Kool M μ que mais se adequaram ao projeto apresentaram a permeabilidade do núcleo magnético igual a $125\mu H/m$, minimizando o comprimento de cobre necessário ao indutor de forma a diminuir as perdas ôhmicas do circuito.

Na metodologia de otimização de conversores estáticos CC/CC proposta procura-se avaliar diferentes projetos de indutores possíveis, com a possibilidade do empilhamento dos núcleos magnéticos, variação do número de condutores em paralelo e o uso de diferentes áreas de seção transversal dos condutores de cobre. Assim, necessitou-se verificar se os projetos desenvolvidos através do algoritmo seriam exequíveis ou não. Portanto, com o limite máximo de preenchimento do toróide ser delimitado como a área de janela ou A_w , definiu-se o fator de ocupação de cada um dos projetos desenvolvidos, através da equação (5.10).

$$f_{oc} = \frac{n_{esp(MAX)} \cdot A_e}{A_w} \quad (5.10)$$

Onde $n_{esp(MAX)}$ define-se como o número máximo de espiras admitido pelo núcleo; A_e a área de seção transversal dos enrolamentos de cobre utilizados no indutor.

Desta forma, através da confecção manual de diversos indutores com os núcleos concorrentes à metodologia, como os modelos Kool M μ 77050, 77380 e 77120, obteve-se o $n_{esp(MAX)}$ com diferentes combinações de condutores. Assim, o fator de ocupação para os núcleos 77050, 77380 e 77120 são expressos na Tabela 5.3, Tabela 5.4 e Tabela 5.5, respectivamente.

Tabela 5.3 – Fator de ocupação para o núcleo Kool M μ 77050 Magnetics - $A_w = 38,3 \text{ mm}^2$

Condutor	$cond_{par}$	A_e	$n_{esp(MAX)}$	f_{oc}
AWG 30	5	0,255	28	18,61%
AWG 30	10	0,509	14	18,61%
AWG 30	15	0,764	10	19,93 %
AWG 28	5	0,405	26	27,49%
AWG 28	10	0,810	16	33,84%
AWG 24	4	0,819	14	29,93%
Litz(63 x AWG31)	1	0,630	19	31,25%

A partir dos dados das Tabelas apresentadas nessa seção fez-se possível a interpolação dos dados para outros condutores, como por exemplo do condutor AWG 20 ao AWG 30 de modo a assegurar que qualquer indutor definido pela metodologia de projeto será exequível, vide Figura 5.6.

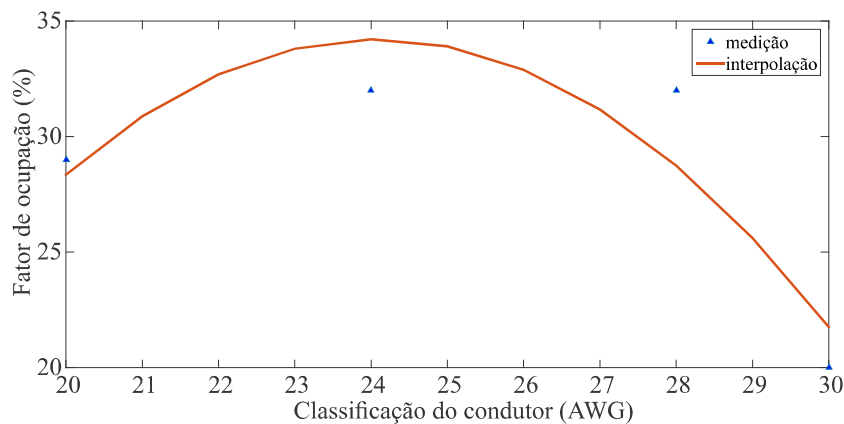
Tabela 5.4 – Fator de ocupação para o núcleo Kool M μ 77380 Magnetics - $A_w = 63,8 \text{ mm}^2$

Condutor	$cond_{par}$	A_e	$n_{esp(MAX)}$	f_{oc}
AWG 30	5	0,255	55	21,94%
AWG 30	10	0,509	26	20,74%
AWG 30	15	0,764	18	21,54%
AWG 28	5	0,405	51	32,37%
AWG 28	10	0,810	16	33,01%
AWG 24	4	0,819	25	32,08%
Litz(63 x AWG31)	1	0,630	33	32,59%
AWG 20	2	1,035	18	29,21%

Tabela 5.5 – Fator de ocupação para o núcleo Kool M μ 77120 Magnetics - $A_w = 71,2 \text{ mm}^2$

Condutor	$cond_{par}$	A_e	$n_{esp(MAX)}$	f_{oc}
AWG 30	5	0,255	60	21,45%
AWG 30	10	0,509	32	22,88%
AWG 30	15	0,764	21	22,52%
AWG 28	5	0,405	56	31,85%
AWG 28	10	0,810	33	37,54%
AWG 24	4	0,819	28	32,20%
Litz(63 x AWG31)	1	0,630	43	38,05%

Figura 5.6 – Interpolação polinomial de segundo grau para determinação do fator de ocupação do núcleo magnético 77380



Fonte: Própria autoria

O volume e a massa dos conversores estáticos CC/CC estão diretamente relacionados aos parâmetros e características físicas dos indutores, como o número de espiras e a indutância, que dependem da frequência de chaveamento do conversor, *ripple* de corrente do indutor, dentre outros parâmetros previamente apresentados. Assim, a massa e o volume do indutor definem-se através de (5.11) e (5.12), de tal forma que a metodologia

desconsidera a massa e o volume dos componentes eletrônicos com encapsulamento SMD pois apresentam pequenas dimensões e massa irrisórios em comparação com o indutor magnético.

$$conv_{weight} = core_{weight} \cdot core_{emp} + (a_{cond} \cdot cond_{par} \cdot l_{esp} \cdot N_i \cdot \rho) \quad (5.11)$$

Sendo $core_{weight}$ a massa unitária do núcleo magnético; $core_{emp}$ o número de núcleos magnéticos empilhados; a_{cond} a área de seção transversal de um condutor de cobre; $cond_{par}$ o número de condutores em paralelo; l_{esp} o comprimento de cada espira para o núcleo magnético escolhido; N_i o número de espiras do indutor; ρ a densidade do cobre.

$$conv_{vol} = core_{vol} \cdot core_{emp} + (a_{cond} \cdot cond_{par} \cdot l_{esp} \cdot N_i) \quad (5.12)$$

5.2.2 Projeto do capacitor

A determinação do capacitor de entrada para o conversor *boost* e de saída para o conversor *buck* acontece com a determinação da capacitância necessária para assegurar um *ripple* máximo da tensão de entrada ou a tensão de saída. Assim, a partir de (5.13) são definidas as equações (5.14) e (5.15) (RASHID, 1999) para o conversor *boost* e *buck*, respectivamente.

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \quad (5.13)$$

$$C_{boost} = \frac{\frac{P_{out}}{v_{out}} \cdot d}{\Delta V_{in} \cdot f_{sw} \cdot V_{in}} \quad (5.14)$$

Sendo ΔV_{in} o *ripple* máximo percentual para a tensão de entrada do conversor *boost*; P_{out} a potência de saída do conversor;

$$C_{buck} = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta V_{out} \cdot f_{sw}} \quad (5.15)$$

Sendo ΔI o valor da ondulação de corrente no indutor em ampéres e ΔV_{out} a ondulação máxima da tensão de saída;

Após a determinação da capacitância do circuito rastreiam-se os capacitores comerciais catalogados que apresentam valor maior ou igual ao resultado calculado.

5.2.3 Determinação do rendimento do conversor

Após a análise das perdas de todos os elementos do conversor verifica-se para cada ponto de operação suas perdas totais e o seu rendimento, definido por (5.16). A partir

dessas informações faz-se possível definir o projeto ótimo, o qual respeita as restrições de projeto e apresenta a menor perda de energia.

$$\eta_{conv} = \frac{P_{in} - P_{tot}}{P_{in}} \quad (5.16)$$

Onde P_{in} representa a potência de entrada para o conversor *boost* e potência de saída para o conversor *buck*; P_{tot} as perdas totais do conversor em análise, incluindo perdas do capacitor, indutor e chaves semicondutoras.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E SIMULAÇÕES

Este capítulo apresenta os resultados obtidos com a metodologia desenvolvida tanto para o conversor responsável pela elevação da tensão e carga das baterias da fonte de alimentação quanto os conversores responsáveis pelo condicionamento da tensão em dois barramentos de saída.

Portanto com os projetos ótimos encontrados obteve-se a varredura de diversas variáveis de projeto bem como as perdas de energia em alguns componentes. Além do mais executou-se a simulação dos projetos de conversores ótimos em dois *softwares* de simulação de circuitos elétricos, Psim 9.1 e LTspice IV, onde acrescentou-se os modelos detalhados de cada um dos componentes no segundo *software* de modo a aprimorar os resultados simulados e o protótipo desenvolvido.

Ainda neste capítulo são apresentados os resultados práticos a partir de protótipos dos conversores *buck* e *boost* para a topologia convencional e síncrona extraídos com o instrumento de medição de grandezas elétricas YOKOGAWA Power Analyzer WT1800.

6.1 RESULTADOS DA METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO

6.1.1 Conversor *boost* síncrono

O projeto ótimo da topologia *boost* síncrono apresenta-se na Tabela 6.1, onde verifica-se pelos resultados obtidos com o *software* desenvolvido que as restrições de volume, massa e rendimento são atendidas de forma satisfatória.

A partir do *software* MATLAB os resultados do rendimento dos diversos projetos desenvolvidos para o conversor com a frequência de chaveamento e a ondulação de corrente variáveis são apresentados na Figura 6.1. Ademais, salienta-se que este resultado é de grande importância para auxiliar o projetista na definição das características de um conversor estático. Como a aplicação da fonte de alimentação para CubeSats necessita de um pequeno volume e massa, sem o auxílio dessa metodologia de otimização de conversores CC/CC o projetista necessitaria executar diversos projetos de forma manual e testá-los individualmente avaliando o seu desempenho.

Portanto a metodologia desenvolvida possibilita que o projetista tenha uma visão geral do comportamento dos diversos projetos de conversores sem a necessidade de elaborar um protótipo físico e realizar medições para conhecer as suas características. Ainda, vê-se que o rendimento do conversor apresenta uma curva linear em relação à frequência, confirmando as equações do Capítulo 4.

A limitação de ΔI no seu valor máximo aconteceu devido ao conversor *boost* uti-

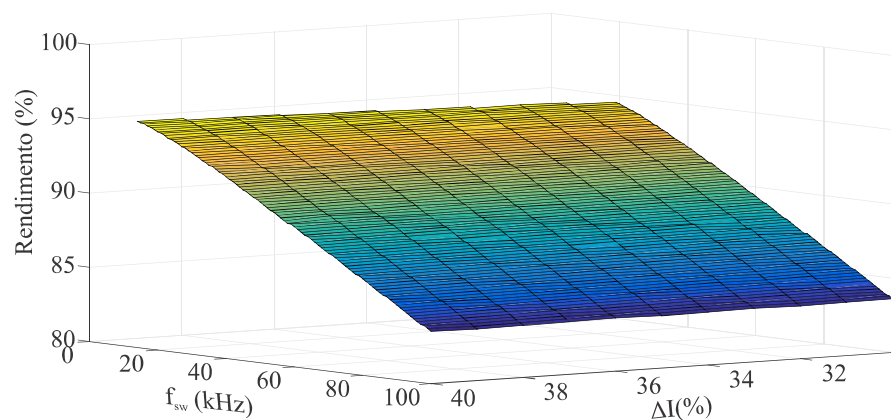
Tabela 6.1 – Projeto ótimo do conversor *boost* síncrono

Variável otimizável	Valor ótimo
frequência de chaveamento: f_{sw}	14 kHz
ondulação de corrente: ΔI	40 %
densidade de corrente: J	270 A/cm^2
rendimento do conversor: η_{boost}	94,69%
volume do conversor:	2,70 cm^3
massa do conversor :	19,2 g
indutância: L_{boost}	354,46 μH
número de espiras	54
classificação do condutor de cobre	AWG 24
condutores em paralelo	2
classificação do núcleo magnético	77380
núcleos magnéticos empilhados	2
capacitância de entrada: C_{in}	530 μF

Fonte: Própria autoria

lizado não apresentar capacitor de saída para filtrar a tensão de saída. Assim, limitou-se em 40% o valor máximo desse parâmetro para que a corrente de carga das baterias seja o mais contínua possível.

Figura 6.1 – Resultado do rendimento do conversor em relação a Varredura da frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente

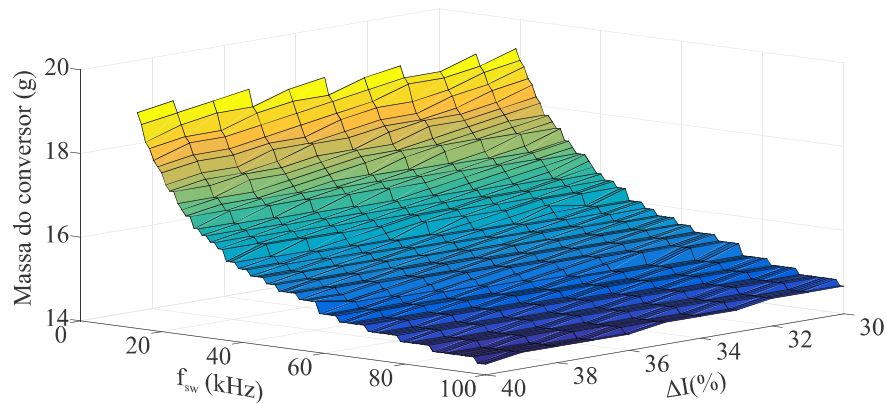


Fonte: Própria autoria

Os múltiplos projetos exequíveis com seus respectivos valores de massa (gramas) e volume (cm^3) são expressos na Figura 6.2 e Figura 6.3, onde seguem o padrão quadrático de acordo com as expressões (5.11) e (5.12).

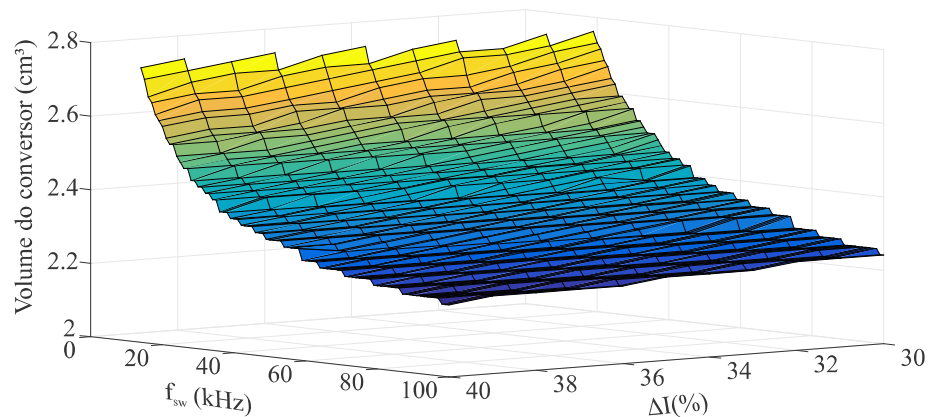
Assim, percebe-se que o comportamento da massa e o volume do conversor difere do rendimento em relação à variação de frequência de comutação. Tal fato justifica-se pois as

Figura 6.2 – Massa do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente



Fonte: Própria autoria

Figura 6.3 – Volume do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente

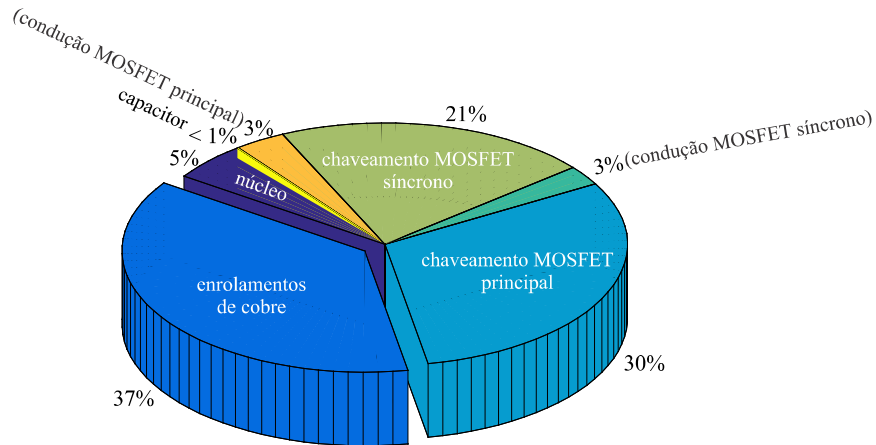


Fonte: Própria autoria

equações (5.11) e (5.12) dependem do número de espiras do indutor, que está diretamente relacionada com a indutância mínima do circuito e conseqüentemente a frequência de comutação do dispositivo.

Ainda, verificam-se as perdas percentuais que ocorrem no conversor através da Figura 6.4, ressaltando a grande influência das perdas nos enrolamentos de cobre presentes no indutor, bem como as perdas de chaveamento dos MOSFETs.

Portanto conclui-se que a metodologia de otimização conseguiu desempenhar um bom trabalho pois apresenta de forma satisfatória um ponto de operação que minimiza tanto a perda de comutação dos dispositivos semicondutores quanto as perdas ôhmicas dos enrolamentos de cobre do indutor.

Figura 6.4 – Representação das perdas percentuais do projeto ótimo do conversor *boost* síncrono

Fonte: Própria autoria

6.1.2 Conversor *buck* - saída 5V

Os resultados da metodologia de otimização do conversor *buck* com a saída de 5V executados através da metodologia de otimização são apresentados na Tabela 6.2 e em gráficos de superfície.

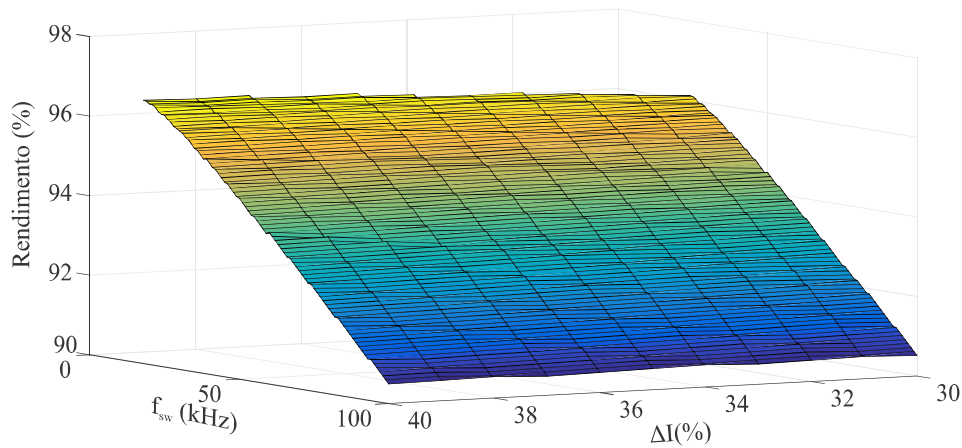
Tabela 6.2 – Projeto ótimo do conversor *buck* síncrono com tensão de saída igual a 5V

Variável otimizável	Valor ótimo
frequência de chaveamento: f_{sw}	20 kHz
ondulação de corrente: ΔI	40 %
densidade de corrente: J	300A/cm ²
rendimento do conversor: η_{buck}	96,61%
volume do conversor:	2,70 cm ³
massa do conversor :	18,9 g
indutância: L_{buck}	210,81 μH
número de espiras	41
classificação do condutor de cobre	AWG 21
condutores em paralelo	–
classificação do núcleo magnético	77380
núcleos magnéticos empilhados	2
capacitância de saída: C_{out}	100 μF

Fonte: Própria autoria

Na Figura 6.5 apresenta-se o gráfico de superfície com a influência da variação de frequência de comutação e a ondulação de corrente considerando todas as demais variáveis otimizáveis com o valor ótimo. Assim, faz-se possível notar que os maiores valores de ΔI e os menores valores de f_{sw} apresentam o maior rendimento para o conversor CC/CC devido ao fato de o algoritmo encontrar o ponto que minimiza as perdas de chaveamento dos dispositivos semicondutores e as perdas ôhmicas do indutor. Desta forma, respeitando o volume máximo a ser ocupado dentro de um CubeSat 1U, consegue-se aumentar o rendimento do conversor com a escolha do ponto ótimo de operação.

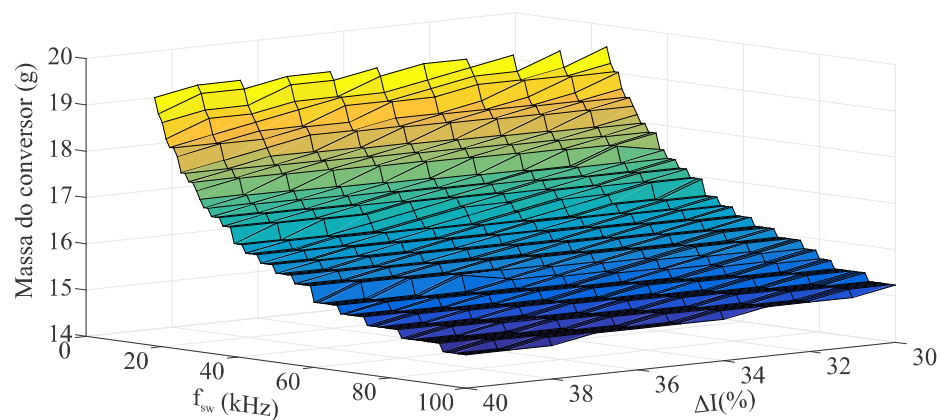
Figura 6.5 – Resultado do rendimento do conversor em relação a Varredura da frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente



Fonte: Própria autoria

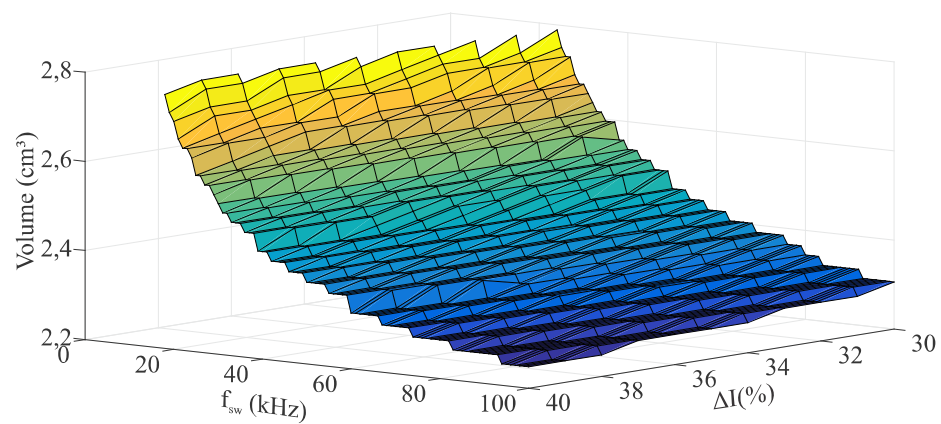
Os múltiplos projetos exequíveis com seus respectivos valores de massa (gramas) e volume (cm^3) são expressos na Figura 6.6 e Figura 6.7.

Figura 6.6 – Massa do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente



Fonte: Própria autoria

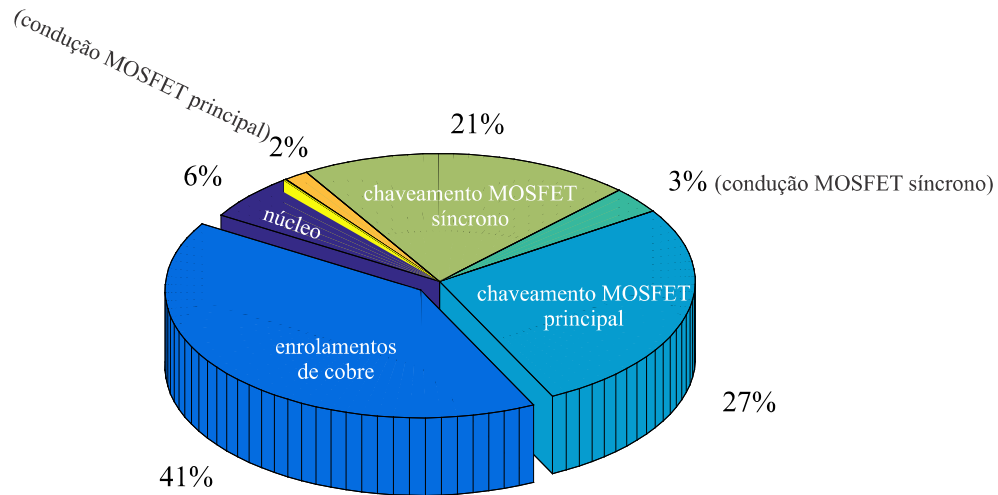
Figura 6.7 – Volume do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente



Fonte: Própria autoria

Já na Figura 6.8 são apresentadas as perdas percentuais para o projeto ótimo, com características explanadas na Tabela 6.2.

Figura 6.8 – Gráfico indicativo das perdas percentuais do conversor otimizado



Fonte: Própria autoria

6.1.3 Conversor *buck* - saída 3,3 V

De forma análoga ao conversor *buck* com a saída de 5V, apresenta-se na Tabela 6.3 os parâmetros ótimos do conversor obtidos através da metodologia de otimização de conversores para nano satélites CubeSat 1U.

A Figura 6.9, Figura 6.10 e Figura 6.11 representam os gráficos de superfície do rendimento, massa e volume do conversor *buck* síncrono com a tensão de saída de 3,3V. Percebe-se que quanto menor é a frequência de comutação maior será a sua indutância do conversor CC/CC e em consequência maior será a sua massa devido ao maior comprimento das espiras de cobre. O volume do indutor também segue a mesma tendência da representação da massa do conversor, sendo limitado pelo máximo empilhamento de núcleos magnéticos de modo a respeitar o volume dentro do nano satélite CubeSat e a característica física do núcleo magnético toroidal de acordo com o fator de ocupação.

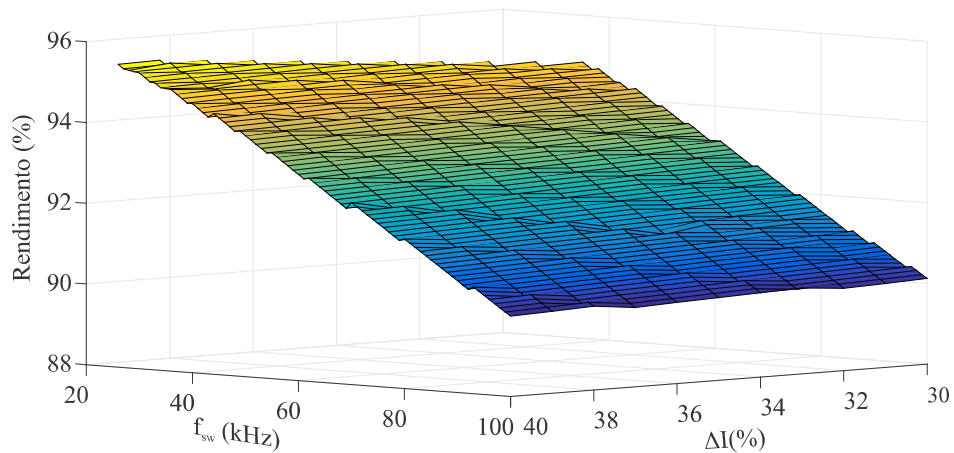
Na Figura 6.12 são apresentadas as perdas percentuais do conversor *buck* síncrono. Em uma primeira análise nota-se que as perdas nos enrolamentos do cobre superam as demais perdas energéticas do conversor, superando também os índices atingidos pelo conversor *buck* que apresenta a tensão de saída de 5V. Assim, faz-se necessário para o aprimoramento dessa aplicação a inserção de outras tecnologias de núcleos magnéticos à metodologia de otimização.

Tabela 6.3 – Projeto ótimo do conversor *buck* síncrono com a tensão de saída igual a 3,3 V

Variável otimizável	Valor ótimo
frequência de chaveamento: f_{sw}	20 kHz
ondulação de corrente: ΔI	40 %
densidade de corrente: J	310 A/cm^2
rendimento do conversor: η_{buck}	95,36%
volume do conversor:	2,70 cm^3
massa do conversor :	19,2 g
indutância: L_{buck}	137,75 μH
número de espiras	35
classificação do condutor de cobre	AWG 23
condutores em paralelo	2
classificação do núcleo magnético	77380
núcleos magnéticos empilhados	2
capacitância de saída: C_{out}	200 μF

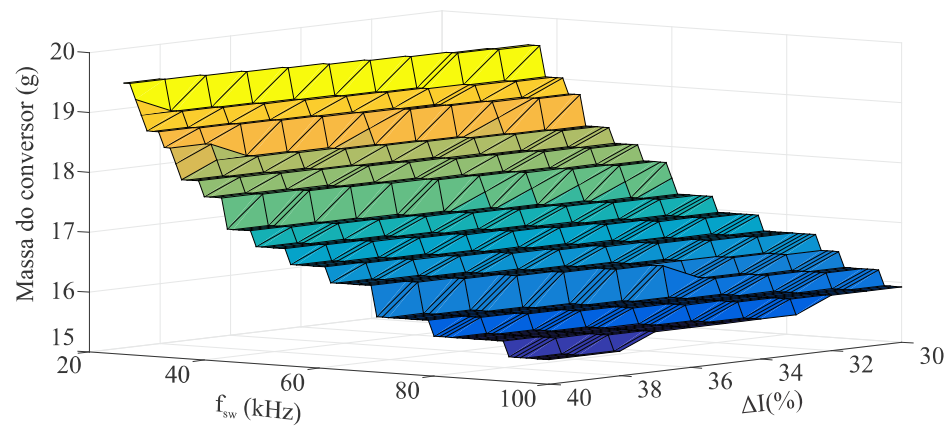
Fonte: Própria autoria

Figura 6.9 – Resultado do rendimento do conversor em relação a varredura da frequência de comutação e ondulação máxima de corrente



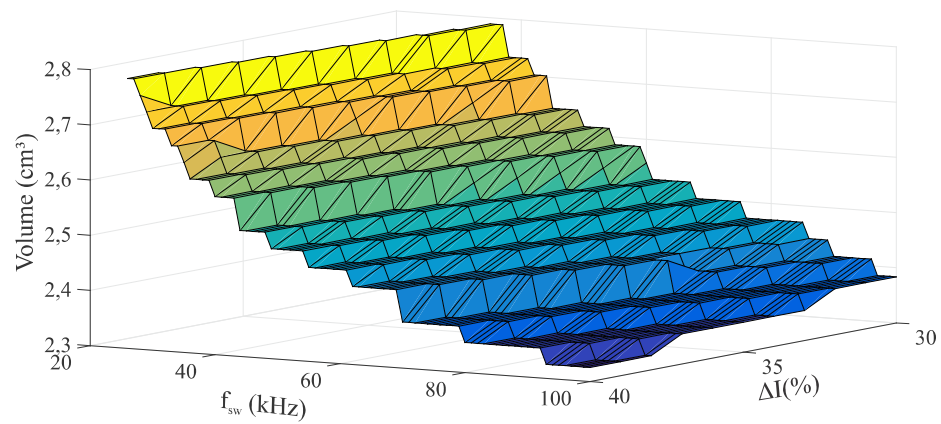
Fonte: Própria autoria

Figura 6.10 – Massa do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente



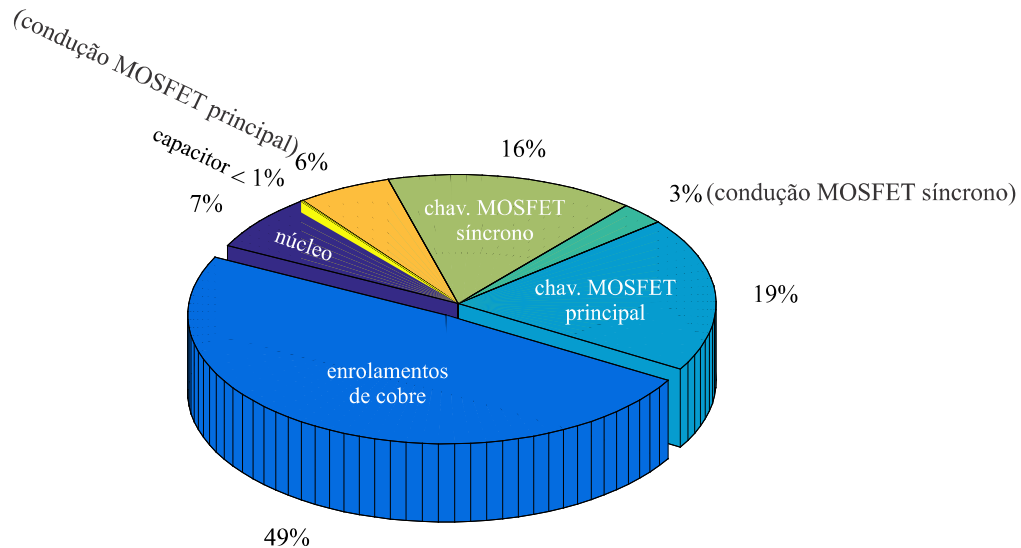
Fonte: Própria autoria

Figura 6.11 – Volume do conversor em relação a varredura de frequência de chaveamento e ondulação máxima de corrente



Fonte: Própria autoria

Figura 6.12 – Gráfico indicativo das perdas percentuais do conversor otimizado



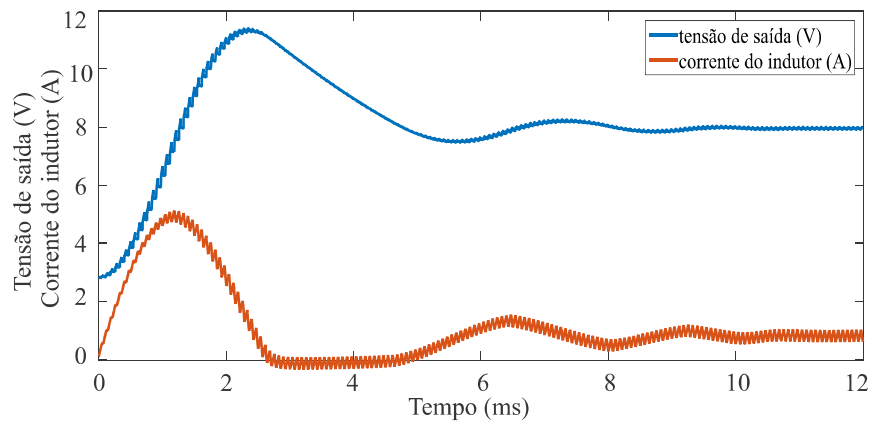
Fonte: Própria autoria

6.2 SIMULAÇÕES COM *SOFTWARES* DE SIMULAÇÃO DE CIRCUITOS ELÉTRICOS

6.2.1 Conversor *boost* síncrono

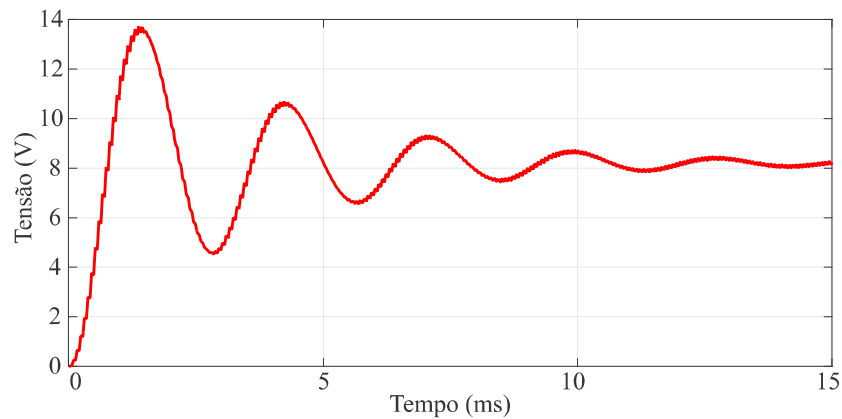
A partir da Tabela 6.1 efetuou-se a simulação do conversor em malha aberta e razão cíclica nominal, tanto no *software* de simulação de circuitos elétricos PSIM, quanto o LTspice de modo a validar o projeto desenvolvido na metodologia de otimização de conversores CC/CC. No segundo *software* faz-se possível utilizar os componentes com suas características intrínsecas, como capacitâncias, cargas, resistências, possibilitando resultados que aproximam-se de forma considerável do comportamento real do circuito. Assim, na Figura 6.13 verifica-se em vermelho a corrente circulante pelo indutor e em azul a tensão de saída do conversor com o *software* LTspice e na Figura 6.14 no *software* PSIM a tensão de saída do conversor CC/CC.

Figura 6.13 – Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no *software* LTspice



Fonte: Própria autoria

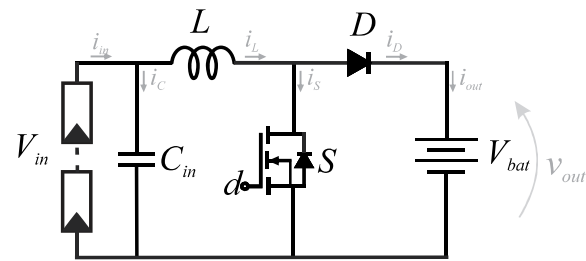
Figura 6.14 – Resultado da simulação do conversor *boost* síncrono otimizado operando em malha aberta com a razão cíclica nominal a partir do *software* PSIM



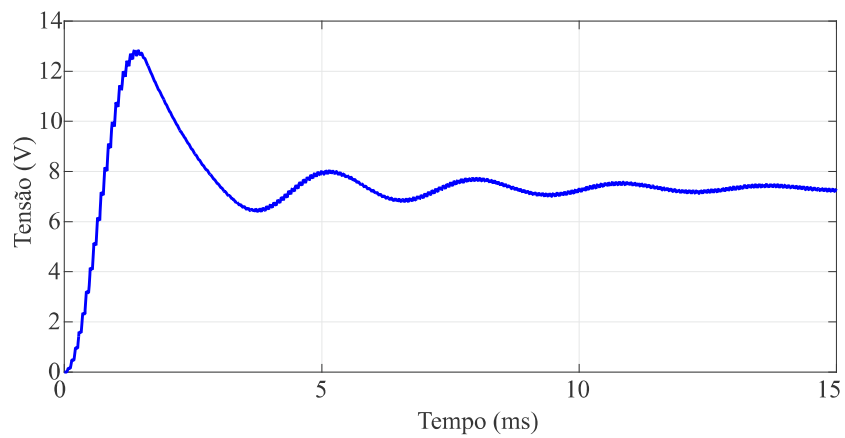
Fonte: Própria autoria

6.2.2 Conversor *boost* convencional

De modo a comparar as duas topologias do conversor *boost* desenvolveu-se a simulação com a topologia convencional na Figura 6.15, onde o diodo de potência utilizado apresenta baixa queda de tensão direta V_d propiciando menores perdas de energia. Assim visualiza-se a simulação do conversor no *software* PSIM em Figura 6.16 e na Figura 6.17 em azul apresenta-se a tensão de saída e em vermelho a corrente do indutor simuladas com o *software* LTspice.

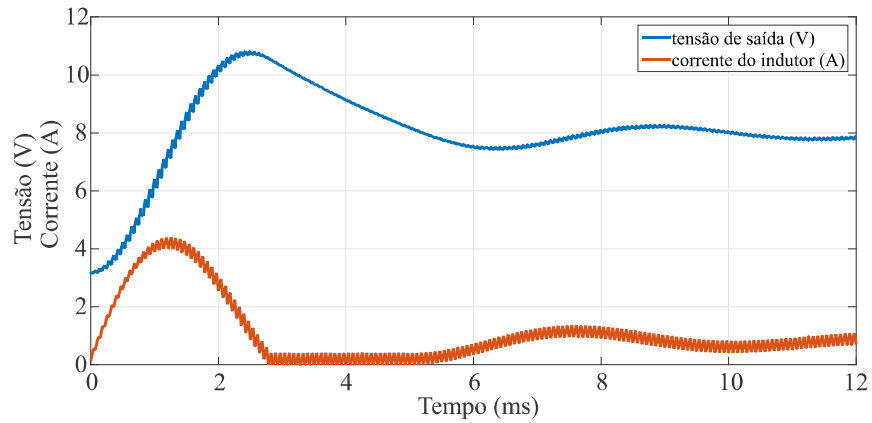
Figura 6.15 – Topologia do conversor *boost* convencional

Fonte: Própria autoria

Figura 6.16 – Resultado da tensão de saída do conversor *boost* convencional operando em malha aberta com a razão cíclica nominal a partir da simulação do *software* PSIM

Fonte: Própria autoria

Figura 6.17 – Resultado da tensão de saída (azul) e corrente do indutor(vermelho) do conversor *boost* convencional operando em malha aberta com a razão cíclica nominal a partir da simulação do *software* LTspice

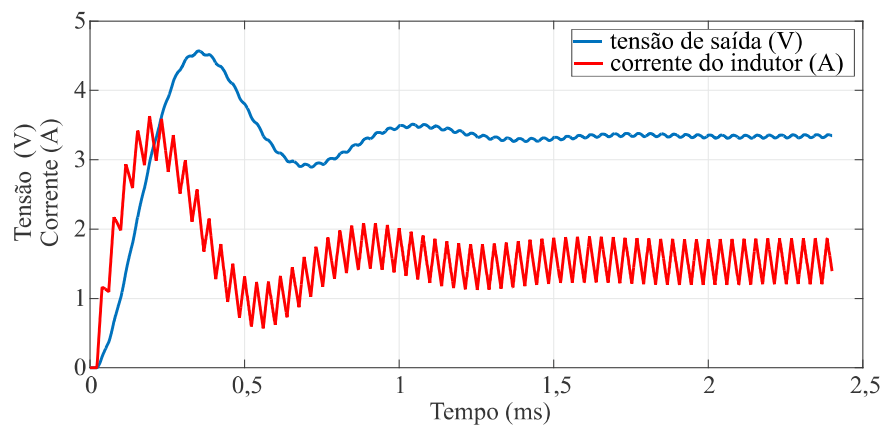


Fonte: Própria autoria

6.2.3 Conversor *buck* síncrono - saída 3,3V

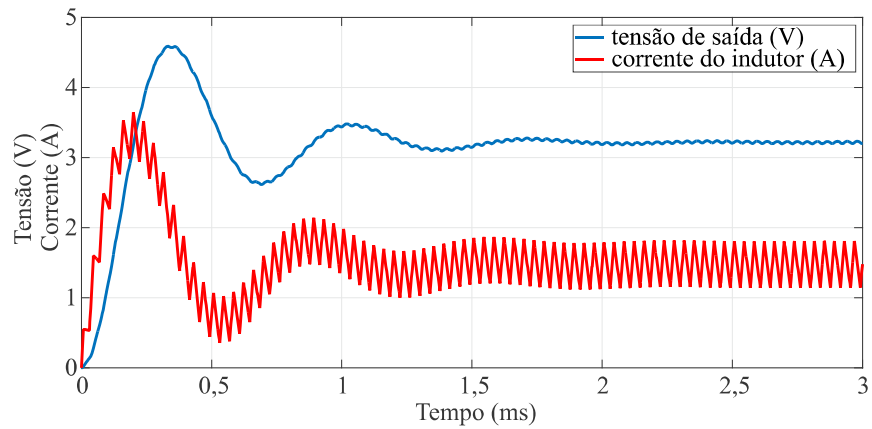
As simulações que demonstram o funcionamento do conversor *buck* síncrono com tensão de saída de 3,3 V gerado pela metodologia de otimização de conversores estáticos CC/CC são apresentadas na Figura 6.18, desenvolvida através do LTspice e Figura 6.19, desenvolvida através do Psim.

Figura 6.18 – Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no *software* LTspice para o conversor *buck* com a saída igual a 3,3 V



Fonte: Própria autoria

Figura 6.19 – Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no *software* Psim para o conversor *buck* com a saída igual a 3,3 V

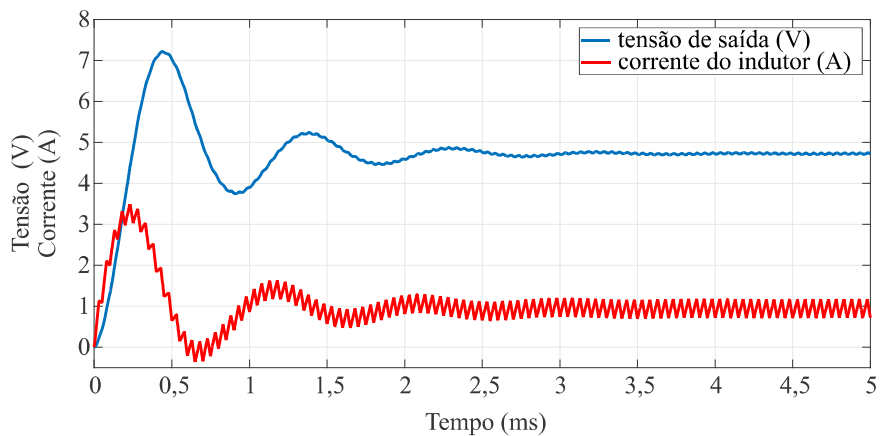


Fonte: Própria autoria

6.2.4 Conversor *buck* síncrono - saída 5V

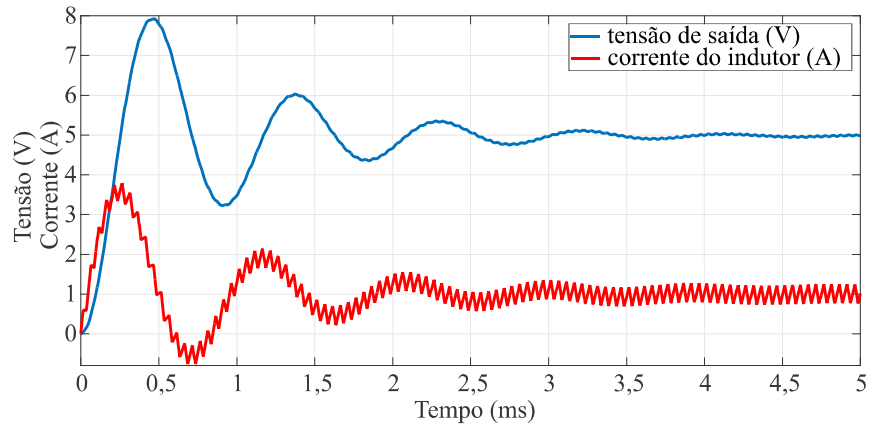
As simulações que demonstram o funcionamento do conversor *buck* síncrono com tensão de saída de 5 V gerado pela metodologia de otimização de conversores estáticos CC/CC são apresentadas na Figura 6.20, desenvolvida através do LTspice e Figura 6.21, desenvolvida através do Psim.

Figura 6.20 – Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no *software* LTspice para o conversor *buck* com a saída igual a 5 V



Fonte: Própria autoria

Figura 6.21 – Resultado da tensão de saída(azul) e corrente no indutor(vermelho) simulados no *software* Psim para o conversor *buck* com a saída igual a 5 V

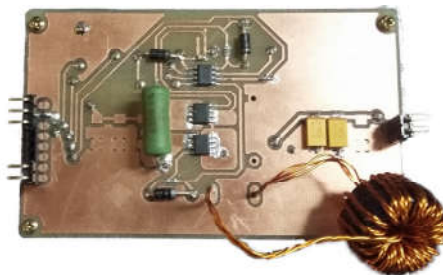


Fonte: Própria autoria

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A etapa posterior para a validação da metodologia de otimização de conversores CC/CC realizou-se com o desenvolvimento de diversos protótipos experimentais para cada um dos conversores em análise, *buck* (convencional/síncrono) e *boost* (convencional/síncrono), vide Figura 6.22.

Figura 6.22 – Protótipo utilizado para os testes dos conversores *boost* / *buck* síncrono



Fonte: Própria autoria

Os componentes utilizados para a realização dos resultados experimentais são expressos na Tabela 6.4, e algumas de suas características mais importantes para a determinação de suas perdas de energia são expressas a seguir.

Destaca-se que na escolha do MOSFET prioriza-se a baixa resistência de condução $R_{ds(on)}$ e baixa carga total do *gate* Q_g de modo a evitar as perdas de condução e comutação.

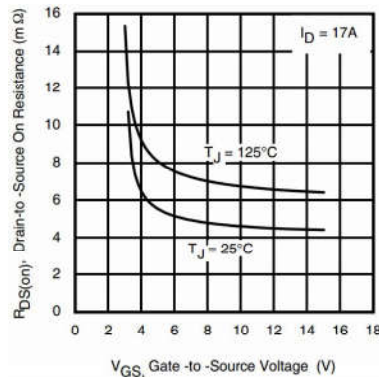
A seleção do diodo de potência a ser utilizado realizou-se a partir da necessidade

Tabela 6.4 – Componentes eletrônicos utilizados para o desenvolvimento do protótipo dos conversores *buck* e *boost*

Componente	Modelo/ <i>Part number</i>
MOSFET	IRF7836Pbf
núcleo magnético	Magnetics 77380
diodo de potência	FERD15S50DJF-TR
capacitor	tântalo ($100\mu F$ / $330\mu F$)
condutor	AWG 24
diodo de sinal	BAT 47
capacitor	cerâmico ($1nF$)
unidade de controle	Arduino Nano v3.0
resistor de <i>gate</i>	SMD ($7,5\Omega$)

Fonte: Própria autoria

Figura 6.23 – Representação da resistência $R_{ds(on)}$ do MOSFET em relação a tensão gate-source V_{gs} fornecida pelo *gate-driver* e a temperatura de junção do dispositivo.



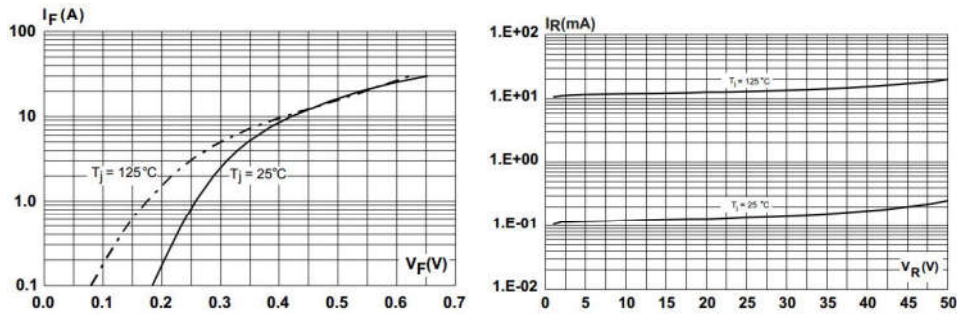
Fonte: (International Rectifier, 2006)

de um dispositivo com baixa queda de tensão V_d e baixa corrente de recuperação reversa I_{rr} . Portanto o dispositivo escolhido, FERD15S50DJF-TR, apresenta $V_d \simeq 0,30V$, (Figura 6.24(a)), e corrente de recuperação reversa $I_{rr} \simeq 10mA$ para o pior caso, onde a temperatura de junção é igual a $125^\circ C$ (Figura 6.24(b)).

6.3.1 Desenvolvimento do *gate-driver*

A topologia do circuito integrado definiu-se a partir da necessidade de uma entrada PWM e duas saídas PWM inversas entre si para alimentar os dois MOSFETs na configuração *half-bridge* (Figura 6.25). Como a chave S_1 tem como referência o terminal dreno da chave S_2 há a necessidade da implementação do circuito de *bootstrap*, o qual possibilita a aplicação de uma tensão V_{gs} compatível com o acionamento de S_1 . No momento que a

Figura 6.24 – Características do diodo de potência utilizado para os protótipos dos conversores convencionais

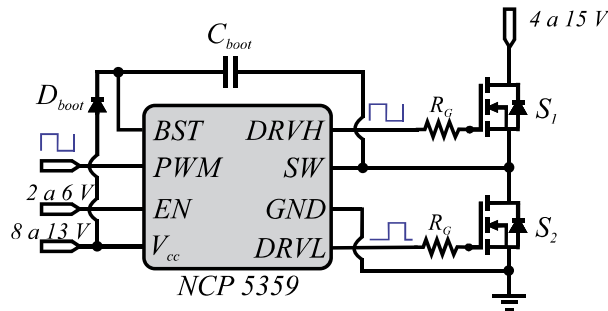


(a) Queda de tensão do dispositivo V_d em condução (b) Corrente reversa circulante pelo dispositivo em relação a sua temperatura de junção

Fonte: (ST Microelectronics, 2013)

chave S_2 entra em condução ocorre a carga do capacitor C_{boot} com a aplicação da tensão V_{cc} sobre os seus terminais, assim quando o CI fornece um sinal alto na saída $DRVH$ o nível de tensão será igual ao valor de tensão aplicada sobre o capacitor (Fairchild, 2009).

Figura 6.25 – Representação do circuito do *gate driver* implementado para os experimentos práticos



Fonte: Modificado de (ON Semiconductor, 2009)

Assim utilizou-se o CI NCP 5359 da fabricante ON Semiconductors que apresenta uma corrente de alimentação de aproximadamente 2mA em operação, onde a tensão de alimentação V_{cc} utilizada nos experimentos definiu-se como 10V . Para o elemento D_{boot} utilizou-se o diodo *schottky* BAT47 e o valor definido para a capacitância C_{boot} estabeleceu-se a partir de (6.1) (International Rectifier, 2007).

$$C_{boot} \geq \frac{2[2Q_g + (\frac{I_{Qbs(max)}}{f_{sw}}) + Q_{ls} + (\frac{I_{Cbs(leak)}}{f_{sw}})]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}} \quad (6.1)$$

Onde $I_{Qbs(max)}$ define-se como a máxima corrente quiescente que circula em C_{boot} ; Q_g a carga do *gate* do MOSFET S_1 ; $I_{Cbs(leak)}$ a corrente de fuga do capacitor C_{boot} ; V_{cc} , a tensão

de alimentação do circuito; V_f , a queda de tensão do diodo; V_{LS} , a queda de tensão sobre o MOSFET S_2 ; V_{min} o menor nível de tensão aplicada sobre C_{boot} ; Q_{ls} , a carga requerida por ciclo do MOSFET utilizado.

6.3.2 Conversor *boost* síncrono

A partir das diretrizes de projeto resultantes do *software* de otimização de conversores desenvolveu-se um protótipo experimental do conversor *boost* síncrono para avaliar o seu rendimento de acordo com diversos níveis de tensão de entrada, simulando o comportamento da tensão dos painéis fotovoltaicos; e diversos níveis de potência, simulando os diferentes modos de operação do satélite, como o modo de segurança, que consome menor potência, e o modo nominal com transmissão de dados, que exige uma maior corrente advinda das baterias.

Os equipamentos utilizados para a medição dos indutores projetados são expressos abaixo e a discrepância entre os valores simulados no algoritmo e o valor real do modelo físico são apresentados na Tabela 6.5:

- Balança de precisão: Modelo Marte AM 220;
- Medidor LCR: Modelo Agilent U1733C;

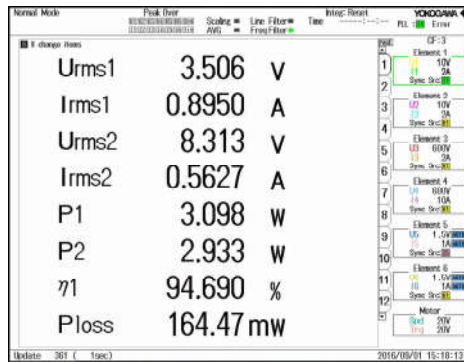
Tabela 6.5 – Características do indutor desenvolvido através da metodologia de otimização do conversor *boost* síncrono

Variável	Valor simulado	Valor medido	Erro percentual
Indutância	354,46 μH	350,30 μH	1,17%
Massa	19,20 g	18,8907 g	1,61%
Resistência série	0,1015 Ω	0,1068 Ω	4,96%

Fonte: Própria autoria

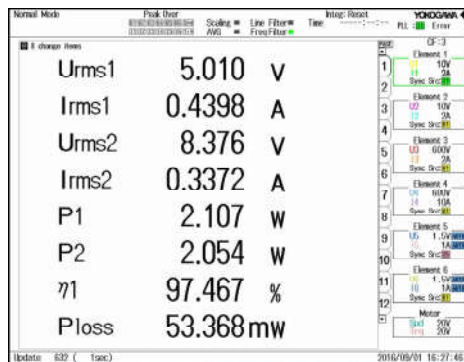
Os resultados do rendimento do conversor operando com carga nominal, máximo rendimento e o rendimento de pontos diversos de tensão de entrada com a tensão de saída igual a máxima tensão das baterias de Li-ion (8,4V) são expressos na Figura 6.26, Figura 6.27 e Figura 6.28, respectivamente.

Figura 6.26 – Rendimento do conversor *boost* síncrono operando com carga nominal - $V_{in} = 3.506\text{ V}$, $V_{out} = 8.313\text{ V}$, $P_{in} = 3.098\text{ W}$, $P_{out} = 2.933\text{ W}$, *rendimento* = 94.690%



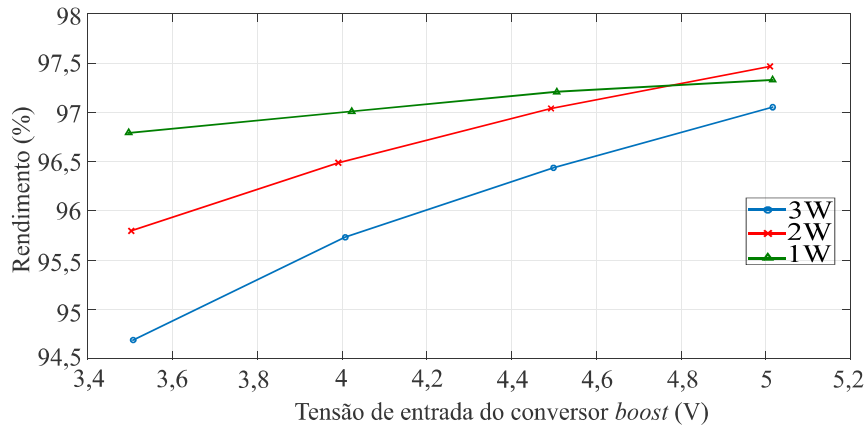
Fonte: Própria autoria

Figura 6.27 – Rendimento do conversor *boost* síncrono operando com o máximo rendimento - $V_{in} = 5.010\text{ V}$, $V_{out} = 8.376\text{ V}$, $P_{in} = 2.107\text{ W}$, $P_{out} = 2.054\text{ W}$, *rendimento* = 97.467%



Fonte: Própria autoria

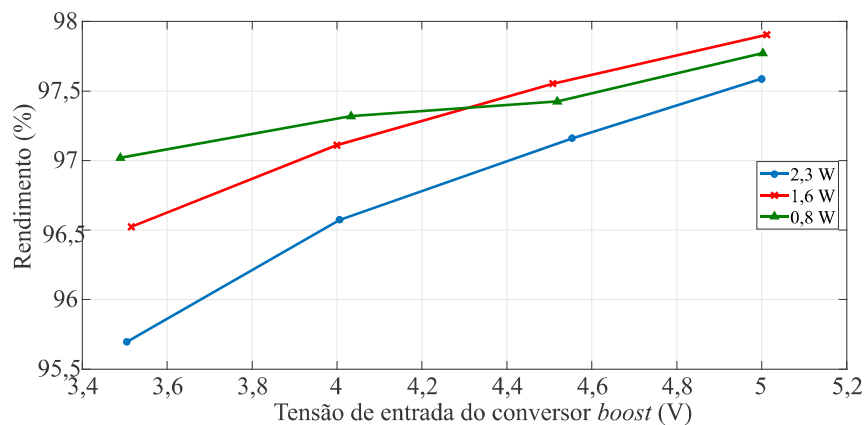
Figura 6.28 – Resultados experimentais do rendimento do conversor síncrono operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída igual a tensão máxima das baterias Li-ion (8,4V)



Fonte: Própria autoria

Já na Figura 6.29 apresenta-se o resultado do rendimento do conversor operando com diversos níveis de tensão de entrada e potência de saída com a tensão de saída igual ao valor nominal das baterias de Li-ion (7,4V). Com a diminuição da tensão de saída do conversor percebe-se que há a diminuição da sua razão cíclica e o ganho estático do conversor e em consequência maior será o seu rendimento.

Figura 6.29 – Resultados experimentais do rendimento do conversor síncrono operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída igual a tensão nominal das baterias Li-ion (7,4V)

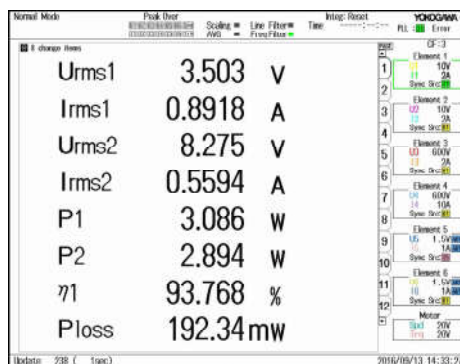


Fonte: Própria autoria

6.3.3 Conversor *boost* convencional

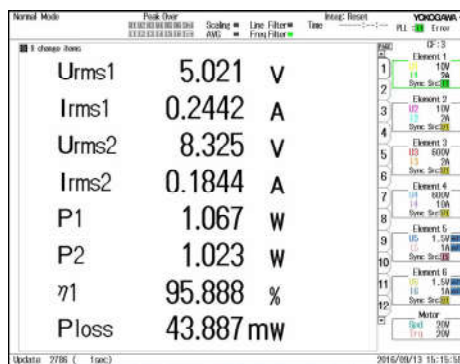
Após o desenvolvimento de um protótipo para o conversor convencional fazendo o uso dos componentes eletrônicos apresentados previamente na Tabela 6.4, Figura 6.30, apresenta-se o resultado do rendimento do conversor operando com a potência nominal, máximo rendimento, e o rendimento do conversor com cargas e tensão de entrada distintas na Figura 6.30, Figura 6.31 e Figura 6.32.

Figura 6.30 – Rendimento do conversor *boost* convencional operando com a potência nominal - $V_{in} = 3.503 V$, $V_{out} = 8.275 V$, $P_{in} = 3.086 W$, $P_{out} = 2.894 W$, $\text{rendimento} = 93.768\%$



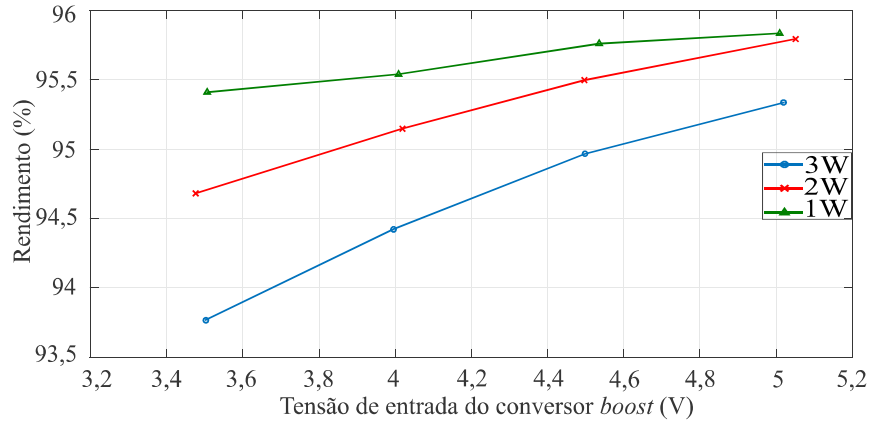
Fonte: Própria autoria

Figura 6.31 – Rendimento do conversor *boost* convencional operando com o máximo rendimento - $V_{in} = 5.021 V$, $V_{out} = 8.325 V$, $P_{in} = 1.067 W$, $P_{out} = 1.023 W$, $\text{rendimento} = 95.388\%$



Fonte: Própria autoria

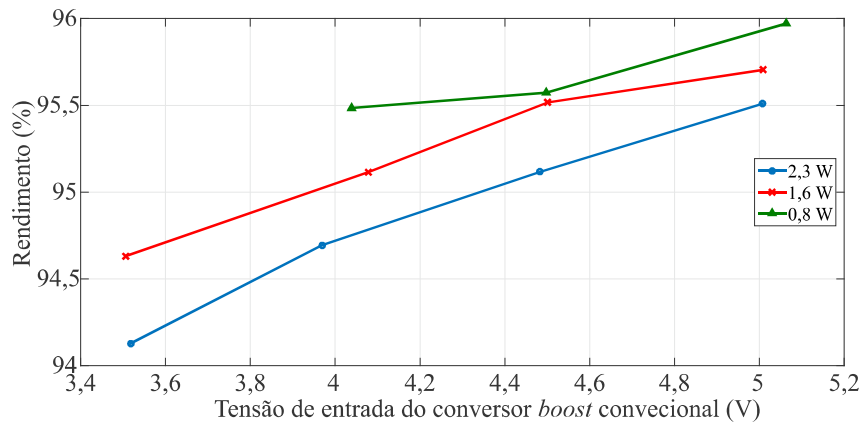
Figura 6.32 – Resultados experimentais do rendimento do conversor convencional operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída igual a tensão máxima das baterias de lítio (8,4V)



Fonte: Própria autoria

Já na Figura 6.33 apresenta-se o resultado do conversor com diferentes cargas e tensão de entrada com o nível de tensão nominal das baterias de Li-ion (7,4V).

Figura 6.33 – Resultados experimentais do rendimento do conversor convencional operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída igual a tensão nominal das baterias de lítio (7,4V)



Fonte: Própria autoria

Assim, após várias comparações do conversor convencional e síncrono percebe-se que a configuração síncrona do conversor CC/CC realmente apresentou menores perdas nos componentes como apresentada na literatura científica. E mesmo utilizando componentes eletrônicos com baixas perdas no conversor convencional há uma diferença de quase 2% do rendimento para o melhor ponto de operação.

6.3.4 Conversor *buck* síncrono - saída 5 V

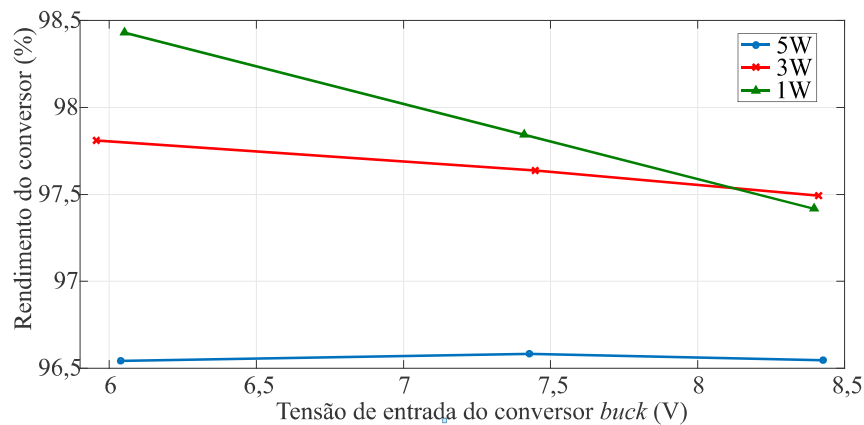
Após a confecção do indutor para a aplicação no conversor estático comparou-se os resultados obtidos de forma teórica e as medições experimentais, expressos na Tabela 6.6.

Tabela 6.6 – Características do indutor desenvolvido através da metodologia de otimização do conversor *buck* síncrono com saída de tensão igual a

Variável	Valor simulado	Valor medido	erro percentual
Indutância	210,81 μH	209,90 μH	0,43%
Resistência série	0,0705 Ω	0,0764 Ω	7,72%

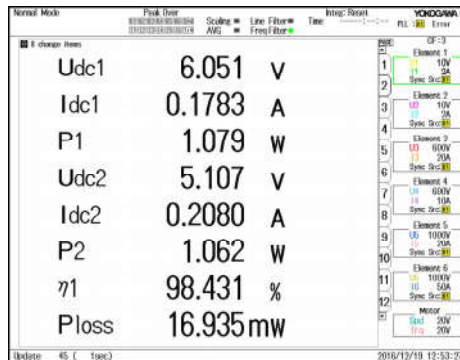
Na Figura 6.34 são apresentados diversos valores do rendimento do conversor operando com três distintos valores de potência de saída e tensão de entrada, onde a Figura 6.35 representa o máximo rendimento alcançado e na Figura 6.36 o resultado para a potência nominal do conversor.

Figura 6.34 – Resultados experimentais do rendimento do conversor *buck* operando em três distintas potências de saída e tensões de entrada.



Fonte: Própria autoria

Figura 6.35 – Rendimento do conversor *buck* com a saída de 5V operando com o máximo rendimento - $V_{in} = 6,051 V$, $V_{out} = 5,107 V$, $P_{in} = 1,079 W$, $P_{out} = 1,062 W$, $rendimento = 98,431\%$

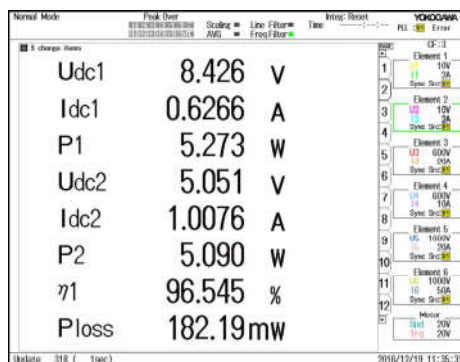


Fonte: Própria autoria

Assim, a partir da análises dos gráficos faz-se possível afirmar que para o conversor apresentado quanto menor a diferença entre a tensão de entrada e saída e quanto menor a potência da carga menores serão suas perdas e maior será o seu rendimento.

Ademais, cabe ressaltar que os resultados experimentais obtidos nessa seção foram sujeitos ao ambiente da superfície terrestre e não o ambiente espacial, o qual impossibilita a convecção de calor devido a proximidade do ambiente ao vácuo.

Figura 6.36 – Rendimento do conversor *buck* síncrono com saída de 5V operando com a potência nominal - $V_{in} = 8,426 V$, $V_{out} = 5,051 V$, $P_{in} = 5,273 W$, $P_{out} = 5,090 W$, $rendimento = 96,545\%$



Fonte: Própria autoria

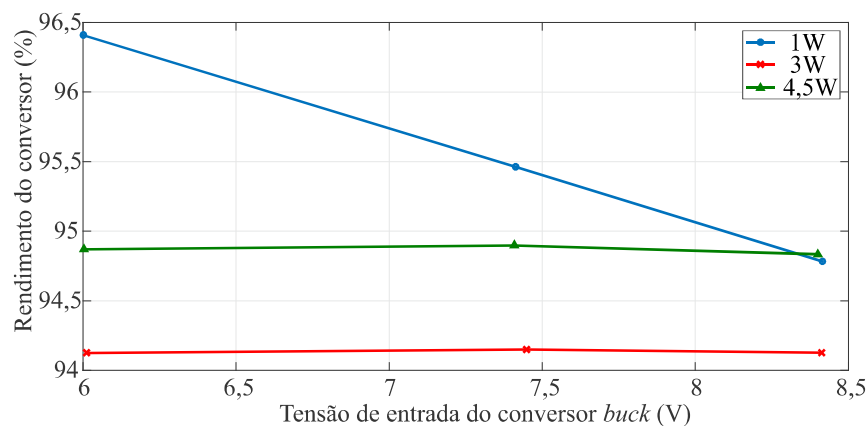
Como a potência consumida por um nano satélite CubeSat 1U delimita-se entre 1 e 5 Watts, segundo a bibliografia apresentada na seção 2.3, pode-se afirmar que o conversor *buck* otimizado com a saída de tensão de 5V apresenta um rendimento entre 96,545% e 98,431%, que é superior à media de 95% apresentado nos conversores das fontes de alimentação comerciais. A metodologia de otimização mostrou-se eficiente e validada através dos resultados experimentais adquiridos com os protótipos. Além do mais, tendo em vista a quantidade de parâmetros envolvidos no projeto de um conversor CC/CC,

torna-se difícil o alcance de um elevado rendimento do projeto sem o auxílio de uma ferramenta computacional como a desenvolvida nessa Dissertação.

6.3.5 Conversor *buck* síncrono - saída 3,3 V

Utilizando-se de três diferentes níveis de potência compatíveis com possíveis cargas ao qual a fonte de alimentação estará sujeita a alimentar no ambiente espacial na Figura 6.37 são apresentados os rendimentos percentuais do conversor *buck* síncrono operando em malha aberta. Ademais, diferentes tensões de entrada são aplicadas ao conversor, simulando a variação da tensão das baterias de Li-ion, com o nível de 6V representando a mínima tensão permitida com o arranjo de duas baterias de Li-ion em série, 7,4V a tensão nominal e 8,4V a máxima tensão das baterias.

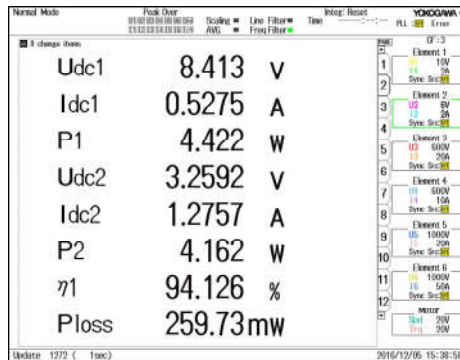
Figura 6.37 – Resultados experimentais do rendimento do conversor *buck* síncrono operando em malha aberta em três distintas potências de saída e tensões de entrada. Tensão de saída do conversor igual 3,3V



Fonte: Própria autoria

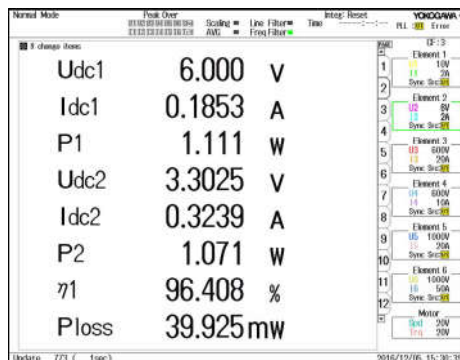
A visualização das perdas, rendimento, tensões de entrada e saída do conversor operando em malha aberta, no modo de operação em condução contínua com a potência de saída nominal e máximo rendimento são expressas na Figura 6.38 e Figura 6.39.

Figura 6.38 – Rendimento do conversor *buck* operando com a potência de saída nominal - $V_{in} = 8.413\text{ V}$, $V_{out} = 3.2592\text{ V}$, $P_{in} = 4.422\text{ W}$, $P_{out} = 4.162\text{ W}$, $\text{rendimento} = 94.126\%$



Fonte: Própria autoria

Figura 6.39 – Rendimento do conversor *buck* operando com o máximo rendimento - $V_{in} = 6.000\text{ V}$, $V_{out} = 3.3025\text{ V}$, $P_{in} = 1.111\text{ W}$, $P_{out} = 1.071\text{ W}$, $\text{rendimento} = 96.408\%$



Fonte: Própria autoria

Portanto, através das figuras apresentadas anteriormente percebe-se que o rendimento do conversor *buck* síncrono com tensão de saída de 3,3V estará entre os valores de 94.126% e 96.408% devido ao baixo valor das cargas conectadas em seus terminais de saída. Porém, mesmo com o projeto otimizado as perdas ôhmicas nos enrolamentos do indutor prejudicaram bastante o alcance de um rendimento superior a 95%. Assim, para os futuros estudos desse conversor rebaixador propõe-se a análise de outras tecnologias de indutores eletromagnéticos que apresentam baixo consumo, pequeno volume e massa.

7 CONCLUSÕES E FUTUROS DESAFIOS

A partir da proposta de desenvolver uma metodologia de otimização de conversores CC/CC presentes em fontes de alimentação para os nano satélites CubeSat 1U conclui-se que os objetivos gerais e específicos dessa Dissertação de Mestrado foram alcançados com sucesso.

No capítulo 2 fez-se possível compreender a dinâmica orbital e as principais características de geração e consumo de energia elétrica em um satélite. Assim, a partir desse conhecimento a metodologia de otimização de conversores CC/CC teve um embasamento técnico nos quesitos da temperatura ambiente e a potência de saída dos conversores responsáveis pelo condicionamento de tensão dos barramentos e para a carga das baterias.

Nos capítulos 3 e 4 a partir da modelagem das perdas dos componentes eletrônicos, magnéticos e o estudo dos principais conversores estáticos CC/CC utilizados em fontes de alimentação para nano satélites CubeSat foi possível a determinação da topologia dos conversores CC/CC e o mapeamento dos diversos projetos com seus diferentes pontos de operação.

Assim, o primeiro objetivo específico de otimizar o rendimento dos conversores CC/CC elevadores e abaixadores pode ser verificado comparando o resultado do conversor *boost* com fontes de alimentação comerciais e a literatura científica. Desta forma percebe-se que a metodologia de otimização proposta propiciou um aumento do rendimento do conversor responsável por carregar as baterias de Li-ion. Ainda, a metodologia serviu como um elemento norteador ao projetista pois através dos gráficos de saída fez-se possível determinar a tendência do aumento ou diminuição do volume, massa, perdas e o rendimento para cada ponto de operação do conversor.

Conclui-se também que a substituição de um diodo de potência por um MOSFET na configuração síncrona trouxe um aumento considerável no rendimento do conversor CC/CC *boost*, portanto para os conversores *buck* estudou-se apenas otimização em sua configuração síncrona.

Assim, a metodologia de otimização aplicada ao conversor *boost* síncrono apresentou o erro percentual igual a 0% devido a alguns ajustes no algoritmo, e o rendimento máximo do conversor verificado através de testes experimentais atingiram o patamar de 97,467%, superior ao valor médio de 90% apresentado na revisão bibliográfica. Além do mais, o projeto ótimo respeitou as restrições tanto para o rendimento, massa e volume do conversor.

A metodologia de otimização aplicada aos conversores *buck* síncronos de forma análoga ao outro conversor também alcançou os resultados esperados de acordo com as restrições de projeto. Para o conversor com a tensão de saída igual a 5V o erro percentual entre o resultado da metodologia de projeto e os testes experimentais foi igual a 0,067%. Já no conversor com a tensão de saída igual a 3,3V apresentou o erro percentual de

1,294%.

Porém, percebe-se na comparação com outros conversores apresentados em fontes comerciais e na literatura um pequeno aumento do rendimento. Assim, propõe-se a definição real dos subsistemas a serem alimentados pela fonte de alimentação, bem como as cargas úteis e sua dinâmica na órbita espacial antes da aplicação na metodologia de otimização. Desta forma a potência máxima do conversor pode ser definida de forma precisa, evitando o projeto de um conversor com uma potência de saída maior do que realmente será exigida pelas suas respectivas cargas.

Analisando os resultados do conversor *buck* e *boost* otimizados percebe-se que a densidade de corrente, a frequência de comutação e a ondulação de corrente são definidas seguindo uma tendência de utilizar a máxima altura disponível para a fonte de alimentação, com o empilhamento de dois núcleos magnéticos e a utilização total da área da janela do indutor com o condutor de cobre. Com isso, os três projetos otimizados apresentaram similares valores de massa e volume do conversor.

Percebeu-se também que o aumento do rendimento dos projetos otimizados ocorreu pela diminuição da frequência de comutação e o aumento da área de cobre dos enrolamentos do indutor, diminuindo por consequência as perdas de comutação e ôhmicas no conversor, respectivamente.

Como desafio futuro para o melhoramento da metodologia de otimização de conversores CC/CC para fontes de alimentação de CubeSats 1U propõe-se o estudo mais aprofundado da dinâmica da geração de energia elétrica a partir da conversão fotovoltaica no ambiente espacial. O rendimento do conversor CC/CC *boost* síncrono apresentou grandes modificações com o aumento do nível de tensão de entrada dos painéis fotovoltaicos. Assim, com o uso de *softwares* auxiliares, como o *Satellite Tool Kit*, pode-se simular a dinâmica orbital de um CubeSat 1U através da inserção de seus parâmetros orbitais, aumentando a fidelidade dos resultados do nível de tensão dos painéis fotovoltaicos.

Além do mais propõe-se o uso de *softwares* de elementos finitos multi físicos para a simulação do projeto ótimo dos conversores dispostos na fonte de alimentação em duas e três dimensões. Assim, espera-se emular de forma precisa a dinâmica térmica dos componentes eletrônicos, principalmente os MOSFETs, e as trocas caloríficas que ocorrem entre os componentes eletrônicos e a estrutura do satélite no ambiente espacial.

Além do mais propõe-se como futuros estudos o aumento do número de tecnologias de indutores, núcleos magnéticos e chaves semicondutoras, como os últimos lançamentos de chaves semicondutoras como a tecnologia de Nitreto de Gálio (GaN) no banco de dados da metodologia de otimização de conversores para nano satélites CubeSat. Assim espera-se a redução das perdas energéticas na comutação das chaves semicondutoras e as perdas *Joule* nos enrolamentos de cobre dos indutores e o consequente aumento no rendimento dos conversores.

REFERÊNCIAS

National Aeronautics and Space Administration - NASA. *Sputnik and The Dawn of the Space Age*. 2007. Disponível em: <<http://history.nasa.gov/sputnik/>>.

AAU CubeSat TEAM. **Chapter 5 - EMC and thermal analysis**. [S.l.], 2013.

ALI, A. et al. Innovative power management, attitude determination and control tile for cubesat standard nanosatellites. **Acta Astronautica**, v. 96, p. 116 – 127, 2014. ISSN 0094-5765. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0094576513004165>>.

ARNOLD, S. S.; NUZZACI, R.; GORDON-ROSS, A. Energy budgeting for cubesats with an integrated fpga. In: **Aerospace Conference, 2012 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–14. ISSN 1095-323X.

AZUR SPACE Solar Power GmbH . **Cell Type: 3G - 28%**. [S.l.], 2013.

BALDA, J. C.; MANTOOTH, A. Power-semiconductor devices and components for new power converter developments: A key enabler for ultrahigh efficiency power electronics. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 3, n. 2, p. 53–56, June 2016. ISSN 2329-9207.

BELTRAME, F. et al. Design methodology to improve the converters' efficiency applied to photovoltaic systems. In: **Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1397–1403.

BIELA, J. et al. Sic versus si;evaluation of potentials for performance improvement of inverter and dc/dc converter systems by sic power semiconductors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 7, p. 2872–2882, 2011.

Blue Canyon Technologies . **XEPS CubeSat Electrical Power System**. 2016. Disponível em: <<http://www.bluecanyontech.com>>.

BOAIN, R. J. A-b-cs of sun-synchronous orbit mission design. In: **14th AAS/AIAA Space Flight Mechanics Conference**. [S.l.: s.n.], 2004. p. 1–8.

BURT, R. **DISTRIBUTED ELECTRICAL POWER SYSTEMS IN CUBESAT APPLICATIONS**. Dissertação (Mestrado) — UTAH STATE UNIVERSITY, 2011.

BUSCH, S. et al. Uwe-3, in-orbit performance and lessons learned of a modular and flexible satellite bus for future pico-satellite formations. **Acta Astronautica**, v. 117, p. 73 – 89, 2015. ISSN 0094-5765. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0094576515003185>>.

CENGEL, Y. A. **Heat Transfer: A Practical Approach**. second. [S.l.]: CRC Press, 2004.

Center for Positioning, Navigation and Timing. **Glonass History**. 2016. Disponível em: <<https://www.glonass-iac.ru/en/guide/>>.

CHRISTIAN, M.; OLIVIER, G. **Application Note AN 2012-03 - Improving Efficiency of Synchronous Rectification by Analysis of the MOSFET Power Loss Mechanism**. [S.l.], 2012.

Clyde Space Company. **Clyde Space Electrical Power Systems**, <http://www.clyde-space.com>. 2016.

Crystal Space. **Crystalspace P1U Vasik Power Supply**. 2015. Disponível em: <<http://crystalspace.eu/products/crystalspace-p1u-vasik-power-supply/>>.

CubeSat Shop. <http://www.cubesatshop.com/>. 2015.

DARBALI-ZAMORA, R. et al. An electric power supply design for the space plasma ionic charge analyzer (spica) cubesat. In: **2014 IEEE 40th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1790–1795. ISSN 0160-8371.

Delfi Space Program. **Delfi Next space program**. 2015. Disponível em: <<http://www.delfispace.nl/index.php/delfi-n3xt>>.

DINH, D. **Thermal Modeling of Nanosat**. Dissertação (Mestrado) — San Jose State University, 2012.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. Second edition. [S.l.]: Springer US.

Fairchild. **Application Note AN-6072 - Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC**. [S.l.], 2009.

FINCKENOR, M. M.; DOOLING, D. **Multilayer Insulation Material Guidelines**. [S.l.], 1999.

FIORE, R. **Application Note ATC 001-923: ESR Losses in ceramic capacitors**. [S.l.], 1999.

FLORENZANO, T. G. **Os sattes e suas aplicaces**. Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2008. Disponível em: <<http://www.sindct.org.br/files/livro.pdf>>.

FOD. et al. Monitoring glaciers from space using a cubesat. **IEEE Communications Magazine**, v. 53, n. 5, p. 208–210, May 2015. ISSN 0163-6804.

GILMORE, D. G. **Spacecraft Thermal Control Handbook: Volume I: Fundamental technologies**. second. [S.l.]: The Aerospace Press, 2002.

GomSpace NanoPower Systems. **Electrical Power Supplies for CubeSats**, <http://gomspace.com>. 2016.

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE. **Hist Institucional**. 2011. Disponível em: <http://www.inpe.br/institucional/sobre_inpe/historia.php>.

International Rectifier. **IRF7836PbF - HEXFET Power MOSFET**. [S.l.], 2006.

_____. **Application Note AN-978 - HV Floating MOS-Gate Driver ICs**. [S.l.], 2007.

IVANOVIC, Z.; BLANUSA, B.; KNEZIC, M. Analytical power losses model of boost rectifier. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 8, p. 2093–2102, August 2014. ISSN 1755-4535.

JACQUES, L. **Thermal Design of the Oufiti-1 nanosatellite**. Dissertação (Mestrado) — University of Li, 2009.

JAUREGUI, D.; WANG, B.; CHEN, R. **Application Report SLPA009A ? Power Loss Calculation With Common Source Inductance Consideration for Synchronous Buck Converters**. [S.l.], 2011.

KEESEE, J. E. **Spacecraft Thermal Control Systems - Purpose of thermal control systems**. [S.l.], 2003.

KOLAR, J. W.; MINIBOCK, J. High rectifier system with 99.2% efficiency. **Elektronik-praxis**, 2012.

LEFRANC, P.; JANOT, X.; DESSANTE, P. Virtual prototyping and pre-sizing methodology for buck dc/dc converters using genetic algorithms. **IET Power Electronics**, Vol. 5, p. 41–52, 2012.

MAGNETICS. **Magnetics Powder Core Catalog**. [S.l.], 2015.

MELONE, C. W. **PRELIMINARY DESIGN, SIMULATION, AND TEST OF THE ELECTRICAL POWER SUBSYSTEM OF THE TINYScope NANO-SATELLITE**. Tese (Doutorado) — NAVAL POSTGRADUATE SCHOOL, 2009.

MIRJAFARI, M.; BALOG, R. S. Survey of modelling techniques used in optimisation of power electronic components. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 5, p. 1192–1203, May 2014. ISSN 1755-4535.

MOHAN, N. **First Course on Power Electronics and Drives**. [S.l.]: MNPERE, 2003. ISBN 9780971529229.

MUNAKATA, R. **CubeSat Design Specification rev.13**. [S.l.], 2009.

NASA Ames Research Center. **Edison Demonstration of Smallsat Networks (EDSN)**. 2013. Disponível em: <http://www.nasa.gov/directorates/spacetech/small_spacecraft/edsn.html>.

NASA's Earth Science Technology Office.

National Aeronautics and Space Administration - NASA. **NASA/TP2015216648/REV1 - Small Spacecraft Technology State of the Art.** [S.l.], 2015.

_____. **Spinoff 2016 Highlights Space Technologies Used in Daily Life on Earth.** 2015. Disponível em: <<http://www.nasa.gov/press-release/spinoff-2016-highlights-space-technologies-used-in-daily-life-on-earth>>.

_____. **Fighting Cancer with Space Research.** 2016. Disponível em: <<http://www.nasa.gov/feature/jpl/fighting-cancer-with-space-research>>.

NOTAROS, B. **Electromagnetics.** Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall, 2011. ISBN 978-0132433846.

OH, H.-U.; PARK, T. Experimental feasibility study of concentrating photovoltaic power system for cubesat applications. **IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems**, v. 51, n. 3, p. 1942–1949, 2015.

ON Semiconductor. **NCP5359 Datasheet.** [S.l.], 2009.

PATEL, M. **Spacecraft Power Systems.** [S.l.]: CRC Press, 2004.

Planet Labs Incorporated. **Planet Labs Incorporated.** 2016. Disponível em: <<https://www.planet.com/>>.

POLENOV, D. et al. The influence of turn-off dead time on the reverse-recovery behaviour of synchronous rectifiers in automotive dc/dc-converters. In: **Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on.** [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–8.

POMILIO, J. A. **CONVERSORES CUK, SEPIC E ZETA COMO PFP.** [S.l.], 2007.

Programa NANOSATC-BR Desenvolvimento de CubeSats . **Missspacial NANOSATC-BR1.** 2014. Disponível em: <<http://www.inpe.br/crs/nanosat/>>.

PUIG-SUARI, J.; TURNER, C.; AHLGREN, W. Development of the standard cubesat deployer and a cubesat class picosatellite. In: **Aerospace Conference, 2001, IEEE Proceedings.** [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 1/347–1/353 vol.1.

RAMAMURTHY, A. **Flexible Digital Electrical Power System Design and Modeling for Small Satellites.** Dissertação (Mestrado) — North Carolina State University, 2009.

RASHID, M. H. **Eletrnica de potia. Circuitos, dispositivos e aplicas.** [S.l.]: Makron Books, 1999.

RAWAL, S. P.; BARNETT, D. M.; MARTIN, D. E. Thermal management for multifunctional structures [spacecraft electronics]. In: **Multichip Modules and High Density Packaging, 1998. Proceedings. 1998 International Conference on.** [S.l.: s.n.], 1998. p. 129–134.

RICHMOND, J. A. **Adaptive Thermal Modeling Architecture for Small Satellite Applications.** Dissertação (Mestrado) — Massachusetts Institute of Technology - MIT, 2010.

RODREZ, M. et al. An insight into the switching process of power mosfets: An improved analytical losses model. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 6, p. 1626–1640, June 2010. ISSN 0885-8993.

SARTORI, H. C. **PROJETO DE CONVERSORES ESTTICOS FAZENDO USO DE UMA METODOLOGIA DE MINIMIZAO DE VOLUME/PERDAS/CUSTO.** Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Programa de Pradua em Engenharia Elica - PPGEE, 2013.

SARTORI, H. C. et al. Integrated methodology design to improve the efficiency and reduce volume of the ccm pfc boost converters with pre-sizing settings. In: **Industrial Electronics (ISIE), 2015 IEEE 24th International Symposium on.** [S.l.: s.n.], 2015. p. 1378–1385.

SARTORI, H. C.; BELTRAME, F.; PINHEIRO, J. R. A static converter comparative study taking into account semiconductor technologies and swicth auxiliary circuits: Optimized design. In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian.** [S.l.: s.n.], 2011. p. 280–285.

SINGH, S.; SHRIVASTAV, A.; BHATTACHARYA, S. Gan fet based cubesat electrical power system. In: **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).** [S.l.: s.n.], 2015. p. 1388–1395. ISSN 1048-2334.

SolAero Technologies. **IMM4J CIC - Coverglassed and Interconnected Cell Datasheet.** [S.l.], 2015.

ST Microelectronics. **FERD15S50DJF-TR Datasheet.** [S.l.], 2013.

STEARMAN, R. O. **ASE 463Q: Design and Testing of Aerospace Structures - Chapter 5:Power Subsystem.** [S.l.], 2015.

STRONG, K. **Satellite Orbits.** [S.l.], 2005.

TARDIFF JASON KANG, B. T. N. **SNAPS: Satellite Power Simulation.** [S.l.], 2012.

THE SPACE ECONOMY. **Comparativo das tas espaciais.** 2015. Disponível em: <<http://thespaceeconomy.blogspot.com.br/2014/08/the-problem-of-orbits.html>>.

THIRION, P. **Design and Implementation of On-board Electrical Power Supply of Student Nanosatellite OUFTI-1 of University of Li**. Dissertação (Mestrado) — University of Li, 2009.

UMEGAMI, H. et al. A novel high-efficiency gate drive circuit for normally off-type gan fet. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 1, p. 593–599, 2014.

United States Army. **SMDC Nanosatellite Program**. 2015. Disponível em: <<http://www.army.mil>>.

U.S. Air Force. **Global Positioning System (GPS)**. 2016. Disponível em: <<http://www.gps.gov/systems/gps/>>.

VISCIO, M. et al. Interplanetary cubesats system for space weather evaluations and technology demonstration. **Acta Astronautica**, Elsevier Limited, v. 104, n. 2, p. 516–525, 2014. ISSN 0094-5765.

WERTZ, J.; LARSON, W. **Space Mission Analysis and Design**. Springer Netherlands, 1999. (Space Technology Library). ISBN 9780792359012. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=veyGEAKFbiYC>>.

XIONG, Y. et al. New physical insights on power mosfet switching losses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 2, p. 525–531, Feb 2009. ISSN 0885-8993.

ZHANG, J. **Bidirectional DC-DC Power Converter Design Optimization, Modeling and Control**. Tese (Doutorado) — Virginia Polytechnic Institute and State University, 2008.

ZHANG, X. et al. A high-efficiency dc/dc boost converter for a miniaturized microbial fuel cell. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 4, p. 2041–2049, April 2015. ISSN 0885-8993.

ZIDAR, M. et al. Review of energy storage allocation in power distribution networks: applications, methods and future research. **IET Generation, Transmission Distribution**, Vol. 10, p. 645–652, 2016.